PÕHIÕPIKUD **4**
TÄIENDAV KIRJANDUS I **5**
TÄIENDAV KIRJANDUS II: **5**
1 SISSEJUHATUS **6**
1.1 RAADIOVASTUVÕTJATE KASUTUSVALDKOND 6
1.2 RAADIOVASTUVÕTJATE SKEEMIDE NÄITED 9
1.3 RAADIOVASTUVÕTJA TÖÖPÕHIMÕTTED, STRUKTUURSKEEMID 11
1.4 RVV HIERARH.STRUKT-ID 15
Raadiotrakti energeetika
1.5 18
1.5.1 Ülekantava võimsuse valem (Friisi valem) *18*
1.5.2 Kaod eetris *22*
1.5.3 Lingi võrrand ja lingi büdžett (bilanss) *23*
1.5.4 Efektiivne isotroopiline kiirgusvõimsus ja G/T parameetrid *26*
Efektiivne isotroopiline kiirgusvõimsus EIRP 26
Suhe vastuvõtuantenni võimenduse ja trakti müratemperatuuri vahel (G/T) 27
2 RAADIOVASTUVÕTJATE ANALOOGOSA **28**
2.1 RF TÖÖTLUSE HEXAGON 28
2.2 SUPERVASTUVÕTJA VÕIMENDUS-MUUNDUSTRAKT (VMT) 29
2.3 VÕIMENDUS-MUUNDUSTRAKTI PARAMEETRID 30
2.3.1 Vastuvõtja müraallikad *30*
Antenni kaudu saadud müra 30
Vastuvõtja enda müra. 31
2.3.2 Vastuvõtja mürategur *32*
2.3.3 Dünaamiline diapasoon ja tundlikkus *36*
A. Dünaamiline diapasoon: 36
B. Tundlikkus: 37
2.3.4 Intermodulatsiooni mõiste *39*
2.3.5 Kolmandat järku intermodulatsioon *41*
2.3.6 Häiresignaalid (spurious signals) *48*
2.3.7 Häirevaba (spurious free) dünaamiline diapasoon *50*
2.3.8 Blokeeringu nähtus *51*
2.3.9 Ristmodulatsioon (cross-modulation) *52*
2.3.10 Vastastikkune segunemine (reciprocal mixing) *52*
2.3.11 Häirete kujutlusviisid *53*
2.3.12 . Selektiivsus *55*
A. Ühesignaalne VMT sageduslik selektiivsus 55
B. VMT paljusignaalne selektiivsus. 56
C. VMT ribalaius 57
D. Sageduskarakteristiku täisnurksus. 58
2.4 VASTUVÕTJA VMT ESKIISPROJEKTEERIMISE ÜLDISED ALUSED 58
2.4.1 VMT struktuuri valik *58*

2.4.2 Mitmekordne sagedusmuundus ... *60*
2.4.3 Võimenduse ja sagedusliku filtreerimise jagamine VMT struktuurskeemis *64*
2.5. AKTIIVELEMENTIDE, MIKROSKEEMIDE VALIK. ... 65
2.6. SAGEDUSLIK FILTREERIMINE. ... 66
2.6.1. Filtrite lahendusvariandid ... *68*
2.6.2. Tehnoloogilised, mikroskeemidega sobituvad LC filtrid ... *68*
*2.6.3. Aktiivsed RC filtrid ** ... *69*
2.6.4. Piesoefektile tuginevad filtrid ... *69*
2.6.5. Kvartsresonaatorid ... *69*
2.6.6. Piesoresonaatoritele tuginevad filtrid ... *74*
Ahelskeemidena ... 74
Sildskeemidena ... 76
2.6.7. Seadised akustilistel pindlainetel ... *81*
2.7. SAGEDUSMUUNDURI (SEGUSTI, MIKSER) ESKIIS-PROJEKTEERIMINE ... 83
2.7.1. Sagedusmuundur ... *83*
2.7.2. Balanss-sagedusmuundur ... *84*
A. Ühekordsed balansskeemid. ... 85
B. Kahekordsed (topelt) balansskeemid (ringsegustid) ... 86
2.7.3. Sagedusmuunduri mürad ... *88*
2.7.4. Vahesageduse valik. ... *91*
2.7.5. Faasimeetod segusti ebasoovitavate spektrikomponentide mahasurumiseks *95*
2.8. RAADIOSAGEDUSLIKUD VÕIMENDID ... 97
2.8.5. Võimendustegur ... *97*
A. Lähtemomendid ... 97
1. Skeemide kirjeldus maatriksite abil ... 97
B. Võimendi võimsusvõimendustegur. Üldised mõisted ... 103
C. Unilateraalne võimendi käsitlus ... 106
D. Unilateraalsel käsitlusel tekkiva vea hindamine ... 108
E. Unilateraalse käsitluse arvutusnäide ... 109
F. Võimendi projekteerimine ühe sobitusahelaga. ... 110
F.1 Võimendi sobitusega ainult väljundahelas. ... 110
F.2. Võimendi sobitusega ainult sisendahelas. ... 111
G. Unilateraalse võimendusteguri kujutamine ringdiagrammil ... 112
H. Arvutusnäited erinevate sobituste korral ... 113
2.8.6. Raadiosageduslike võimendite stabiilsus. ... *116*
A. Lähtepunktid ... 116
B. Võnkumiste põhjused ... 117
C. Stabiilsuse tingimused. ... 118
D. Stabiilsuse tegur – K – tegur (faktor) ... 118
E. Stabiilsuse tegur - μ - tegur (faktor) ... 119
F. Stabiilsusringid Smithi diagrammil ... 120
2.8.7. Resonantsvõimendi sobitus- ja häälestustingimused ... *124*
2.8.8. Sobituse lähtekohad ... *126*
2.8.9. L – kujulised sobitusahelad ... *127*

A. Puht aktiivtakistuste sobitus 127
B. Komplekstakistuste sobitus 130
2.8.10. Kolmeelemendilised sobitusahelad. *133*
A. Pii-kujuline sobitusahel. 133
B. T-kujuline sobitusahel 135
2.8.7. Laiaribalised sobitusahelad *138*
2.8.8. Smithi kaart (ringdiagramm) *140*
A. Lähtealused 140
B. Takistuste kandmine Smithi kaardile 142
C. Takistuste kujutamine juhtivustena 144
2.8.9. Takistuste sobitus Smithi kaardil *149*
A. Kaheelemendiline takistuste sobitus 149
B. Kolmeelemendiline sobitus 151
C. Mitmeelemendiline sobitus 153
2.9. VMT SKEEMITEHNIKA 154
2.10. DETEKTORID (ANALOOG) 155
2.10.1. Amplituuddetektorid *155*
2.10.2. Faasdetektorid *160*
2.10.3. Sagedusdetektorid *161*
2.11. MT DIGITAALVASTUVÕTJAS 165

Põhiõpikud

1. William Schweber. Electronic Communication system. A Complete Course. Prentice-Hall International, Inc. 1996. 781 lk. **ISBN: 0-13-373226-6**
2. N. N. Fomin. Radiopriomnõie ustroistva. Utšebnik dlja VUZ-ov. Radio i svjaz, 1996. 509 lk. **ISBN: 5-256-01232-0**
3. Amos, Stanley William. Principles of Transistor Circuits: Introduction to Design of Amplifiers, Receivers and Digital Circuits, 8-th ed. Oxford, Butterworth-Heinemann, 1995. 394 lk. **ISBN 0-750-61999-6**. TTÜ, VA-69084
4. Bowick, Chris. RF Circuit Design. Indianopolis, USA, 1997. **ISBN 0-7506-9946-9.**
5. Bensky, Alan,Short-Range Wireless Communication: Fundamentals of RF System Design and Application. LLH Technology Publiching, USA, 2000. **ISBN 1-878707-53-1**
6. Cotter W. Sayre. Complete Wireless Design. McGraw-Hill, 2001. **ISBN 0-07-137016-1;**
7. Joseph J. Carr. Secrets of Circuit Design. Third Edition, McCraw-Hill, 2001. **ISBN 0-07-137067-6;**
8. Kai Chang. RF and Microwave Wireless System. John Wiley&Son, inc. Texas A&M University, USA 2000. **ISBN 0-471-35199-7.**
9. Razavi Benzad. RF Microelectronics. Radio Circuits Design and Construction. Prentice Hall. Inc. USA. 1998. **ISBN 0-13-887571-5**
10. Carl J. Weisman. The Essential Guide to RF and Wireless. Prentice Hall PTR, USA, 2002. **ISBN 0-13-035465-1**
11. Wes Hayward. Radio Frequency Design. The American Radio Relay League, Inc. 2000. **ISBN 0-87259-492-0**
12. Rowan Gilmore, Les Besser. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems. Volume I. Passive Circuits and Systems. Artech House. 2003. **ISBN 1-58053-521-6.**
13. Rowan Gilmore, Les Besser. Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems. Volume II. Active Circuits and Systems. Artech House. 2003. **ISBN 1-58053-522-4.**
14. Carl Nassar. Telecommunication demystified. A Streamlined Course in Digital Communication (and some analog) for EE Students and Practical Engineers. LLH Technology Publiching. 2001. **ISBN 1-878707-55-8.**
15. Steve Winder, Joe Carr. Newnes Radio and RF Engineering Pocket Book. Newness. Third Edition, 2002. ISBN **0-7506-5608-5.**

Täiendav kirjandus I

1. http://www.radio cbc.ca/radio/digital-radio/receiver
2. http://www.thomcast.thomson-csf.com
3. http://www.telefunken-sender.de
4. http://www.itelco.it

Täiendav kirjandus II:

1.E.C. Jordan. Data for Engineers: Radio, Electronic, Computer and Communications. Howard Sons, 1990. 1138 p.

2.Liao Samuel Y. Microwave Circuit Analysis and Amplifiers Design. Englewood Cliffs, Prentice Hall, NY, 1987.- 482 p.

3.F. Mazda. Electronics Engineer's Reference Book. 6-th ed.Butlerworth, London,1989.

4. Application and Design Catalogs, Notes Inteli, Philipsi, Motorola jt. firmadelt.

6. William Schweber. Electronic Communication Systems. A Complete Course. Prentice-Hall, Inc. 1996, 798p. ISBN: 0-13-37322-6.

8. The ARRL Handbook, 1995…2012

Loengute trükivariant on internetis

1 SISSEJUHATUS

1.1 Raadiovastuvõtjate kasutusvaldkond

Raadioside realiseerimiseks on teatavasti vajalik nii raadio**saate**süsteem kui ka sellele vastav **vastuvõtu**süsteem, lisaks veel antennid saate ja vastuvõtupoolel. Käesolev kursus käsitleb raadiovastuvõtusüsteemide olemust, nende põhilüli – raadiovastuvõtja ja selle koostisosade tööpõhimõtteid, omadusi ning neid tööpõhimõtteid realiseerivaid struktuurseid kui ka skeemitehnilisi lahendusi.

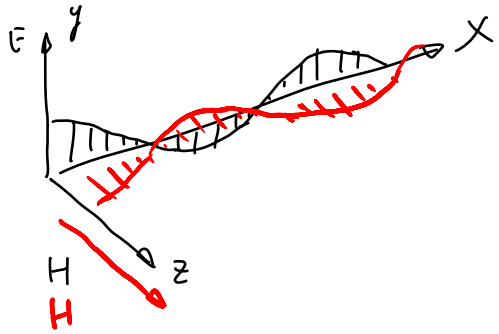
Tänapäeval leiavad raadiovastuvõtusüsteemid (edaspidi lihtsamini nimetatuna - vastuvõtuseadmed) ning raadiovastuvõtjad (edaspidi lihtsalt vastuvõtjad) rakendust väga mitmekülgsetes valdkondades. Nimetagem siin

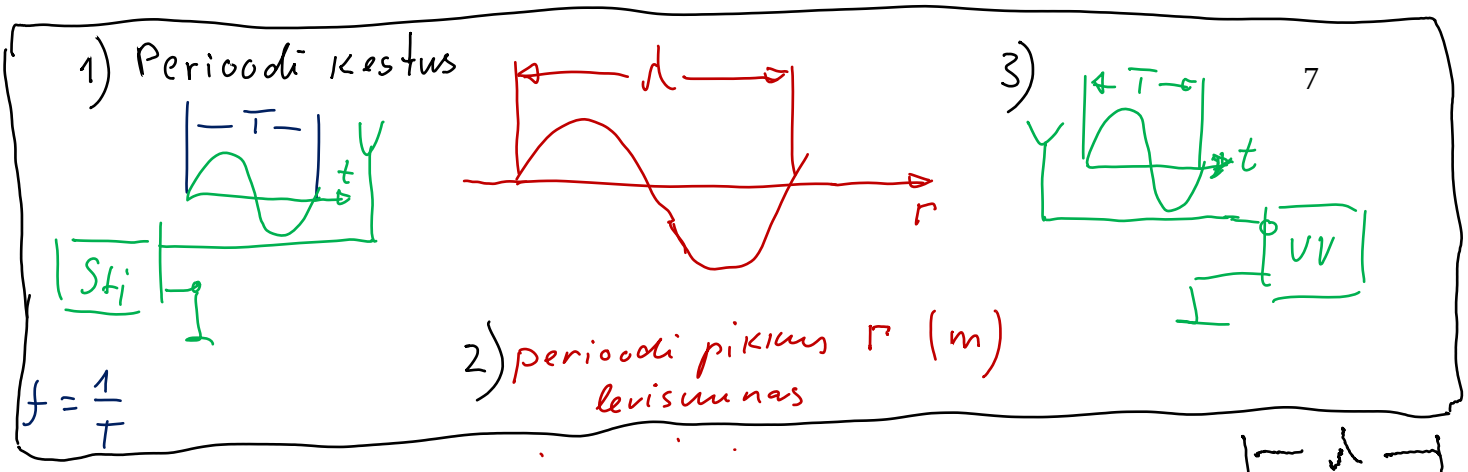
- ringhäälingut,
- raadiosidet (levinenud andmesidet eetris, kaablis),
- mobiil-telefonisidet, mobiil-internetiside,
- televisiooni, nüüdsest siis digiTV
- raadioreleeliine (ka optilised kaabelliinid),
- sateliitsidet,
- raadionavigatsiooni (alates lihtsamatest raadiomajakatest ning lõpetades globaalse, praegusel ajal juba domineeriva GPS satelliitnavigatsiooniga),
- kosmosesidet,
- raadiolokatsiooni (kuni käsitsikasutatavate, näiteks jahtlaevadel kasutatavate minilokaatoriteni välja),
- raadiotelemeetriat,
- raadiometeoroloogiat.
- Vargakaitsesüsteemid ka ei saa läbi ilma vastuvõtjateta.

Järjest väiksemaks jäävad valdkonnad, kus kasutatakse vastuvõtjaid eraldi nende tavamõistes; üha keerukamate tehniliste ülesannete lahendamiseks lisanduvad neile veel mitmeid täis- või poolautomaatseid abi – ning juhtsõlmi, mistõttu tuleb üha enam mõista vastuvõtuseadme all terviklikku süsteemi. Kuna võimalikke erisüsteeme on väga palju, siis käesoleva kursuse piirides vaadeldakse mõningate selliste süsteemide näiteid, piirdudes põhiliselt raadiovastuvõtjate põhiprintsiipidega ning tüüpiliste vastuvõtjate juurde kuuluvate abi- ning juhtsõlmedega.

Mõningad algmõisted:

I. Lainete levik eetris





Laine levikkimus

$v = f\lambda$

Laine pikkus $\lambda_0 = \frac{v_0}{f} = \frac{c_0}{f} = T \cdot c_0$

$c_0 = 300 \cdot 10^6$ m/sec (vaakumis)

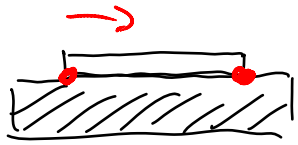
$f_1 = 1\,GHz$
$T_1 = 10^{-9}$ sec
$\rightarrow \lambda_1 = \frac{300 \cdot 10^6}{10^9} = 300 \cdot 10^{-3}\,m = 0{,}3\,m$

$f_2 = 1\,MHz$
$T_2 = 10^{-6}$ sec
$\rightarrow \lambda_2 = \frac{300 \cdot 10^6}{10^6} = 300\,m$

II. Laine levik teistes dielekrilistes keskkondades dielektrilise läbitavusega ε_{rel}

mitte vaakumis (ε_{rel} korral) (homogeenses) $c = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{rel}}}$ $\lambda_{eff} = \frac{30}{f_{GHz}\sqrt{\varepsilon_{rel}}}$

N:



trükkplaadi riba $\ell = 1{,}27$ cm.

dielektrik → ε_{rel}, muna

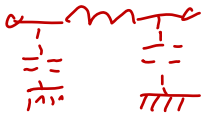
osa õhk → mitte homogeenne; $\varepsilon_{eff} \approx 2{,}25 < \varepsilon_{rel}$

Lainepikkuse osa $FW(\%) = \frac{\ell}{\lambda_{eff}} 100\%$; kraadides $\Theta^\circ = \frac{\ell}{\lambda_{eff}} \cdot 360^\circ$

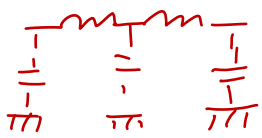
⇓

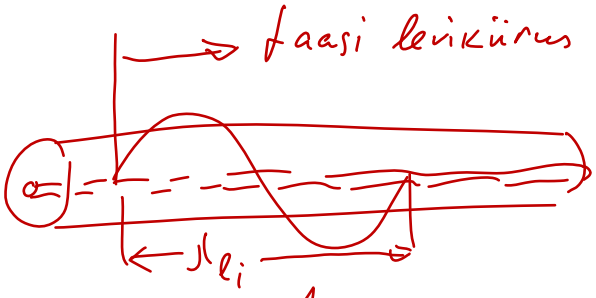
Saame: $\lambda_{eff} = \frac{30 \text{ cm}}{10^{-2}\sqrt{2{,}25}} = 200 \text{ cm}$; $FW = \frac{1{,}27}{200} \cdot 100\% = 0{,}063\%$

1. 10 MHz :

2. 100 MHz : $FW = 0{,}63\%$ – L iseloom  – vaadeldav kui L (koos C-ga)

$f \downarrow \Rightarrow X_L \gg |X_C| \Rightarrow \approx L$

3 1 GHz : $FF = 6{,}3\%$; $\Theta = 22{,}7^\circ$ – vaadeldav kui jaotusparam. liin 



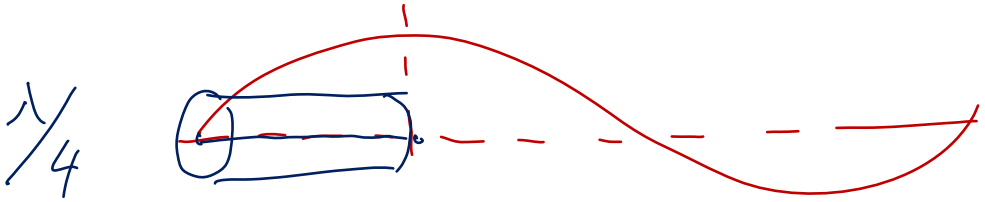
Laine ehk faasi levikiirus liinis

$v_{faas} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$L \uparrow$, $C \uparrow \Rightarrow v \downarrow$

$\Rightarrow \lambda_{ei} \downarrow$

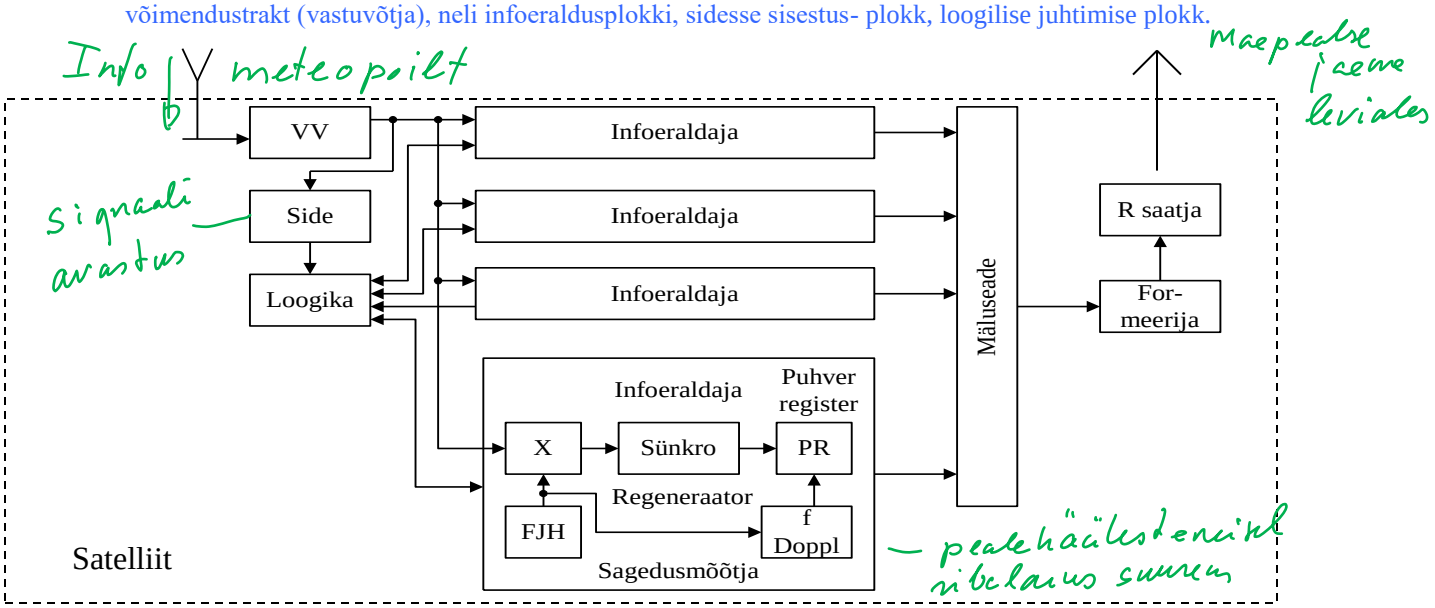
$\lambda_{lainejuht} = \frac{v_{faas}}{f} = v_{faas} \cdot T$



1.2 *Raadiovastuvõtjate skeemide näited*

Ülekantava infomahu ning eri infoliikide pidev kasv dikteerib ka vastavate vastuvõtusüsteemide (-seadmete) arengu. Tänapäevast vastuvõtuseadet iseloomustatakse paljude üksteisest sõltuvate parameetritega, mistõttu sellise seadme projekteerimine kujuneb küllalt keerukaks ja kalliks protsessiks. Tuleb sünteesida optimaalne süsteem etteantud kvaliteeti iseloomustavate parameetrite rahuldamiseks. Vastuvõtuseadme väljatöötlust alustatakse üldise struktuurskeemi sünteesiga; sellele järgnevalt jõutakse üksiksõlmede väljatöötluseni. Vaatleme siinjuures mõningaid iseloomulikke näiteid raadiosüsteemide, sealhulgas ka vastuvõtuseadmete struktuurskeemidest.

Toome ***esimese näite*** satelliit-raadiovastuvõtusüsteemist liikumatute ning vabalt liikuvate meteoroloogiliste poide asukoha määramiseks ning andmete kogumiseks (joonis 1.2.1). Siia juurde kuulub võimendustrakt (vastuvõtja), neli infoeraldusplokki, sidesse sisestus- plokk, loogilise juhtimise plokk.



Joonis 1.2.1

Maapealsed poid kiirgavad sagedustel 401, 650 MHz lühikesi (alla 0,5s) impulsse kordusperioodiga 50s. Signaal on kahendkoodis faas-manipuleeritud (impulskodeeritud).

Doppleri efekti tõttu võib signaalisagedus vastuvõtja sisendis muutuda +/- 8800 Hz, saatjate sagedusstabiilsus on piirides +/- 12Hz.

Sidesse sisenemise plokk avastab sisendsignaalid, mõõdab nende sagedused ning nivood ja annab selle info edasi loogilisele juhtskeemile.

Loogiline juhtskeem kontrollib, et kas on saadud signaalid uued või juba vastuvõetavad, kas vastuvõetavate signaalide kandevsagedused on piisavalt üksteisest eraldatavad, vältimaks häireid. Positiivse otsuse korral lülitatakse vaba infoeraldusplokk vastuvõtja väljundisse,

Infoeraldusplokis sisalduvale automaatjärgimise süsteemile (faasluku süsteem) antakse saabunud signaalile häälestuseks vajalikud andmed. Kiiremaks pealehäälestuseks signaali avastamise etapis on:

- algselt infoeraldusploki ribalaius suurem,
- info vastuvõtul see kitseneb automaatselt – tagamaks paremat signaal/müra suhet ning seega ka suuremat töökindlust ja täpsust.

Faasdetektori väljundist saadud demoduleeritud signaal antakse sünkroniseerimis-ning regenereerimisseadmele,

Sünkroniseerimis-ning regenereerimisseadme abil eraldatakse kood- impulsssignaali sagedus ning signaali infoosa alguses antav sünkrosõna. Signaal ise aga kuulub optimaalsele filtreerimisele ning regenereerimisele.

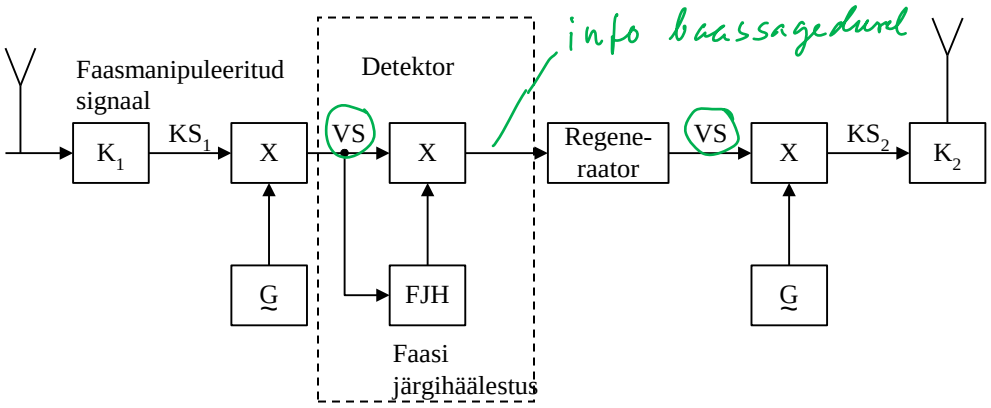
Üheaegselt infovastuvõtuga mõõdetakse signaali

- kandevsagedus Doppleri sagedusmuutus sagedusmõõtjaga
- fikseeritakse signaali vastuvõtmise ajamoment.

Pärast signaali ning sünkrosõna fikseerimist kantakse vastuvõetav info üle puhverregistri vastuvõtuseadmest välja ning salvestatakse mälus.

Kui satelliit saabub maapealse info vastuvõtutsooni, formeeritakse vastav signaal signaali formeerijas ning transleeritakse see saatja vahendusel maale. Maal toimub siis saadud info lahtimõtestamine.

Teise näitena vaatleme lihtsustatud retranslatsioonijaama digitaalinfo edastuseks (joon. 1.2.2)

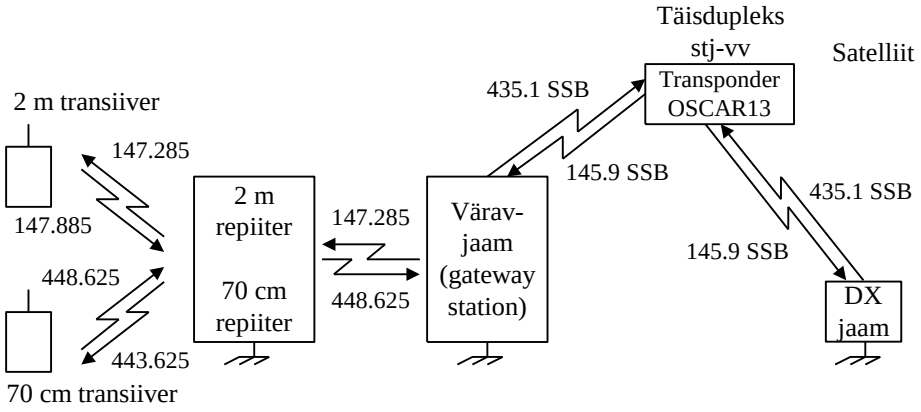


Joonis 1.2.2

- Vastuvõetud ning võimendatud faasmanipuleeritud (muutuva faasiga, vastavalt tüürsignaali olekutele 1 või 0) signaal muundatakse segustis vahesagedussignaaliks.
- Sellel sagedusel signaal demoduleeritakse (detekteeritakse) faasdetektoris faaslukk-süsteemi vahendusel, filtreeritakse ning regenereeritakse regeneraatoris.
- Regenereeritud signaal moduleerib modulaatoris teise generaatori signaali ning pärast võimendust saadetakse see signaal suundantenniga teise retranslaatori suunas.

Mida kõrgematel sagedustel retranslaatorid töötavad, seda suurem on ülekantava informatsiooni maht. Tänapäeval suurima infomahuga retranslaatorid töötavad optilises diapasoonis, optiliste kaablite vahelülidena. Muide, tänu optiliste kaablite väikesele sumbuvustegurile on vahevõimendite/retranslaatorite arv siin tunduvalt väiksem kui näiteks sama pikkusega kõrgsagedus-koaksiaalkaabli korral

Kolmas näide olgu satelliit-amatöörside valdkonnast. Nii on võimalik VHF/UHF sagedusdiapasoonides saavutada üle satelliidi kaugside (long distance communication - DX). See on saavutatav väikeste antennidega, väikesevõimsuselise ning lihtsa aparatuuriga. Selleks on suurel kõrgusel asetsevad satelliidid nimega OSCAR (Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio), millised asetsevad elliptilisel orbiidil nimega Phase III. Nad kindlustavad töö kuni 10 tunnises aknas suurel maa pindalal.



Joonis 1.2.3

Amatöörsatelliidid varustatakse täisdupleks – vastuvõtussüsteemidega üldnimetusega transponder. Need transponderid võimaldavad kuulata ka enda signaale (reaalajas) samuti kui teiste operaatorite signaale. Nii tekib suur paljujaamaline kontinentidevaheline ümarlaud.

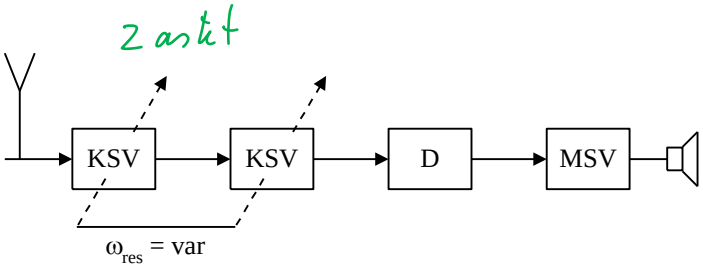
Satelliitoperaator saadab ühes sagedusdiapasoonis (uplink) ning võtab vastu teise diapasoonis (downlink). Nii näiteks satellit OSKAR 13 transponder teenindab ühena võimalikest Mode B nimetatud viisil – 435 MHz uplink ja 145 MHz downlink. Joonisel 1.2.3. on toodud näide Illionoisi osariigis Ameerikas töötava translaatori – värava (gateway station) kohta.

Omaette valdkonna moodustavad ***lähipiirkonna (short-range) raadiosüsteemid***. Nii võib tuua näiteid raadio teel garaažiuste avamissüsteemist, auto vargakaitsete tüürimisest, TV, raadio telejuhtimissüsteemid, traadita omavahelised arvutiühendused ja ühendused internetiga. Neid süsteeme iseloomustab väikene saatevõimsuste nivoo, tihti patareitoide, väikene hind.

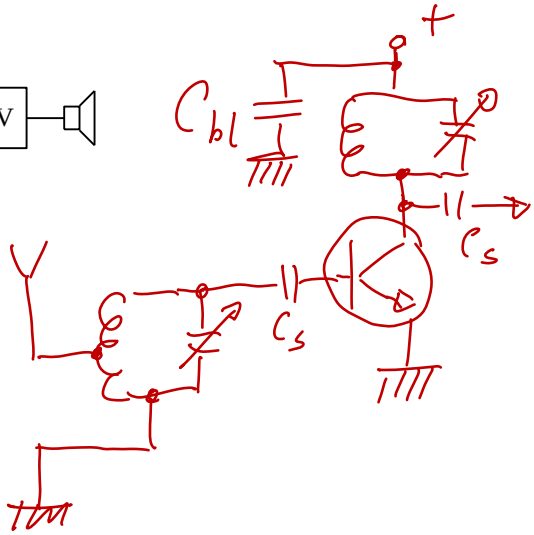
Niiviisi võib tuua näiteid paljude raadiovastuvõtusüsteemide kohta. Nii või teisiti, nende süsteemide põhikomponendiks on raadiovastuvõtja. Viimastele ongi pühendatud meie kursuse põhirõhk.

1.3 Raadiovastuvõtja tööpõhimõtted, struktuurskeemid

Ajalooliselt esimene ning struktuurilt lihtsaim vastuvõtja on *otsevastuvõtja* (joon. 1.3.1)



Joonis 1.3.1



See koosneb

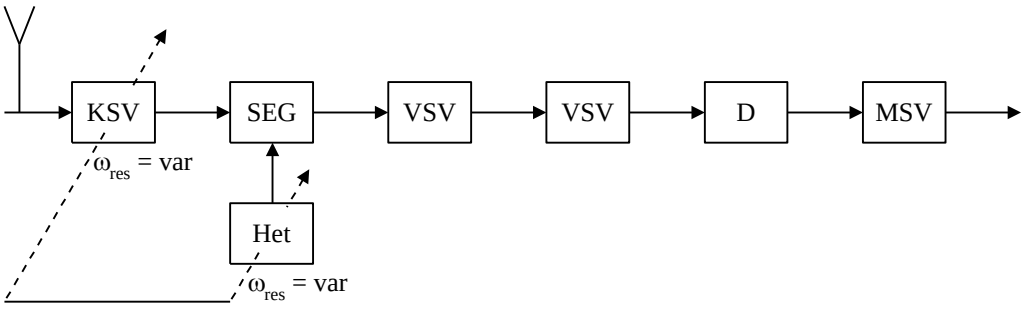
- kõrgsagedusvõimendist,
- detektorist ehk demodulaatorist
- helisagedusvõimendist.

Kasutatakse ka võimendusastmetest sõltuvat tähist. Nii näiteks tähis 2-V-1 näitav, et tegemist on kahe kõrgsagedusvõimendusastmega, detektoriga ning ühe madalsagedusvõimendusastmega vastuvõtjaga. Detektor eraldab kõrgsagedussignaalist sinna moduleerimise teel sisaldatud madalsagedusliku info. Tänapäeval võib kohata selliseid vastuvõtjaid vaid tulevase raadiohuvilise esimese omaehitatava vastuvõtja ehituskirjelduses. Vastuvõtja põhipuudusteks on väikene selektiivsus, väikene võimendus ja ebapraktilisus – kuna vähegi rahuldava selektiivsuse tagamiseks sagedusdiapasoonis peavad kõrgsagedusastmed olema ümberhäälestatavad.

Otsevastuvõtja edasiarendusena võib vaadelda ***otsevastuvõtjat positiivse tagasisidega***. Need nn regeneratiivvastuvõtjad annavad küll parema selektiivsuse, kuid töötades võimendi genereerimahakkamise piiri lähedal (mis tavaliselt eeldab lisaks jaamale häälestusele veel tagasiside sügavuse reguleerimist, on nad väga tundlikud tagasiside sügavuse suhtes. Võnkumahakkamisel on aga on tegemist tugeva häireallikaga eetris.

Tagasisidestatud vastuvõtja erivariant on ***superregeneratiiv-vastuvõtja***. Siin viiakse vastuvõtja perioodiliselt endavõnkumisteni – võnkumiste katkemiseni. Nii saavutatakse kõrge tundlikkus ja rahuldav selektiivsus, väga lihtsa skeemitehnilise lahenduse juures – näiteks üheastmelise kõrgsagedustraktiga ning detektoriga vastuvõtja korral on saavutatav keskmise klassi superheterodüünvastuvõtja tundlikkus. Lahenduse puudusteks on suhteliselt tülikas vastuvõtja õige režiimi paikapanek, kõrgem omamüra tase ning häirete oht nii enda kui naabrite vastuvõtjates.

Levinuim vastuvõtja variant tänapäeval on ***superheterodüün- ehk lihtsalt supervastuvõtja*** (joon. 1.3.2)

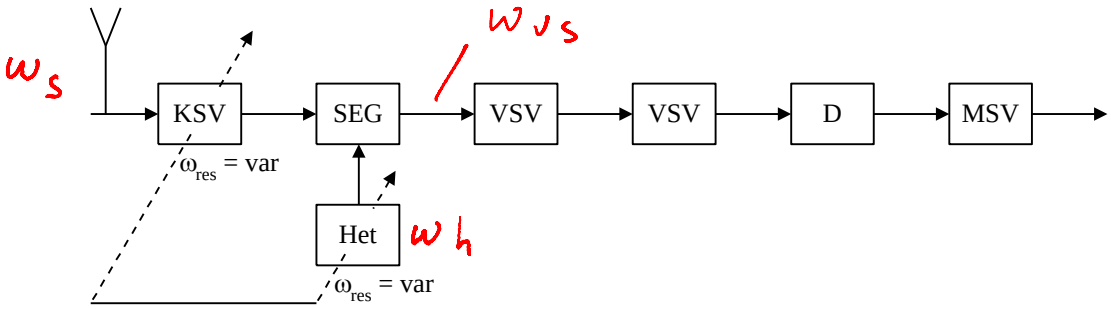


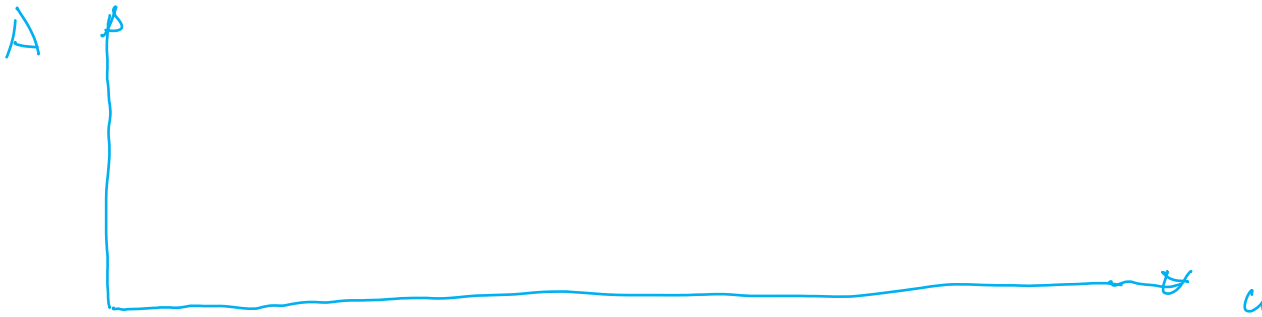
Joonis 1.3.2

Siin on tavaliselt tegemist

- kõrgsagedusliku sisendsignaali võimendiga,
- segustiga koos heterodüüniga,
- vahesagedusvõimendiga,
- detektori
- madalsagedusvõimendiga.

Selgitame spektraalpildi abil supervastuvõtja tööpõhimõtet:





Põhiline võimendus ning selektiivsus saavutataks siin vahesagedusvõimendis. See osutub võimalikuks eeskätt tänu vahesagedusastmete tööle fikseeritud sagedusdiapasoonis. Pealegi valitakse vahesagedus tavaliselt palju madalamaks kui vastuvõetava signaali sagedus, mistõttu suure võimenduse ning kõrge selektiivsuse tagamine on suhteliselt lihtne. Vastuvõetava signaali sagedus muundatakse vahesageduseks segustis (mixer).

Segustile antakse kaks signaali – sisendsignaal sagedusega f_s ning heterodüüni ehk sisemise ostsillaatori sagedusega f_h. Sageduse muundamiseks on vaja need kaks signaali korrutada. Lihtsamates segustites saadakse korrutustehe tänu segusti ülekandekarakteristikus esinevale ruutliikmele.

Tõepoolest, andes segusti sisendisse kahe signaali summa, saame ruutliikme tõttu kahe signaali summa ruudu ning tänu sellele ühena kolmest liidetavast - kahe signaali korrutist sisaldava liikme:

$$(A_s \cos\omega_s t + A_h \cos\omega_h t)^2 = A_s^2 \cos^2\omega_s t + A_s A_h \cos\omega_s t \cos\omega_h t + A_h^2 \cos^2\omega_h t\,.$$

Tänu tekkinud korrutustehtele saame signaalid summa- ja vahesagedusel, lisaks veel liikmed lähtesignaalide ruututõstmisest ning tänu veel esinevale lineaarliikmele veel otse läbitulevad signaalisagedusega ning heterodüünisagedusega komponendid.

Supervastuvõtjas kasutatakse tekkivat vahesageduslikku signaali, ülejäänud on ebasoovitavad, häireid tekitavad signaalid.

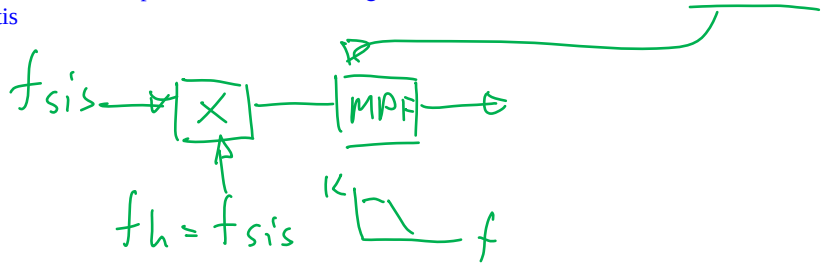
Kui on vajadus tööks sagedusdiapasoonis, siis supervastuvõtjas tuleb üheaegselt sisendvõimendite selektiivsete ahelatega häälestada ümber ka heterodüüni sagedust määravat võnkeringi tagamaks püsivat signaalide sageduste vahet (vahesagedust).

Supervastuvõtja erilahenduseks on nn ***infradüün vastuvõtja***. Selle iseärasuseks on sisendvõnkeringide puudumine; need on asendatud vastuvõtja sagedusdiapasoone katvate lairibaahelatega. See võimaldab lihtsustada tunduvalt vastuvõtja konstruktsiooni, kuid mõjub halvendavalt võimalikest häiresignaalidest tekitatud moonutuste tõttu.

Viimaste ohtu saab omakorda vähendada, valides vahesageduse kõrgema vastuvõetavate signaalide maksimaalsagedusest. Sellisel juhul heterodüüni kõrgemad harmoonilised satuvad ka väljaspoole (ülespoole) vahesagedust, mistõttu võib valida tugisignaaliks digitaaltehnikas realiseeritavad täisnurksed impulsid. Samas on nõutav kõrge heterodüünisageduse stabiilsus, mis on sisuliselt realiseeritav kvartsstabiilsusega töötavate sageduse süntesaatoritega. Nõutav on ka kõrgema vahesageduse tõttu kõrgem suhteline selektiivsus (ehk sama absoluutne sagedusriba mis tavalisel superil on realiseeritud madalamal sagedusel), mistõttu tuleks kasutada piesoelektrilisi või keraamilisi filtreid.

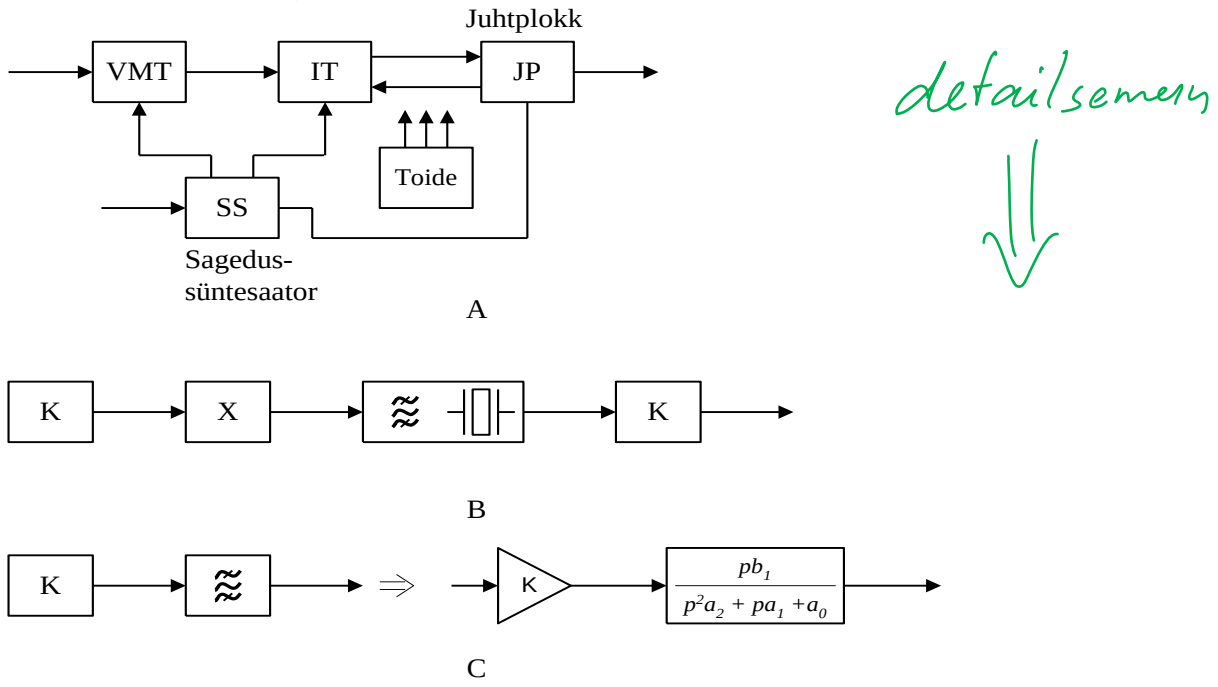
Otsemuundusvastuvõtjas *(homodüünvastuvõtja)* muundatakse vastuvõetav raadiosignaal otse madalsageduseks. $(f_{vs} \to 0)$

See meetod on eriti levinud amatöörvastuvõtjate juures, mis töötavad suhteliselt kitsas sagedusribas ning on tavaliselt ette nähtud telegraafi- ning ühekülgribamodulatsiooniga signaalide vastuvõtuks. Kui kasutada sageduse alla transponeerimisel automaatse faasireguleerimisega (faas-luku, phase locked loop) süsteemi, on võimalik vastu võtta nii sagedusmoduleeritud kui ka erilahendustena amplituudmoduleeritud signaale. Põhiline võimendus, ka selektiivsus saavutatakse siin madalsagedustraktis



1.4 RVV hierarh.strukt-id

Vastuvõtjate struktuurkeeme saab esitada erinevatel tasemetel. Joonisel (joon. 2.1.1) on toodud näitena ühe vastuvõtja esitus kolmandal (a), teisel (b) ja esimesel (c) hierarhilisel tasemel.



Joonis 1.4.1

Alustame neist kõige madalama tasemega:

- ***Võimendus- muundustrakt VMT*** võtab antennist signaali vastu ning oma sisendis võimendab selle võimalikult väikeste kadudega , filtreerib häiretest, transponeerib antennist saadava signaali spektri vahesagedusele, kus toimub signaali põhiline töötlus[1] ning täiendav võimendus. Võimendustrakti kooseisu kuuluvad ka tavaliselt kasutusel olevad abisõlmed – automaatne võimenduse regulaator (AVR), logaritmiline võimendi, piirikud - millised mõjutavad võimendutrakti amplituudkarakteristikut, kuid ei moonuta muuda ülekantavat informatsiooni.
- ***Informatsioonitraktis (IT)*** toimub põhiline signaalitöötlus. Siia võivad kuuluda ka mitmesugused sageduse ja faasi jälgivsüsteemid, millised parandavad demodulatsiooni (detekteerimise) protsessi, samuti ka signaali otsingut ning järgimist.
- ***Sagedussüntesaator (SS)*** ehk vastuvõtja heterodüüniosa formeerib sagedusmuunduseks vajalike tugisignaalide võrgu erinevatel sagedustel. Süntesaator võimaldab vastuvõtja ümberhäälestust, samuti formeerib tugisignaale signaali töötluseks digitaalsetes töötlusplokkides.

[1] Signaali töötluse all mõistame siin ja edaspidi kõik signaaliga sooritatavaid muundamisi (võimendamine, filtreerimine, piiramine, demodulatsioon, regeneratsioon jt tehted, mis sooritatakse raadiosignaaliga temas sisalduva informatsiooni kättesaamiseks.

- ***Juhtplokk (JP)*** tagab vastuvõtja autonoomse töö etteantud algoritmi järgi (sisse- ja väljalülitus, signaali otsingu ja valiku, vastuvõtja vajaliku adaptsiooni muutuvates töötingimustes – kajastades vastuvõtja töö kvaliteeti ningneid töörezhiime vastavate indikaatoritega.
- ***Toiteploki*** ülesandeks on tagada vastuvõtja häireteta varustuse elektrienergiaga.

Astme võrra kõrgemal hierarhilisel tasemel võime näiteks lineaarse võimendustrakti struktuuri kujutada tüüpsõlmede abil (joonisel b). Siin on võib tuua näitena võimendid, sagedusmuundur, filtrid, sinna võib kaasata ka teis sõlme, näiteks AVR.

Näited erinevatest skeemide hierarhiatest lõpetame näitega (c), kus kasutatakse elementaarseid funktsionaalseid sõlmi, millised kirjeldavad signaalidega sooritatavaid matemaatilisi tehteid. Selliste sõlmede alla kuuluvad näiteks võimendi (korrutamine püsiva teguriga), sageduse muundamine (kahe signaali korrutustehe), filtreerimine (korrutamine filtri ülekandekarakteristikuga) jm.

Struktuurisiseste sõlmede esialgsel kujutamisel asendatakse tavaliselt reaalne funktsionaalne sõlm (näiteks integraalskeem) vajaliku, idealiseeritud algebralise valemiga. See võimaldab luua esialgseid struktuure sidumata seda konkreetsete skeemiparameetritega – nagu näiteks koormustakistus, toitepinge vms. Edaspidises loomeprotsessis asendatakse need matemaatilised esitused konkreetsete, neid esitusi rohkem või vähem tagavate skeemielementidega. Kusjuures on selge, et mida lähedasemad on reaalsete elementide parameetrid etteantuile, seda lihtsamalt ja täpsemalt saab olukorda kirjeldada.

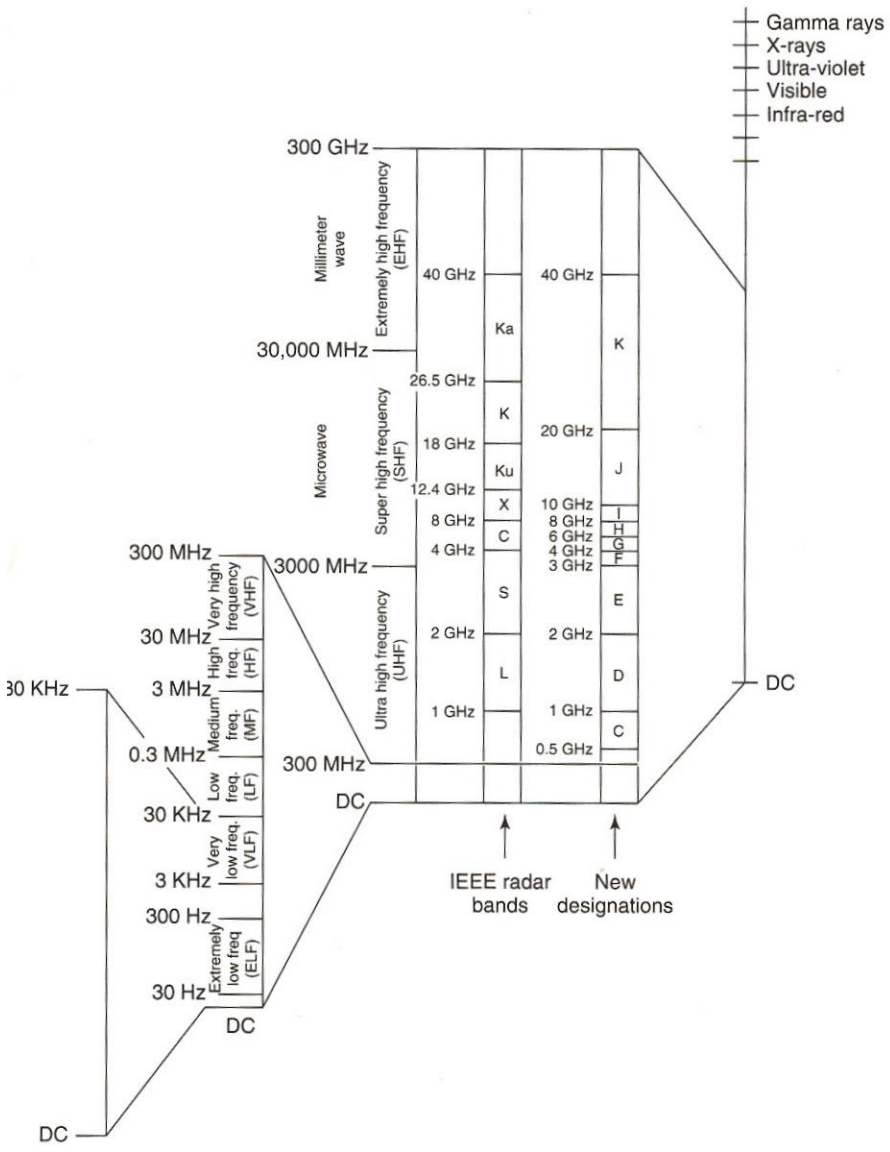
Lahendustega analoogkujul on piisav kujutada neid, kasutades vaid kahte lüli: inventeeriva sisendiga võimendit ning signaalide korrutit.

Lisades neile lineaarseid kas aktiivseid või reaktiivseid kaksklemme, saame anda neile vastuvõtja sõlmedele vajalikke omadusi. Et realiseerida veel lisaks katkendlikke funktsioone (näiteks signaalide piirikut), on nendele lülidele vaja lisada ka mittelineaarseid kaksklemme. Niisiis ülalmärgitud vahenditega saab kujutada (idealiseeritult) kõiki vastuvõtjatele vajalikke sõlmi.

Digitaalkujul lahendustega vastuvõtja esitus tugineb kolmele matemaatlise loogika põhioperatsioonile – JA, VÕI ning EI operatsioonile.

Raadioavastuvõtjate eripära avaldub nii analoogosa (VMT) kui ka digitaaltrakti (IT) erinevustes. Alustame kõigepealt raadiovastuvõtja analoogosa lahendustest (käesolevas konspektis siis I ja II osa).

Jätame ka meelde, et konkreetsed lahendused on suuresti sõltuvad kasutatavast sagedusdiapasoonist. Sagedusdiapasoonid jaotatakse tänapäeval allpooltoodud diagrammile



Sagedusdiapasoonide jaotus.

Kokkuvõtteks -

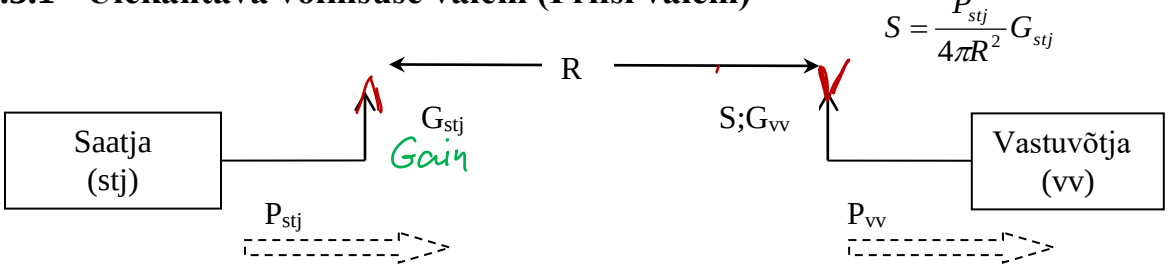
Mida vastuvõtjalt oodatakse:

1. Ülekande kadude kompenseerimist signaali võimendamisega
2. Selektiivsust - eraldumist teistest häiresignaalidest
3. Häälestumist soovitavale signaalile

1.5 Raadiotrakti energeetika

Raadiotrakti all on siin mõeldud raadiosaatjast, raadiolainete levi keskkonnast ja raadiovastuvõtjast koosneva süsteemi raadiosageduslikku osa (joon. 1.5.1).

1.5.1 Ülekantava võimsuse valem (Friisi valem)



Joonis 1.5.1

- Vastuvõtja antenni juures tekkiv signaali spektraal-võimsustihedus **S** (W/m^2) on seotav saatja poolt genereeritava võimsuse **P_{stj}**, saateantenni võimendusega[2] **G_{stj}** ja kauguse **R** kaudu järgmiselt:

$$S = \frac{P_{stj}}{4\pi R^2} G_{stj}$$

- Vastuvõetav võimsus vastuvõtja sisendis on määratud võimsustihedusega vastuvõtja poolel, korrutatuna vastuvõtuantenni efektiivse pindalaga[3]:

$$P_{vv.sis} = S * A_{eff.vv} = \frac{P_{stj} G_{stj}}{4\pi R^2} A_{eff.vv} \quad \text{(W)}.$$

- Antenni efektiivne pindala $A_{eff.vv}$ on omakorda seotud antenni võimendusega. Seega saame vastuvõtu poolel:

Vv-antenni võimendus

$$G_{vv} = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{eff.vv} \quad \text{või siit väljatoodud} \quad A_{eff.vv} = \frac{G_{vv}\lambda_0^2}{4\pi}.$$

Siin λ_0 - lainepikkus eetris (m).

Asetades nüüd $A_{eff.vv} = \frac{G_{vv}\lambda_0^2}{4\pi}$ ülaltoodud valemisse $P_{vv} = \frac{P_{stj}G_{stj}}{4\pi R^2} A_{eff.vv}$, saame signaali võimsuseks vastuvõtupoolel:

$$P_{vv.sis} = P_{stj} \frac{G_{stj} G_{vv} \lambda_0^2}{(4\pi R)^2}$$

Saadud tulemus on transmissioonitraktides tuntud kui

FRIIS'i võimsuse ülekandmise valem

$G_{vv} \approx \frac{A_{eff}}{\lambda_0^2}$

---

[2] Antenn ei võimenda võimenduse tavalises mõistes, antenni suunakarakteristiku kujundamisega suurendatakse antenni poolt tekitatavat väljatihedust teatud suunas; võrreldes isotroopse antenniga saadakse vajalikus suunas suurem ülekantava signaali võimsustihedus – seega ka suurem kiirgusvõimsus.

[3] Valemite tähistes on püütud jälgida rahvusvahelis trakti (G-gain; A- area jne), indeksid on püütud parema arusaamise huvides viia vastavusse eestikeelsete mõistetega.

Pangem tähele siinjuures põhilist tulemust, et vastuvõetava signaali võimsus on võrdeline mõlemi antenni võimendusteguriga ja pöördvõrdeline side KAUGUSE RUUDUGA.

- Toodud seosest saab avaldada ka **side maksimaalse ulatuse ideaaltingimustes**:

(seos A):

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{stj} G_{stj} G_{vv} \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{vv.sis.\min}}} \quad (A)$$

siin asendasime tähise $P_{vv.sis}$ tähisega $S_{vv.sis.\min}$ - sideks vajalik minimaalne sisendsignaali võimsus vastuvõtjas[4].

- Arvestades aga **reaalses sides tekkivate kadudega** (antennide suunakarakteristikute kõrvalekalded, polarisatsiooni, takistuste sobituste kõrvalekalded, atmosfäärikaod)- toome ülaltoodud valemisse sisse kaoteguri L_{trakt}. Nii saame:

(seos B)

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{stj} G_{stj} G_{vv} \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{vv.sis.\min} L_{trakt}}} \quad (B)$$

- Kadudele lisaks on raadiotraktis ka **mürad**. Kuna vastuvõtjale on ühest küljest omane sisenevate mürade vähendamine[5], teisest küljest aga lisanduvad neile vastuvõtja omamürad – siis sidekauguse määravaks näitajaks osutub vajaliku signaali võimsuse/müravõimsuse suhte tagamine vastuvõtja väljundis. Selleks toome sisse vastuvõtja mürateguri mõiste:

$$F = \frac{S_{vv.sis} / N_{vv.sis}}{S_{vv.välj} / N_{vv.välj}}$$

Seega vastuvõtja mürategur näitab, kui palju on signaal-müra võimsuste suhe vastuvõtja sisendis suurem kui signaal-müra võimsuste suhe vastuvõtja väljundis. [6]

- Vastuvõtja sisendsignaali võimsus avaldub, avaldades omakorda müra $N_{vv.sis}$ omakorda temperatuuri T (^0K), ribalaiuse B (Hz) ja Boltsmanni teguri korrutisena:

$$S_{vv.sis} = S_{vv.sis.\min} = N_{vv.sis} F \left(\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} \right)_{\min} = kTBF \left(\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} \right)_{\min}$$

[4] Läksime siin varasema võimsustiheduse tähiselt S üle levinud signaali signaali tähistusele S

[5] Seda põhiliselt müra ribalaiuse vähenemisega kitsama vastuvõtja pääsuriba tõttu

[6] $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23} J/K$

Järgnevalt asendades viimase tulemi ülaltoodud lähteseosesse B:

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{stj} G_{stj} G_{vv} \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{vv.sis.\min} L_{trakt}}}, \quad \text{(B kordus)}$$

ning avaldame sidekauguse ülaltoodud parameetreid arvestades alljärgneva lõpptulemusena:

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{stj} G_{stj} G_{vv} \lambda_0^2}{(4\pi)^2 kTBF (S_{vv.välj} / N_{vv.välj})_{\min} L_{trakt}}}$$

Kui siin tundub – et side kaugus[7] sõltub lainepikkuse ruudust (mida madalam sagedus – seda kaugem levi) – siis see on suuresti kompenseeritud antennide võimendusteguritega, millised on pöördvõrdelised lainepikkusega. Vt valem eespoolt: $G_{vv} = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{eff.vv}$

Saame avaldada ka signaal-müra suhte vastuvõtja väljundis sidekaugusel R:

$$\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} = \frac{P_{stj} G_{stj} G_{vv}}{kTBF \cdot L_{trakt}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 .$$

Kahest viimasest seosest võib teha järgmised järeldused:

- Sideulatuse kahekordistumine vajab neljakordset saatevõimsust; väljundvõimsuse tõstmise vajadust saab vähendada antenni võimenduse tõstmisega (teravama suunakarakteristikuga antenni kasutamisega)
- Signaal-müra suhe vastuvõtja väljundis suureneb sideulatuse ja trakti kadude vähendamisega.

[7] Jutt on otselevist, siin ei arvestata sagedusest sõltuvaid lainete leviku iseärasusi (maakera kumerust näiteks)

Näide 1:

Saatja väljundvõimsus on 100 W sagedusel 10 GHz. Saatja antenni võimendus on 36 dB ja vastuvõtja antenni võimendus on 30 dB. Milline on vastuvõetava signaali võimsuse nivoo 40 km kaugusel, kui:

- trakt on kadudeta?
- trakti kadu L on 10 dB?

Lahendus:
1. Täpsustame lähteandmeid:

$$f = 10GHz;\ \lambda_0 = \frac{c}{f} = 3cm = 0{,}03m;\ P_{stj} = 100W;$$

$$G_{stj} = 36dB = 4000;\ G_{vv} = 30dB = 1000$$

2. Kadudeta traktis:

$$P_{vv} = P_{stj}\frac{G_{stj}G_{vv}\lambda_0^2}{(4\pi R)^2} = 100\cdot\frac{4000\cdot 1000\cdot(0{,}03)^2}{(4\pi\cdot 40\cdot 10^3)^2} = 1{,}425\cdot 10^{-6}W = 1{,}425\mu W;$$

Huvitav on leida sellele vastuvõtja vajalikule tundlikkusele võimsuse järgi vastav tundlikkus pinge järgi näiteks **50 oomilise**[8] sisendtakistuse korral:

$$P = \frac{U^2}{R} \quad \Rightarrow \quad U = \sqrt{P\cdot R} = \sqrt{1{,}425\cdot 10^{-6}\cdot 50} = \sqrt{71{,}25}\cdot 10^{-3} = 8...9.....mV$$

1/L ehk siis 10 korda erinevus

3. 10 dB (10-kordsete) kadudega traktis:

$$P_{vv} = P_{stj}\frac{G_{stj}G_{vv}\lambda_0^2}{(4\pi R)^2}\cdot\frac{1}{L_{kanal}} = 0{,}1425\mu W.$$

Vastuvõtja vajaliku tundlikkuse erinevus võimsuse järgi tuleb ka kümme korda!

Pinge järgi: $\sqrt{7{,}125}\cdot 10^{-3} = 2..3mV$

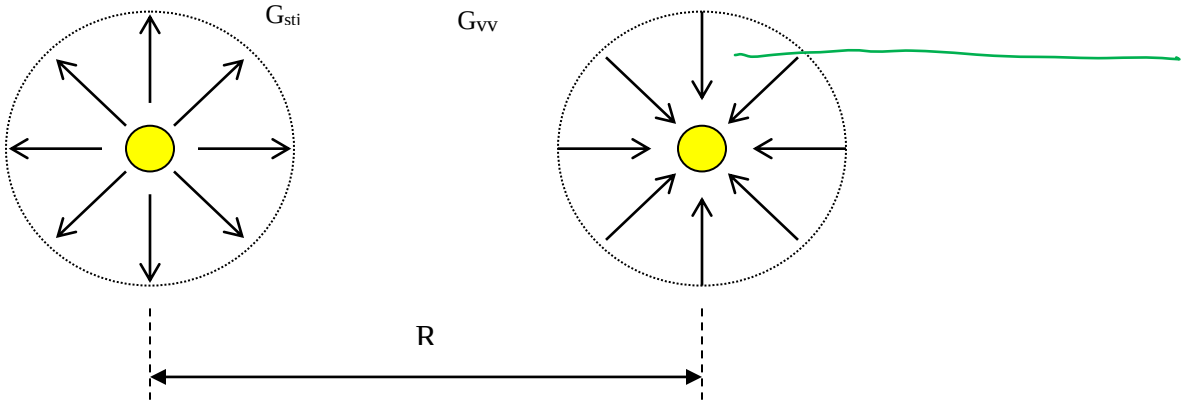
[8] alati on vaja täpsustada siis takistus, mille peal siis võimsuse järgi arvutatakse pinget.

1.5.2 Kaod eetris

Varasemast oli näha, et kauguse suurenemisega kiirgavast antennist nõrgeneb **vabas eetris** leviva signaali võimsustihedus $P_{stj}/4\pi R^2$ **võrdeliselt kauguse** R **ruuduga**.

Eetrikaod määrataksegi sõltuvana kauguse ruudust.

Vaatleme olukorda, kus nii saate- kui ka vastuvõtu poolel on tegemist **isotroopiliste antennidega** (joon. 1.5.2)



Joonis 1.5.2

Seega kui $G_{stj} = G_{vv} = 1$, võrdub võimsus vastuvõtja sisendis vastavalt eelpool toodud Friisi valemile

$$P_{vv.sis} = P_{stj}\frac{G_{stj}G_{vv}\lambda_0^2}{(4\pi R)^2}$$ saame $$P_{vv} = P_{stj}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2.$$

Siit tulenevalt saame avaldada **eetri kao SL**[9] alljärgnevalt:

- SL suhtearvuna: $$SL = \frac{P_{stj}}{P_{vv}} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right)^2;$$
- SL dB: $$SL = 10\lg\frac{P_{stj}}{P_{vv}} = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right).$$

[9] Space Loss

Näide 2: Arvutada eetri kadu 4GHz –l sagedusel 35860 km kaugusel.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot 10^8}{4\cdot 10^9} = 0{,}075m$$

$$SL = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{4\pi \cdot 3{,}586\cdot 10^7}{0{,}075}\right)^2 = 3{,}61\cdot 10^{19} \quad ehk \quad 196dB.$$

1.5.3 Lingi võrrand ja lingi büdžett (bilanss)

Kirjutades ümber Friisi valemi $P_{vv} = P_{stj}\frac{G_{stj}G_{vv}\lambda_0^2}{(4\pi R)^2}$ ja tuues sisse trakti kao:

$$P_{vv} = P_{stj}G_{stj}G_{vv}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2 \frac{1}{L_{trakt}},$$

oleme saanud nn lingi valemi ehk võrrandi.

Trakti kadu L_{trakt} koosneb mitmetest ebatäpsustest, atmosfäärist tingitud kadudest:
• kaod antenni sobitusel, • kaod antenni suunakarakteristiku kõrvalekaldest), • kaod atmosfääris, • polarisatsiooni kaod.

Avaldades saadud **valemi logaritmide kaudu**, saame nn **lingi büdžeti (bilansi):**

$$10\lg P_{vv} = 10\lg P_{stj} + 10\lg G_{stj} + 10\lg G_{vv} - 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) - 10\lg L_{trakt}$$

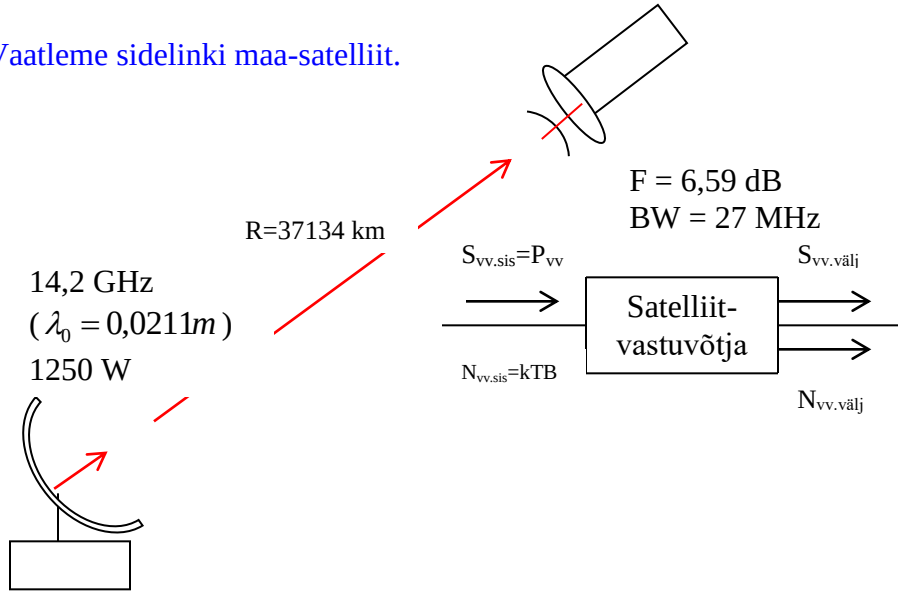
ehk

$$P_{vv} = P_{stj} + G_{stj} + G_{vv} - SL - L_{trakt} \quad \text{(detsibellides).}$$

NB! Trakti kadu L_{trakt} ja eetri kadu **SL**, mis sõltub kauguse ruudust (vt eelmine pt) on erinevad mõisted.

Näide 3:

Vaatleme sidelinki maa-satelliit.



Joonis 1.5.3

Arvutame eetri kao: $SL = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 207{,}22\ dB$ ning paneme paika lingi alljärgneva büdžeti:

Maapealse saatja võimsus (P_{stj})	**1250 W ehk +30,97 dBW**
Maapealse antenni fiidrikaod	-2 dB
Maapealse antenni võimendus (G_{stj})	+ 54,53 dB
Maapealse antenni suunaviga	-0,26 dB
Muud kaod	-3 dB
Eetri kadu (Space Loss SL)	-207,22 dB
Atmosfääri kadu	-2,23 dB
Polarisatsiooni kadu	-0,25 dB
Satelliitantenni fiidri kadu	0 dB
Satelliitantenni võimendus (G_{vv})	+ 37,68 dB
Satelliitantenni suunaviga	-0,31 dB
Võimenduste - kadude summa	***-123,06 dB***
Satelliidi poolt vastuvõetud võimsus[10] (P_{vv})	**-92,09 dBW**
	või -62,09 dBm
	ehk $10^{-6{,}209}\ mW$

[10] Sama tulemuse oleks saanud ka valemiga $P_{vv} = P_{stj}G_{stj}G_{vv}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2 \frac{1}{L_{trakt}}$, olles koondanud eelnevalt trakti kaod (tabelis toodud lilla värviga) kokku:

$$L_{trakt} = -2dB - 0{,}26dB - 3dB - 2{,}23dB - 0{,}25dB - 0{,}31dB = -8{,}05\ dB.$$

Teades vastuvõtja sisendisse saabuvat signaali võimsust, saab järgmisena arvutada signaal-müra suhte vastuvõtja väljundis. Teatavasti vastuvõtja mürategur avaldub sisendi ja väljundi signaal-müra suhete kaudu järgnevalt:

$$F = \frac{S_{vv.sis} / N_{vv.sis}}{S_{vv.välj} / N_{vv.välj}}.$$

Siit saame avaldada signaal-müra suhte $S_{vv.välj} / N_{vv.välj}$ vastuvõtja väljundis:

$$\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} = \frac{S_{vv.sis}}{N_{vv.sis}} \frac{1}{F} = \frac{S_{vv.sis}}{kTBF} = \frac{P_{vv}}{kTBF}. \qquad \geq \frac{S}{N} \text{ min.}$$

Näide 3 järg: Satelliitvastuvõtja mürateguriks oli antud 6,59 dB ja lingi ühe trakti ribalaiuseks oli antud 27 MHz. Arvutame hinnangulise signaal-müra suhte vastuvõtja väljundis, võttes lähtealuseks vastuvõtjale ruumi temperatuuri[11] 290K:

$$\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} \quad (dB-s) = 10\lg \frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} = 10\lg \frac{P_{vv}}{kTBF} = 10\lg P_{vv} - 10\lg kTBF =$$

$$= -92{,}09dBW - (-123{,}10dBW) = 31{,}01dB \quad või \quad 1262$$

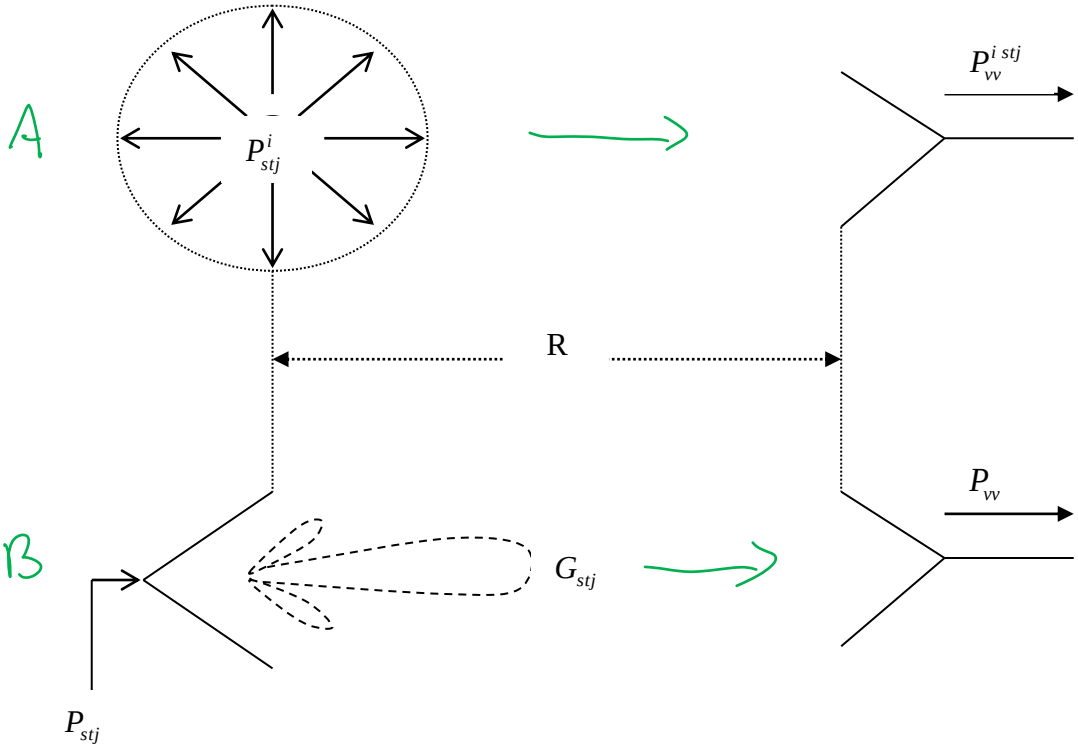
Saadud signaal-müra suhe (SNR) on küllalt kõrge, tagamaks eeldatavasti ka piisava varu ilmamuutuste, suurte temperatuuri kõikumiste korral. Varu on vajalik ka side tagamiseks näiteks äikesetormi ajal – kus atmosfääri kaod järsult kasvavad.

[11] Satelliidi tegelik temperatuur kosmoses muutub väga suurtes piirides

1.5.4 Efektiivne isotroopiline kiirgusvõimsus ja G/T parameetrid

Efektiivne isotroopiline kiirgusvõimsus EIRP[12]

iseloomustab väljasaadetud võimsust, mis oleks vastuvõtuks vajalik siis - kui kiirgav antenn on isotroopiline (antenni võimendus võrdub ühega ehk antenn kiirgab igas suunas ühtemoodi). Vaatleme **isotroopilist antenni** kiirgusvõimsusega P^i_{stj} ja **suundantenni** kiirgusvõimsusega P_{stj} (joon. 1.5.4).



Joon is 1.5.4

A • Isotroopilisest antennist vastuvõetav võimsus avaldub: $P^{i.stj}_{vv} = \frac{P^i_{stj}}{4\pi R^2}\frac{G_{vv}\lambda_0^2}{4\pi} = P^i_{stj}G_{vv}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2$

B • Suundantennist vastuvõetav võimsus aga avaldub: $P_{vv} = P_{stj}G_{stj}G_{vv}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2$,

Kui võrdsustada vastuvõtu pooltel vastuvõtu tingimused – ehk siis eeldame, et $P^{i.stj}_{vv} = P_{vv}$, ning avaldades siis kahe ülatoodu seose suhte, saame:

$$\boxed{P^i_{stj} = P_{stj}G_{stj} = EIRP}.$$

isotr ⇒ $G_{stj} = 1$

stj. antennivõimendus

[12] EIRP – effective isotropic radiated power

samaväärne $P_{stj} = \frac{P^i_{stj}}{G_{stj}}$

Niisiis, **EIRP on võimsuse väärtus, mis peaks olema saadetud saatja poolt vastuvõtjale isotroopilisest antennist, tagamaks sama vastuvõetava võimsuse, kui suundantenni korral.**

Mida kõrgem on EIRP väärtus, seda kvaliteetsem on sidetrakt.

Niisiis,veelkord:

$$EIRP \equiv P_{stj}G_{stj} = \frac{P_{vv}}{G_{vv}}\left(\frac{4\pi R^2}{\lambda_0}\right)^2.$$

Näide 4. Saatja väljundvõimsus on 100 W ja antenni võimendus on 40 dB. Leida EIRP.

$$P_{stj} = 100W = 20dBW\ ; \quad G_{stj} = 40dB = 10000\ .$$

$$EIRP = P_{stj}G_{stj} = 1\cdot 10^6 W \quad ehk \quad 60dBW\ .$$

1 MW

Suhe vastuvõtuantenni võimenduse ja trakti müratemperatuuri vahel (G/T)

Seda kasutatakse tavaliselt maapealsete vastuvõtjate juures, hindamaks nende võimet võtta vastu nõrku signaale mürade taustal. Siin G on vastuvõtuantenni võimendus (G_{vv}) ja T on trakti müratemperatuur (T_{trakt}). Iseloomustades vastuvõtja väljundis signaal-müra suhet, saame seda avaldada kujul:

$$\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} = \frac{P_{stj}G_{stj}G_{vv}}{kTBFL_{trakt}}\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right)^2.$$

: T × T

Asetades EIRP, eetri kaod (SL) ja G/T avaldised ülaltoodud seosesse, saame:

$$\frac{S_{vv.välj}}{N_{vv.välj}} = \frac{(EIRP)(G_{vv}/T_{trakt})T_{trakt}}{(SL)ktBFL_{trakt}}$$

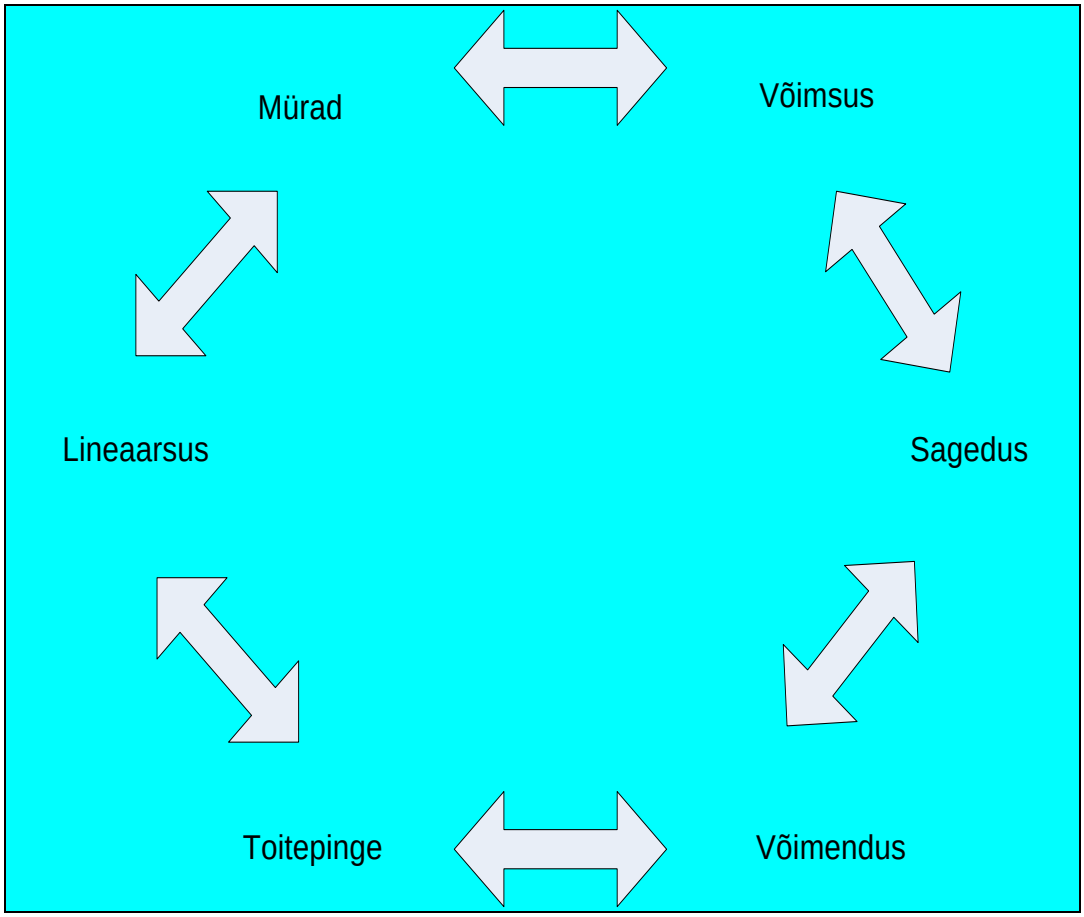
.Siit on näha, et :

Signaal-müra suhe vastuvõtja väljundis on võrdeline EIRP-ga, suhtega G_{vv}/T_{trakt}; pöördvõrdeline eetri kadudega, ribalaiusega, vastuvõtja müratguriga ja trakti kadudega.

2 Raadiovastuvõtjate analoogosa

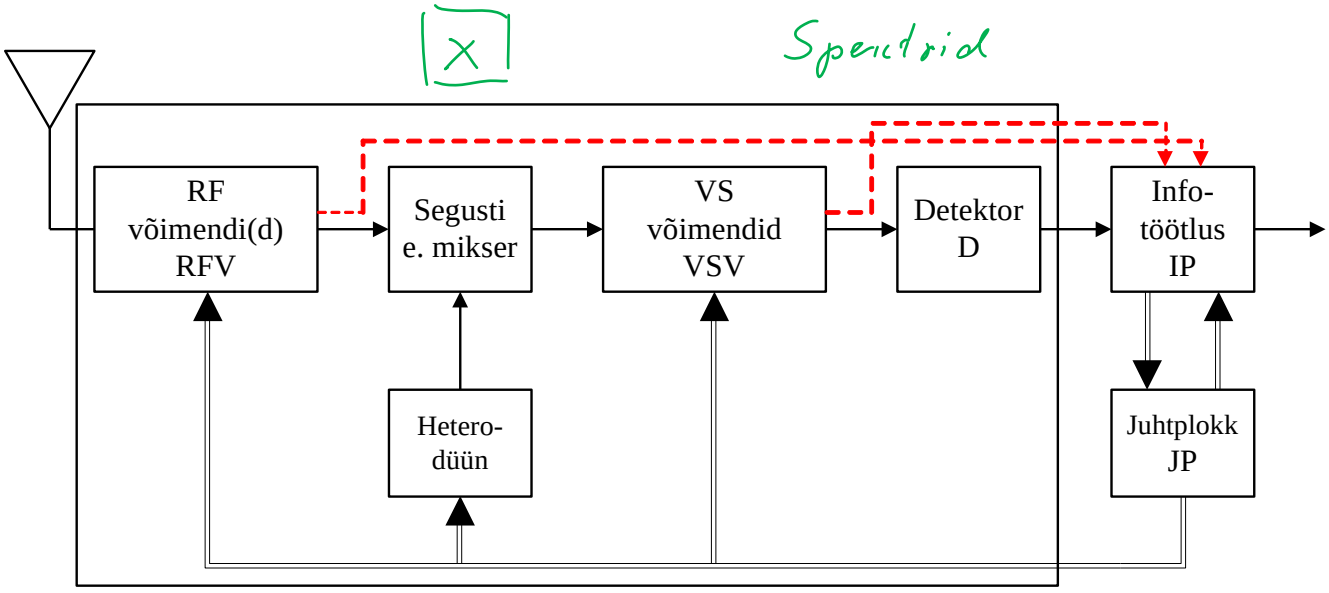
2.1 RF töötluse hexagon

Allpool on toodud faktorid, milledest sõltuvad iga kõrgsagedusliku seadme nii kvalitatiivsed kui ka kvantitatiivsed parameetrid. Alljärgnevalt vaatleme lähemalt neid faktoreid, millised mõjutavad põhilisi vastuvõtja analoogosa – võimendus - muundustrakti parameetreid.



2.2 *Supervastuvõtja võimendus-muundustrakt (VMT)*

Vaatleme supervastuvõtja üldist struktuuri (joon. 2.1.1), kus võimendus-muundustrakt VMT (ümbritsetud joonisel punktiirjoonega) kujutab endast siis kõrg- ja vahesagedusvõimendeid koos sageduse muunduriga (heterodüüni ja segustiga); detektoreid, millised võiksid kuuluda ka VMT alla, vaatleme meie eraldi osas. On ka variante, tavaliselt siis digitaaltöötlusega vastuvõtjates (vt seosed punase punktiirjoonega), kus infotöötlustrakti sisendsignaaliks võetakse võimendatud vahesagedussignaal või siis isegi võimendatud (RF, RS) kõrgsagedussignaal (jättes siis vastuvõtja struktuurist välja klassikalise analoogdetektori või isegi ka vahesagedusvõimendi) –..



Joon 2.1.1.

Nagu varem öeldud, ka n.ö. puht-digitaalvastuvõtjad, kus siis kogu signaali töötlus on digitaalne, vajavad signaalitöötluseks piisavalt kõrgenivoolist signaali, mistõttu ka seal ei saada tavaliselt läbi ilma RF analoog-võimendita.

Võimendus-muundustraktil on väga suur kaal vastuvõtja põhiomaduste määramiseks. Nii võimaldab:

- VMT mürade vähendamine tõsta vastuvõtja tundlikkust, signaaliga sobitatud selektiivsust,
- Üksikplokkide võimendustegurite õige valik aitab suurendada vastuvõtu häirekindlust, vähendada ülekantava signaali moonutusi.
- Kaasaegsete lahenduste valik aga võimaldab vähendada vastuvõtja kaalu, gabariite, voolutarvet.

2.3 *Võimendus-muundustrakti parameetrid*

Võimendus-muundustrakt määrab järgmised vastuvõtja üldised parameetrid:

- **Tundlikkus**. Iseloomustab vastuvõtja võimet reageerida nõrkadele signaalidele. Analoogvastuvõtjate korral on siin ühikuks vastuvõtuks vajalik minimaalne signaal-müra suhe S/N ehk SNR, tihti ka vajalik sisendsignaali võimsus või pinge; digitaalvastuvõtjate korral bitivea suhe BER;
- **Dünaamiline diapasoon**.
- **Intermodulatsiooni mahasurumine**. Vastuvõtja võib tekitada **enda pääsukanalis** ühe või mitme **RF signaali vahelist interferentsi**, võimalik mahasurumine 70 dB ja rohkem;
- **Häiresignaalide (spurious signal) mahasurumine**. Võime interferentsi tekitavate **ebasoovitavate väliste signaalide** mõju mahasurumiseks. See sõltub vahesageduse valikust ja kasutatavate filtrite sageduskarakteristikutest, võimalik saavutada nende produktide mahasurumine 10...100 dB;
- **Sagedusstabiilsus**. Vajalik kohalike ostsillaatorite (heterodüünide) parasiit-faasmodulatsiooni ja faasimüra mahasurumiseks;
- **Väljakiiratav energia**. Heterodüünide signaal võib lekkida üle segusti antenni ja kiirguda sealt eetrisse. See kiiratav signaal võib põhjustada häireid teistes raadiovastuvõtjates ja on piiratud kehtivate kiirgusnormidega.
- **Selektiivsus**. Iseloomustab vastuvõtja võimet kõrvalkanalite ebasoovitavate signaalide mahasurumiseks; täpsem määratlus vt. edaspidi.

2.3.1 Vastuvõtja müraallikad

Vastuvõtjat mõjutavad kahte liiki mürad:

- **Antenni kaudu vastuvõetud müra;**
- **Müra, mis genereeritakse vastuvõtjas**.

Vastuvõtja peab lõppkokkuvõttes eristama kasuliku signaali (infokandja) müradest ja lisaks ka teistest ebaolulistest ja segavatest signaalidest.

A. Antenni kaudu saadud müra

Koosneb taeva mürast, maa müradest, atmosfääri mürast, galaktika mürast ja inimese poolt põhjustatud mürast:

1. **Taeva müra** on muutuva sageduse ja suunaga, sõltudes punktist, kuhu antenn on suunatud. Väljendatakse tavaliselt antenni müratemperatuuriga T_A. Kui antenn on suunatud maa või horisondi suunas, võetakse antenni ligikaudseks temperatuuriks $T_A = 290$ K. Müravõimsus väljendub

$$N=kT_AB,$$

kus: -B on ribalaius ja k - Boltzmanni tegur; $k=1{,}38*10^{-23}$ J/K

järeldub: müravõimsus on võrdeline sageduspiba laiusega.

2. **Atmosfääri ehk staatiline müra** on tingitud maa äikeselahendustest. Tegemist on lühiajaliste impulssmüradega, millede maksimaalne väärtus on 10 kHz juures ning on sumbunud juba alates 20 MHz-st;
3. **Galaktika müra** allikaks on tähtede kiirgus, omades maksimaalväärtuse 20 MHz juures, olles tähtsusetud üle 500 MHz sagedustel.
4. **Inimese poolt tekitatud ehk tööstuslikul (industriaalsel) müral** on palju erinevaid allikaid. Nii tekib kiirgus elektriahelate sisse- väljalülitamisel, liikuvvahendite süütesüsteemidest, elektrimootoritest jne. Raadiosaatjate, elektriliinide jpm kiirgus tekitavad vastuvõtja sisendis signaale, millised võivad segada raadiovastuvõttu.

B. Vastuvõtja enda müra.

Tekitatakse tema võimendites, filtrites, segustites, detektorites, jagunedes tekkepõhjuste järgi alljärgnevalt:

1. **Soojusmüra** (Johnsoni või Nyquist müra)

Soojusmüra võimsus (ruutkeskmine väärtus (efektiivväärtus) tähendab ruutjuurt võimsusest) avaldub skeemis olevatel takistustel järgnevalt:

$$U_n^2 = 4kTBR,$$

kus k – Boltzmani tegur
T – takistuse absoluutne temperatuur, K
B – sagedusriba laius, Hz
R – takistus, oomides.

Nagu näha, on see müra võrdeline muidugi töötemperatuuriga, kuid ka sagedusriba laiusega ning takistuse suurusega.

Selle müra sageduslik jaotus on ühtlane, mistõttu kutsutakse seda ka valgeks müraks.

2. **Haavelmüra** (shot noise). Esineb pooljuhtides ja elektronlampides

3. **Flikkermüra** ehk 1/f müra. Siia alla kuuluvad mitmete müraallikate poolt tekitatud sagedusega pöördvõrdelises sõltuvuses olevad mürad (näiteks kvantmüra). Flikkermüraga on oluline arvestada sagedusdiapasoonis 1Hz kuni 1MHz, kõrgematel sagedustel hakkab domineerima termomüra.

Vastuvõtja enda müra *liitub* antennist saabuva müraga ja selle alusel saab hinnata vastuvõtja väljundsignaali kvaliteeti signaal-müra suhtega SNR **vastuvõtja väljundis[13]:**

$$SNR = \frac{\text{soovitud signaali võimsus}}{\text{ebasoovitav müra võimsus}}$$

[13] See suhe on määrav vastuvõtu kvaliteedile. Nii näiteks mobiilvõrgus on vajalik SNR>1dB, radarsüsteemides kõrgemale SNR-le vastab kõrgem signaali avastamise ja madalam valehäire tõenäosus (näitek SNR 16 dB annab 99,99% avastamise tõenäosuse ja 10^{-6} valealarmi tõenäosuse

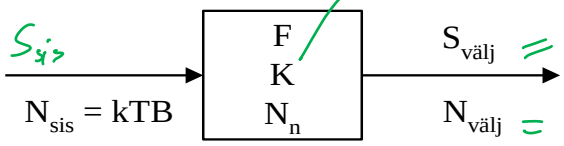
2.3.2 Vastuvõtja mürategur

Mürategur on suurus, mis iseloomustab, kui mürarikas on kogu seade või siis selle komponendid. Mürategur sõltub põhiliselt:

- Kadudest skeemis;
- Pooljuhtide omadustest;
- Pooljuhtide eelpingestusest;
- Astmete võimendustegritest;
- Elementide, astmete omavahelistest sobitustest;
- Töötemperatuurist.

Mürategur näitab, kui mitu korda on signaali/müra võimsuste suhe sisendis suurem kui väljundis: $F = \dfrac{SNR_{sisend}}{SNR_{väljund}} = \dfrac{S_{sis} / N_{sis}}{S_{välj} / N_{välj}}$.

Ehk siis – mitu korda SNR väljundis on väiksem kui SNR sisendis[14].
Kujutame võimendusastet kakspordina (joon. 2.3.1), mürateguriga F, võimendusega K ja võimendis juurdelisatavate müradega N_n.



Joonis 2.3.1

Väljundsignaal, võimendudes K korda, avaldub: $S_{välj} = KS_{sis}$.

Samas *on oluline*, et müra väljundis ei avaldu $N_{välj} \neq KN_{sis}$ **,kuna väljundmürale liituvad veel astme sisesed mürad** N_n**. Nii saame:**

$$N_{välj} = KN_{sisend} + N_n.$$

Avaldise saame ka ringi kirjutada, avaldades omakorda väljundmüra kaudu astme poolt tekitatud müra:

$$N_n = N_{välj} - KN_{sisend} \text{ (W)}.$$

Pannes nüüd väljundsignaali $S_{välj}$ avaldise mürateguri lähtevalemisse, saame

$$F = \frac{SNR_{sisend}}{SNR_{väljund}} = \frac{S_{sis} / N_{sis}}{S_{välj} / N_{välj}} \Rightarrow F = \frac{S_{sis} / N_{sis}}{KS_{sis} / N_{välj}} = \frac{N_{välj}}{KN_{sis}}.$$

Märgime, et saadud mürateguri valemis taandus signaal välja. Saadud mürateguri valemist leiame nüüd omakorda väljundmüra:

---

[14] Ingliskeelses tekstis eristatakse ***noise factor*** ja ***noise figure***. Viimane on mürategur, väljendatuna tavaliselt detsibellides.

$$N_{välj} = FKN_{sis}$$

Sisendmüra on astme väljundis suurenenud astme mürateguri ja võimendusteguri kordselt – ehk öelduna detsibellides: sisendmüra (dB) mõju astme väljundis on suurenenud võimendusteguri (dB) ja mürateguri (dB) võrra.

Avaldades omakorda sisendmüra ruumitemperatuuril T_0 ja pääsuribas B, saame selleks müravõimsuseks

$$N_{sis} = kT_0B \text{ W.}$$

Seda arvestades võtab mürategur järgneva kuju:

$$F = \frac{N_{välj}}{KN_{sis}} = \frac{N_{välj}}{KkT_0B}.$$

Edasi vaatleme, kuidas sõltub üldine mürategur mitmeastmelises süsteemis. (vt ka näide kahe astme kohta allpool), Siis kehtib[15] **n võimendusastmete korral** alljärgnev valem

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1K_2} + ... + \frac{F_n - 1}{K_1K_2.....K_{n-1}},$$

millest nähtub, et

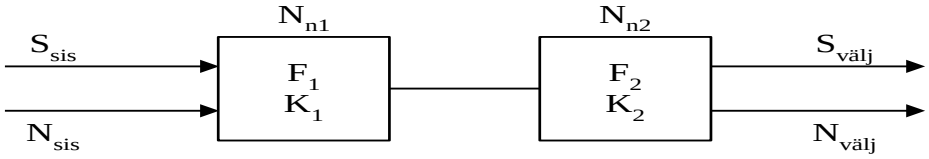
põhilise kaalu võimendite jada kogumüras annab esimene aste ;

järgmise astme poolt juurdelisatav müra on jagatud eelmise (antud juhul siis esimese) astme võimendusteguriga.

Kuna mürad vastuvõtja määravad tema tundlikkuse, siis on mürade käsitlus väga oluline. Seetõttu toome vahepeal paar näidet.

[15] siin siis tõestuseta.

Näide 1. Tõestada, et kaheastmelise võimendi (joon. 2.3.2) mürategur avaldub kui $F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1}$.



Joonis 2.3.2.

Mürateguri avaldisest $F = \frac{N_{välj}}{KkT_0B}$ saame avaldada müra astmete väljundis:

$N_{välj} = F_{12}K_{12}kT_0B$ ning müra esimese astme väljundis $N_{välj1} = F_1K_1kT_0B$.

Seostest $N_n = N_{välj} - KN_{sisend}$, $N_{välj} = FKN_{sis}$ ja $N_{sis} = kT_0B$ saame, et

$$N_{n2} = N_0 - KN_{sis} = F_2K_2N_{sis} - K_2N_{sis} = F_2K_2kT_0B - K_2kT_0B = (F_2 - 1)K_2kT_0B.$$

Valemist $N_n = N_{välj} - KN_{sisend}$ saame, et $N_{välj} = N_{välj1}K_2 + N_{n2}$.

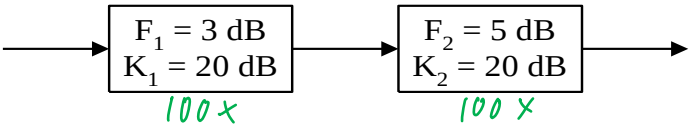
Nüüd, kasutades ülaltoodud seoseid, saame kirjutada ringi:

$$N_{välj} = F_1K_1K_2kT_0B + (F_2 - 1)G_2kT_0B = F_{12}K_{12}kT_0B.$$

Saamegi lõplikuks mürateguri valemiks:

$$F = F_{12} = \frac{F_1K_1K_2kT_0B}{K_1K_2kT_0B} + \frac{(F_2 - 1)K_2kT_0B}{K_1K_2kT_0B} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1}.$$

Näide 2. Arvutada koguvõimendus ja mürategur joonisel 2.3.3. toodud struktuuril



Joonis 2.3.3

$F_1 = 3dB = 2$ $F_2 = 5dB = 3{,}162$ $K_1 = 20dB = 100$ $K_2 = 20dB = 100$

$$K = K_1K_2 = 10000 = 40dB$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} = 2 + \frac{3{,}162 - 1}{100} = 2 + 0{,}0216 = 2{,}0216 = 3{,}06\ dB.$$

Siin tuleb ilmekalt välja, kui **suurt kaalu omab** mürateguri määrangus esimene aste.

Antennist tulevate mürade hindamiseks on kasulik vaadelda müra müratemperatuuri kaudu.

Müra ekvivalentne müratemperatuur avaldub: $T_{ekv} = (F-1)T_0$,

kus siis $T_0 = 290K$, olles toatemperatuuri avaldiseks Kelvini kraadides; F on mürategur. Järelikult mürategur avaldub siis:

$$\boxed{F = 1 + \frac{T_{ekv}}{T_0}}.$$

Tuleb rõhutada, et ekvivalentne temperatuur pole füüsikaline temperatuur. Selle võib arvutada vastavuses ülaltoodud seosega erinevate mürategurite jaoks , saades näiteks:

F dB	3	2,28	1,29	0,82	0,29
T_e K	290	200	100	60	20

Ekvivalentse müratemperatuuri (Kelvini kraadides), taandatuna sisendisse, saab mitmeastmelises struktuuri kohta välja arvutada järgnevalt:

$$T_{ekv} = T_{ekv1} + \frac{T_{ekv2}}{K_1} + \frac{T_{ekv3}}{K_1 K_2} + \ldots + \frac{T_{ekvn}}{K_1 K_2 \ldots K_{n-1}}.$$

Antenni müratemperatuuri T_A korral saame kogu süsteemi müratemperatuuriks (koos antennimüraga) $T_{süst} = T_A + T_{ekv}$. Kui antenn on suunatud maale, on tema müratemperatuur võrdne 290 K; suunatuna avakosmosesse võib antenni müratemperatuur olla väga väike (mõned kelvinid).

Täpsemaks mürade hindamiseks tuleb arvestades ka antenni fiidri ülekannet (kadusi).

1. Lähtudes fluktuatsioonimüra spektraaltiheduse avaldusest **termotemperatuuri** (füüsikalise temperatuuri) kaudu, saame

$$G_{müra} = k\,(T_A + T_{ekv} / K_{fiider}),$$

kus T_{ekv} – vastuvõtja sisendi müratemperatuur Kelvini kraadides; viimane avaldus ülaltoodud valemi kaudu;

k – Boltsmanni koefitsient;

K_{fiider} - antennifiidri ülekanne antennist vastuvõtja sisendisse.

2. Lähtudes fluktuatsioonmüra spektraaltiheduse valemist **müratеguri** kaudu, saame:

$$G_{müra} = k\,T_0\,F.$$

Kasutades ekvivalentset antenni vastuvõtja sisendis, saame $T_A = T_0$, $K_{fiider} = 1$; sellisel korral mürategur võrdus

$$F = (T_{ekv} / T_0) + 1.$$

Veel toome mõned täiendavaid parameetreid vastuvõtjate ja raadiokanali iseloomustamiseks. Lähtudes omakorda müra spektraaltihedusest $G_{müra,}$ võime leida:

- ***raadioliini energeetilise potentsiaali H***

$$H = P_{sign\ ant.\ väljund} / G_{müra},;$$

- **signaali energia Q ning müra spektraaltiheduse suhte**

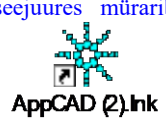
$$Q / G_{müra} = H\, t_{sign}\ ,$$

kus t_{sign} – signaali kestvus;

- **Signaali/müra suhte etteantud müraribas** $B_{müra}$:

$$P_{sign} / P_{müra} = H / B_{müra},$$

seejuures müriba $B_{müra}$ on tavaliselt määratud vastuvõtukanali ribalaiusega;



2.3.3 Dünaamiline diapasoon ja tundlikkus

Võimendites, segustites – järelikult ka raadiovastuvõtjates on normaalne töö piirkonnas, kus väljundvõimsus on proportsionaalses (lineaarses) sõltuvuses sisendvõimsusest.

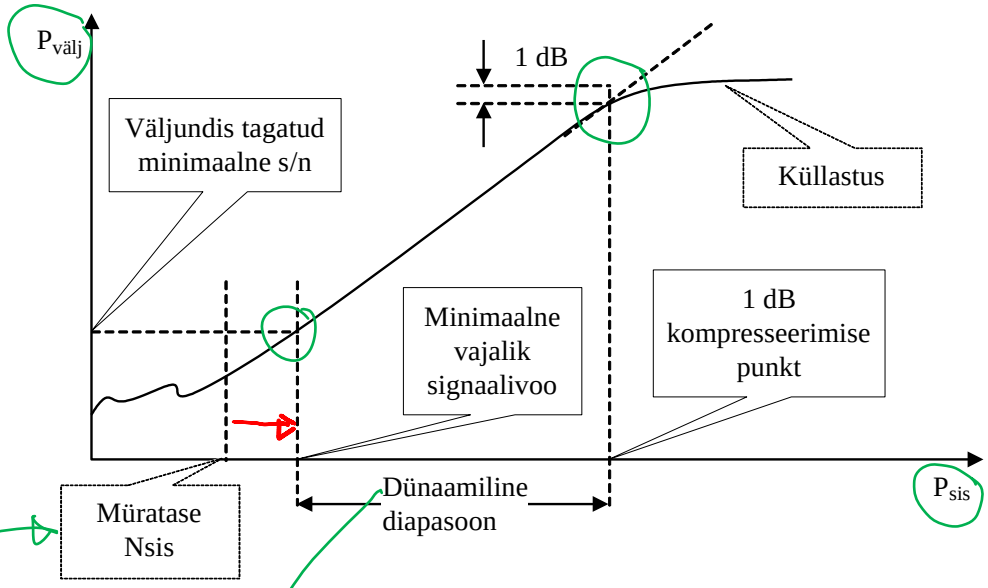
Vastavat proportsionaalsuse koefitsient (mis väljendab siis kas sisendsignaali ülekandumisel väljundisse tekkivat kadu või võimendust) – nimetatakse siis vastava kaksklemmi ülekande- või ka võimendusteguriks.

A. Dünaamiline diapasoon:

Piirkonda, kus säilub etteantud täpsusega lineaarne seos – nimetatakse ***dünaamiliseks diapasooniks*** (DD) (joon. 2.3.2)[16].

[16] Dünaamilisel diapasoonil on mitmeid definitsioone.

- Üldjuhul öeldakse, et dünaamiline diapasoon on vahemik, kus minimaalsest eraldatavast signaalist kuni maksimaalse lubatava signaalini. Seda aga täpsustatakse mitmeti.
- Üks definitsioon käsitleb DD-i kui sisendsignaali vahemikku tundlikkuse arvväärtusest kuni küllastuseni, kus ilmnevad teatud määrani lubatavad väljundsignaali moonutused.
- Defineeritakse (käesolevas peatükis) DD-i ka kui vahemiku tundlikkuse lävest (dB-s) kuni –1 dB kompressiooni punktini.
- On ka teisi lähtealuseid DD piiride määratlemiseks, näiteks nõrgema signaali blokeerimist tugevama signaali poolt arvestav DD, DD maksimumpiiri defineerimist 3jrk IM järgi või siis häiretevaba e. *spurious free DD*.



Joonis 2.3.2

Dünaamiline diapasoon määratakse seosega: $D = P_{VMT\,max} / P_{VMT\,min}$,

ehk detsibellides $D = 10\lg(P_{VMT\,max} / P_{VMT\,min})$.

Siin $P_{VMT\,max}$ – signaali maksimaalne võimsus, mille juures veel mittelineaarmoonutused jäävad lubatud piiridesse. Seda võib määrata nii sisendsignaali võimsuste -kui ka väljundsignaali võimsuste suhtes.

Müratase on sobitatud takistuste korral määratud kui $N_{sis} = kTB$.
Eeldades, näiteks, toatemperatuuri 290 K ning ribalaiust 1 MHz, saame müranivooks

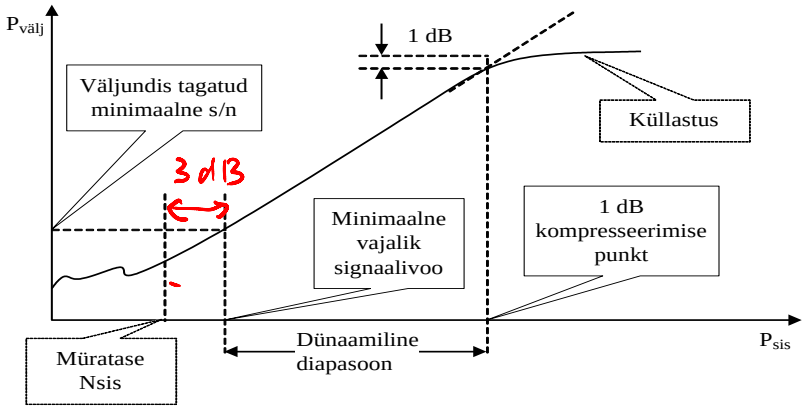
$$N_{sis} = 10 \lg kTB = 10 \lg (4*10^{-12}\ mW) = -114\ dBm.$$

B. Tundlikkus:

Vastuvõtja tundlikkus *ehk dünaamilise diapasooni alumine piir* sõltub nii ***ribalaiusest*** kui ka vajalikust (etteantud) ***müratasemе ületamise*** ulatusest. Vajalik mürataseme ületamise määr aga sõltub omakorda kasutatava ***modulatsiooni liigist***, detektorijärgse (või –eelse) ***infotrakti efektiivsusest*** (IT töötlusalgoritmidest – sellest – kui efektiivselt käituvad nad mürade suhtes).

Tundlikkuse määrangul lähtutakse kas minimaalsest vajalikust pingest (tundlikkus tavaliselt mikrovoltides) või minimaalsest avastatavast võimsusest (dBm).

Määratledes siin ***tundlikkuse e. minimaalse signaalinivoo*** vajalikuks tasemeks näiteks 3 dB üle müranivoo, saame 1 MHz-ses ribalaiuses (eelmise punkti näite $N_{sis} = 10 \lg kTB = 10 \lg (4*10^{-12}\ mW) = -114\ dBm$ järgi):
$P_{sign.min.sis.}$ = -114dBm + 3 dBm = -111 dBm ($7{,}94*10^{-12}$ mW).



Seega saime minimaalseks avastatavaks[17] signaalinivooks toatemperatuuril -111 dBm (7,94*10^{-12} mW) ühe megahertzilise ribalaiuse kohta.

Võimendi lineaarses osas on kehtiv järgnev (**logaritmilisel kujul)** seaduspärasus:

$$P_{sis} = P_{välj} - K,$$

kus K on vastuvõtja või võimendi võimendustegur, segustis arvestatakse maha tekkivad muunduskaod sageduse muundamisel.

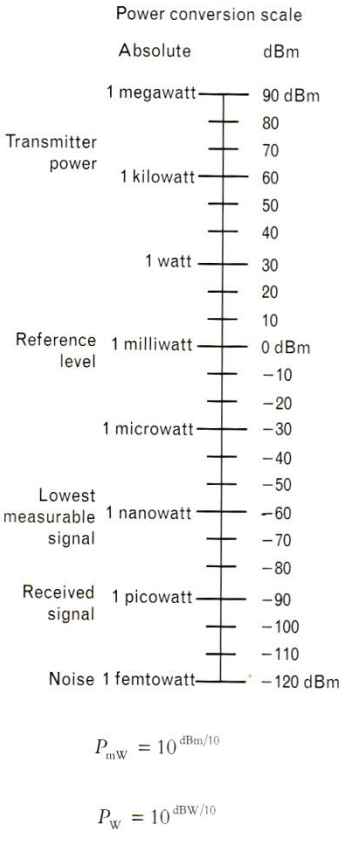
- Pingeühikutes saame avaldada ***signaali minimaalse emj,*** eeldades, et sisendsignaal antakse antenni elektromotoorse jõuna (EMJ ehk E):

$$E_{VMT\,\min} = 2\sqrt{N_0 B_{müra} R_{sis}}\ ,$$

kus R_{sis} – antenniga sobitatud VMT sisendtakistus.

- ***Võimsuse järgi saame avaldada võimendustrakti tundlikkuse $P_{VMT\ min}$*** etteantud müraribas, mis sõltub vajalikust (piisavast) ***signaal/müra suhtest SNR võimendi väljundis***:

$P_{VMT\ min}$ = SNR $B_{müra}$ N_0.

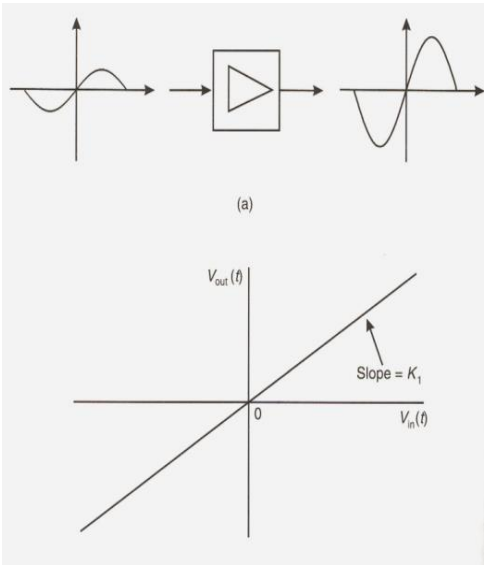


$$P_{mW} = 10^{dBm/10}$$

$$P_{W} = 10^{dBW/10}$$

[17] Avastamise eelduseks on siin võetud 3 dB üle müranivoo. Levinud on määrang ka 10 dB tasemel üle müranivoo.

2.3.4 Intermodulatsiooni mõiste. Üks sisendsignaal

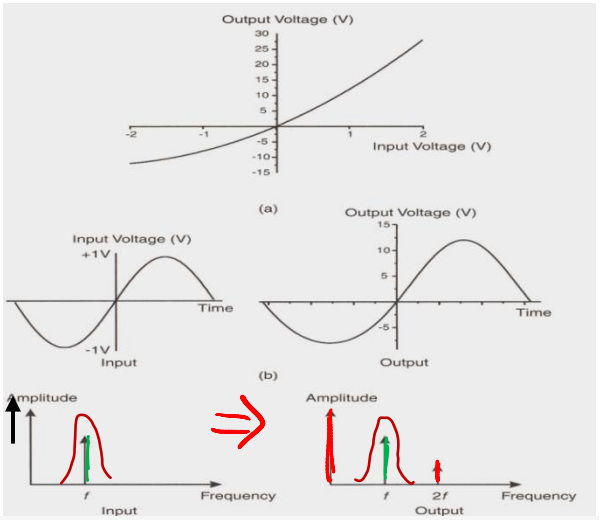


Signaali ülekandumine astme sisendist väljundisse (ehk väljundpinge amplituudi sõltuvus sisendpingest) on kirjeldatav üldjuhul astme polünoomiga, mis koosneb esimest järku, teist järku jne liikmetest.

1. Lineaarliige.

Esimest järku liikme korral on ülekandefuntsioon teatavasti sirge, väljundsignaal pole moonutatud (vt joonis).

Nii saame, et kui ülekanne avaldub kui $U_{välj}(t) = K_1 U_{sis}(t)$, kus K on pingevõimendustegur – järgneva karakteristiku, kus sirge kalle näitab pingevõimendust.



2. Ruutliige

Teist järku liikme korral ülekandekarakteristik on moonutatud (vt joonis). Väljundsignaali kuju moonutub samuti (joonis)

Tekkinud moonutus spektraalsel tasandil annab lineaarse ülekandepildile (vasakpoolne pilt) juurde teise harmoonilise ja ka alalisvoolukomponendi (pilt paremal). Tekkinud tulemit nimetakse **siis teist järku** (ruutkarakteristiku ja teise harmoonilise järgi) **intermodulatsiooni (IM) produktiks**.

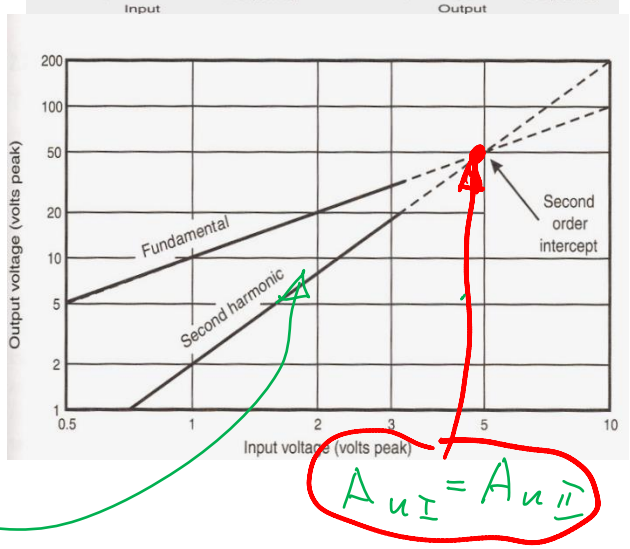
Kui on tegemist ülekantava sagedusribaga, kus sageduste erinevus (ja ka filtri pääsuriba) on alla oktaavi, siis võime öelda, et ruutliige väljundsignaali moonutusi ei tekita (teine harmooniline filtreeritakse välja) ja väljundsignaal võtab sisendsignaalile vastava kuju.

Antud juhtumit saab iseloomustada ka **<u>teist järku intermodulatsiooni lõikepunktiga</u>**

– kus siis põhiharmoonilise ja teie harmoonilise amplituud väljundsignaalis on võrdne.

Konkreetsuse huvides on siin näites võetud ülekandefuntsiooniks

$$U_{välj}(t) = K_1 U_{sis}(t) + K_2 U_{sis}^2(t) = 10U_{sis}(t) + 2U_{sis}^2(t).$$



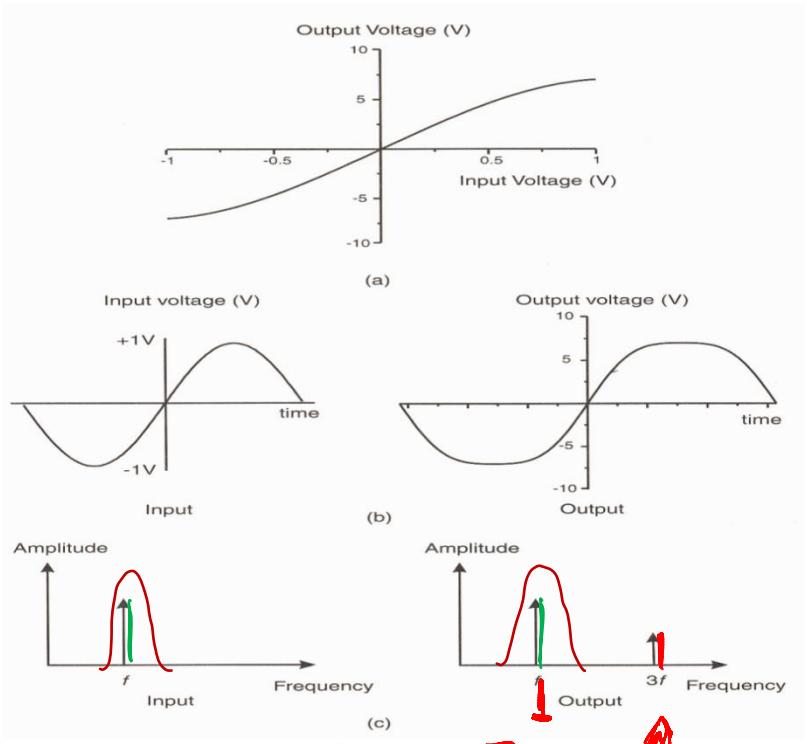
3. Kuupliige.

Siin siis avaldub väljundsignaal järgmiselt:

$$U_{välj} = K_1 U_{sis}(t) + K_3 U_{sis}^3(t)$$

Nii saame näha tekkinud moonutused signaali ajalises kujutuses (näeme, et need on **sümmeetrilised** (nagu ka kõigi kõrgemat paaritut järku moonutustel). Lisandub siis kolmas harmooniline NING **täiendav** väljundsignaali komponent sagedusel f. Võttes siis siin, et jällegi $K_1 = 10$ ning $K_3 = -3$,

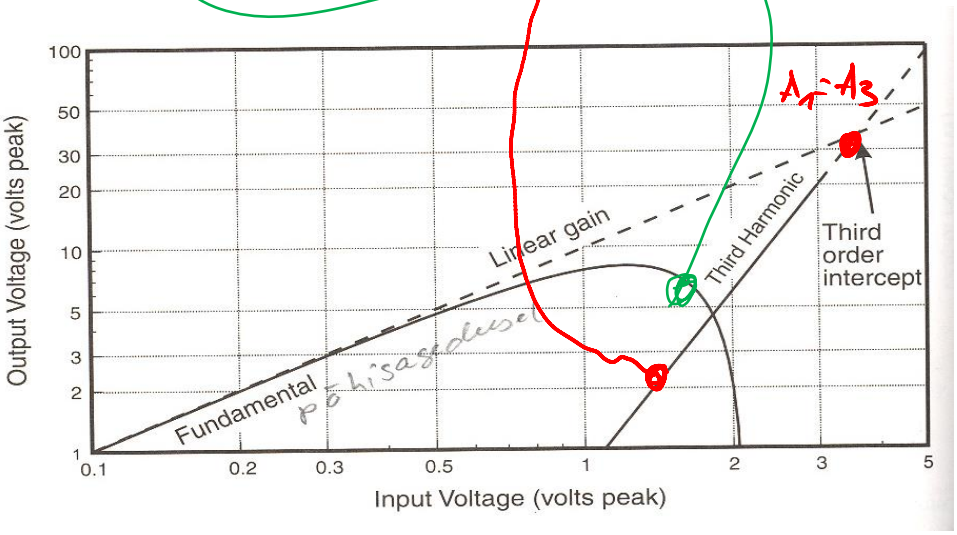
saame kolmandat järku IM produkti alljärgnevast seosest:



$$U_{välj}(t) = 10U_{max}\sin(\omega t) - 3[U_{max}\sin(\omega t)]^3 =$$

$$= 10U_{max}\sin(\omega t) - \frac{9U_m^3}{4}\sin(\omega t) + \frac{3U_m^3}{4}\sin(3\omega t)$$

Seega näeme, et lisandub tulem ka põhiharmoonilisel, mis põhjustab muutusi ka esialgses lineaarses seoses esimese harmoonilise kohta (vt joonis).

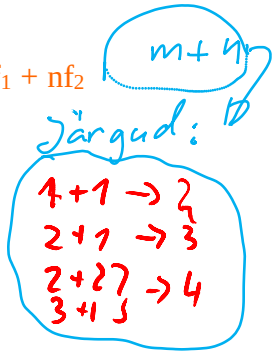


Toodud joonis vastab ühele harmoonilisele sisendsignaalile.

2.3.5. Kolmandat järku, vähemalt 2 sisendsignaali korral tekkiv intermodulatsioon

Kui mittelineaarsele elemendile on peale antud kaks (või ka rohkem) signaali sagedustega f_1 ja f_2, siis:

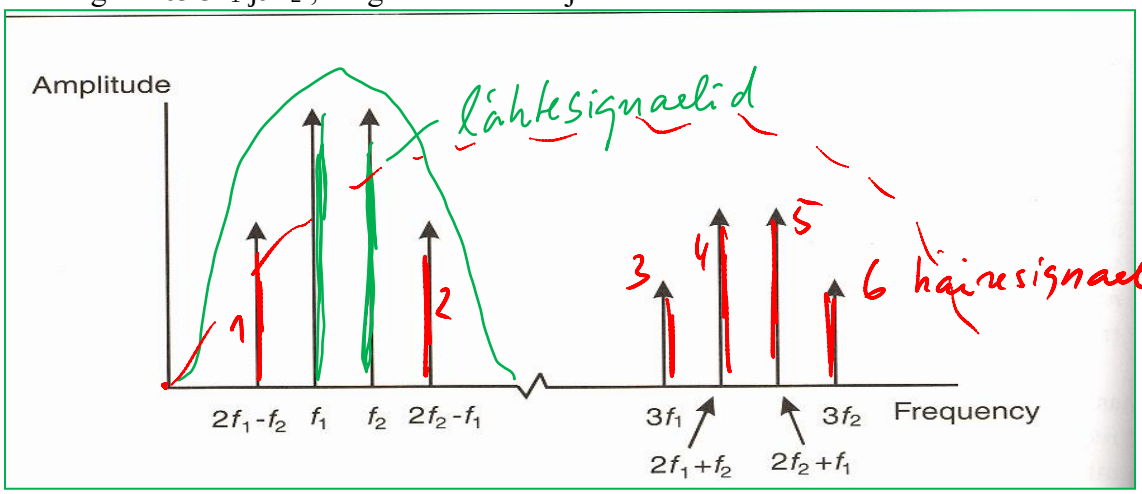
- **Tekkivad häiresignaalid** intermodulatsiooni (IM) tulemusel sagedustel $mf_1 + nf_2$ ja $mf_1 - nf_2$ (kus n ja m on täisarvud alates nullist).
- **Saadakse (m+n) järku** intermodulatsiooni produktid :
  - ***teist järku*** ($f_1 + f_2$ ja $f_1 - f_2$),
  - ***kolmandat järku*** ($2f_1 + f_2$; $f_1 - 2f_2$; $f_1 + 2f_2$; $2f_1 - f_2$),
  - ***neljandat järku*** **($2f_1+2f_2$; $3f_1+f_2$; jne)**
  - jne (vt ka raadiosaatjate kursus, ÜKM signaali võimendus).



Kui algsagedused f_1 ja f_2 on üksteisele lähedal (näiteks selektiivse võimendi pääsuribas), siis kolmandat järku (IM3) produktid ($f_1 - 2f_2$ ja $2f_1 - f_2$) satuvad lähtesageduste lähedale ning nende sageduslik väljafiltreerimine on kas raskendatud või siis võimatu.

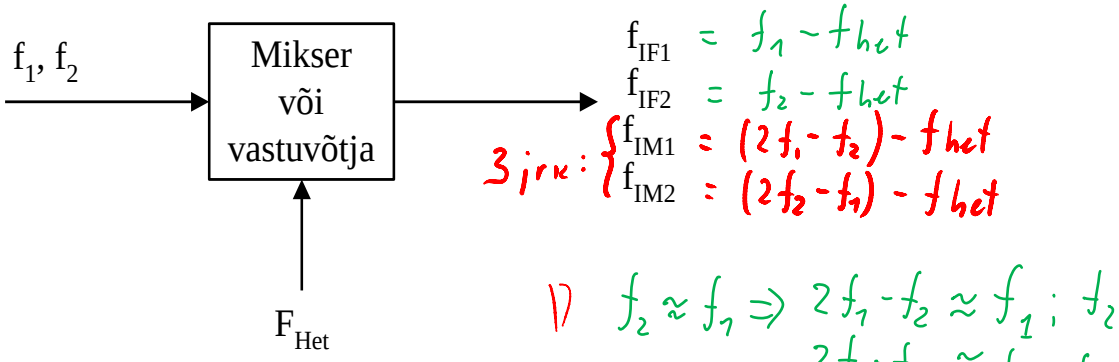
Raadiovastuvõtjate vaatevinklist tähendab see seda, et kui mitme signaali olemasolul selektiivse astme sisendis ja kui on **kolmandat järku mittelineaarsus**, siis selle väljundis ilmnevad tekkinud **kolmandat järku produktid** (tegemist on **kolmandat järku** intermodulatsiooniga).

Ka kõrgemat paaritud järgud annavad sageduskomponente, mis jäävad lähedale lähtesagedustele f_1 ja f_2 ; seega ka nende väljafiltreerimine on raskendatud.



Nii saame kahe sisendsignaali korral kokku 6 lisaharmoonilist ! (IM3 produkti)

dasi - vaatleme **mikserit kahe sisendsignaali ja heterodüünisignaali korral**. (joon. 2.3.3).



Joonis 2.3.3

Võttes soovitud signaalideks vahesagedused $f_{VS1} = f_1 - f_{Het}$ (joonisel f_{IF1}) ning $f_{VS2} = f_2 - f_{Het}$ (joonisel f_{IF2}),
näeme, et tekivad ka kolmandat järku intermodulatsiooni tulemusel

$$(2f_1 - f_2) - f_{Het} = f_{1M1} \quad \text{ja} \quad (2f_2 - f_1) - f_{Het} = f_{1M2}.$$

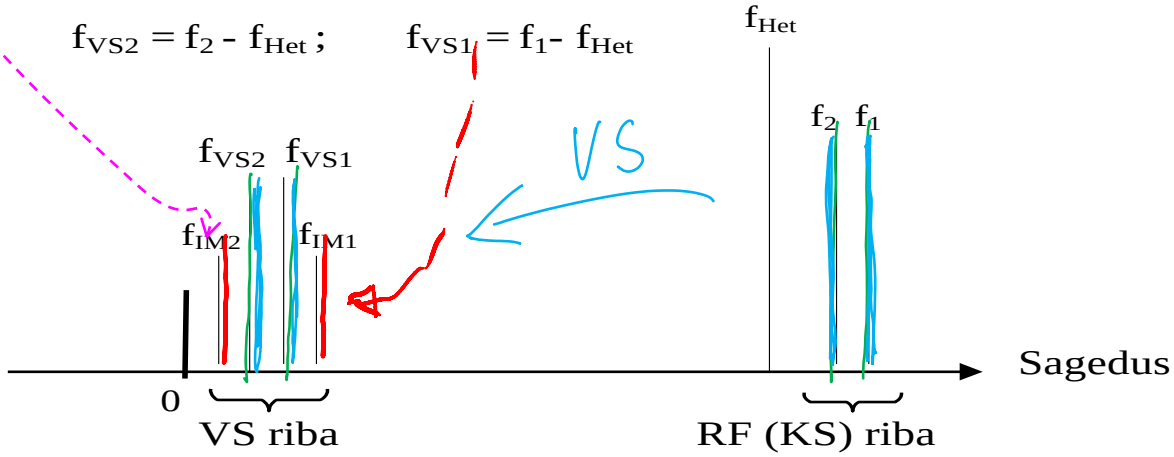
Määratleme algsageduste erinevuse

$$\Delta = f_1 - f_2 = f_{1M1} - f_{VS1} = f_{VS1} - f_{VS2} = f_{1M2}.$$

Siit järeldub, et

- intermodulatsiooni tulemina tekkiva signaali sagedus satub kasulike signaalide (f_{VS1} või f_{VS2}) lähedusse
- IM signaali väljafiltreerimine sageduse järgi on seda raskem, mida lähemal algsed sagedused f_1 ja f_2 (mida väiksem Δ on).

Vastav spektripilt on toodud joonisel 2.3.4. Siin on võetud $f_1 > f_2$.



Joon. 2.3.4.

Vastuvõtjate, võimendite juures iseloomustatakse Intermodulatsiooni tulemite mahasurumist nn. intermodulatsiooni lõikepunktiga (intercept point), määratuna dBm- des.

Selle kõrge väärtus näitab kõrget intermodulatsiooni tulemite mahasurumist.

Kolmandat järku intermodulatsiooni lõikepunkt IP3 (tähistatuna ka kui TOI - Third Order Intermodulation) tähistab olukorda, kus kasulik signaal ja signaal, saaduna kolmandat järku moonutuste tulemina on võrdsete amplituudidega

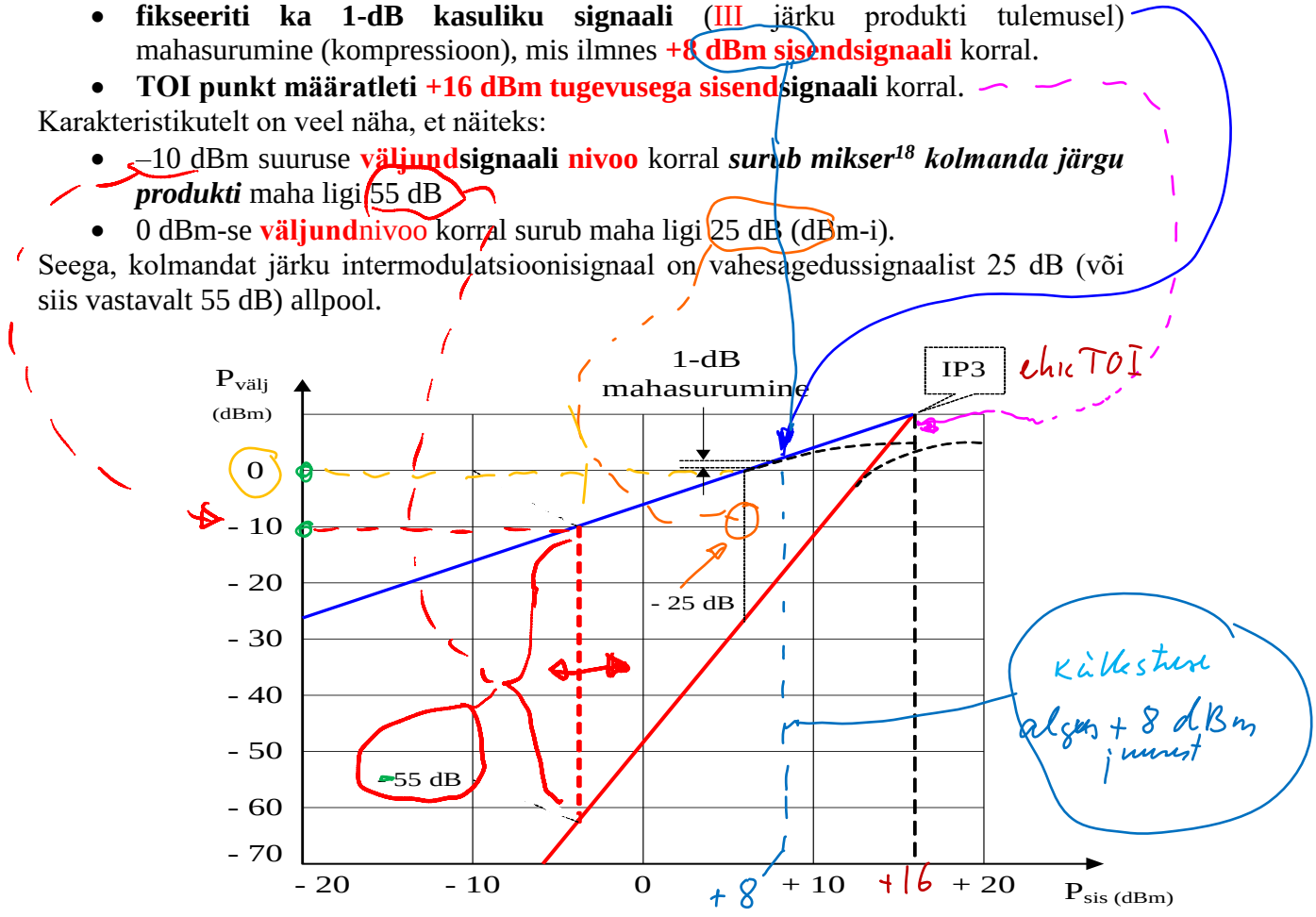
TOI on oluline skeemi lineaarsuse näitaja, kuna seda on võimalik reaalsetes skeemides suhteliselt lihtsalt ka mõõta. Joonisel 2.3.5 on toodud näide mõõdetud väljundsignaalidest, kus

- **fikseeriti ka 1-dB kasuliku signaali** (III järku produkti tulemusel) mahasurumine (kompressioon), mis ilmnes **+8 dBm sisendsignaali** korral.
- **TOI punkt määratleti +16 dBm tugevusega sisendsignaali** korral.

Karakteristikutelt on veel näha, et näiteks:

- –10 dBm suuruse **väljundsignaali nivoo** korral ***surub mikser[18] kolmanda järgu produkti*** maha ligi 55 dB
- 0 dBm-se **väljund**nivoo korral surub maha ligi 25 dB (dBm-i).

Seega, kolmandat järku intermodulatsioonisignaal on vahesagedussignaalist 25 dB (või siis vastavalt 55 dB) allpool.



Joon. 2.3.5

Kasuliku signaali ja IM tulemi vahekorda iseloomustavad joonisel toodud karakateristikute tõusud. Nii saame lineaarses piirkonnas, et sisendsignaali 1 dB kasvu korral:

- Suureneb väljundsignaal ka 1 dB võrra.
- Samas IM tulem kasvab 3 dB võrra.
- Karakteristikute tõusude erinevus on 3 korda.

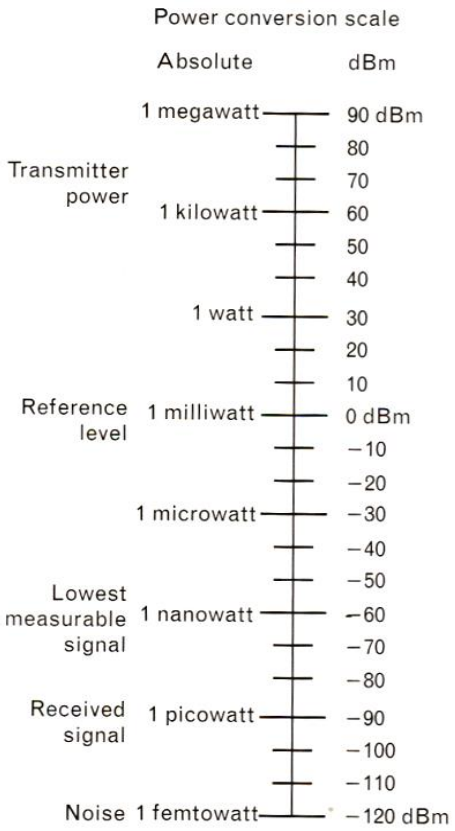
[18] Või ka vastuvõtja, võimendi - kui karakteristik iseloomustab vastuvõtjat või võimendit.

Vaatleme olukorda, kus mitmeastmelistes süsteemides (näiteks VMT) tuleb leida **kogu trakti intermodulatsiooni lõikepunkt**. Selleks:

1. Kanda üle kõikide plokkide sisendite IP-d süsteemi sisendisse, lahutada võimendused ja lisada kaod dB-s
2. Muuta IP-d dBm-des vastavateks võimsusteks mW-s
3. Eeldades, et plokkide IP-d on üksteisest sõltumatud, liita võimsused (nagu paralleelühenduses) valemiga, saades nii $IP3_{sis}$:

$$IP3_{sis} = \left(\frac{1}{IP_1} + \frac{1}{IP_2} + \ldots + \frac{1}{IP_N} \right)^{-1} (mW)$$

4. Muuta võimsuseühikutega $IP3_{sis}$ millivattidest dBm-ks.

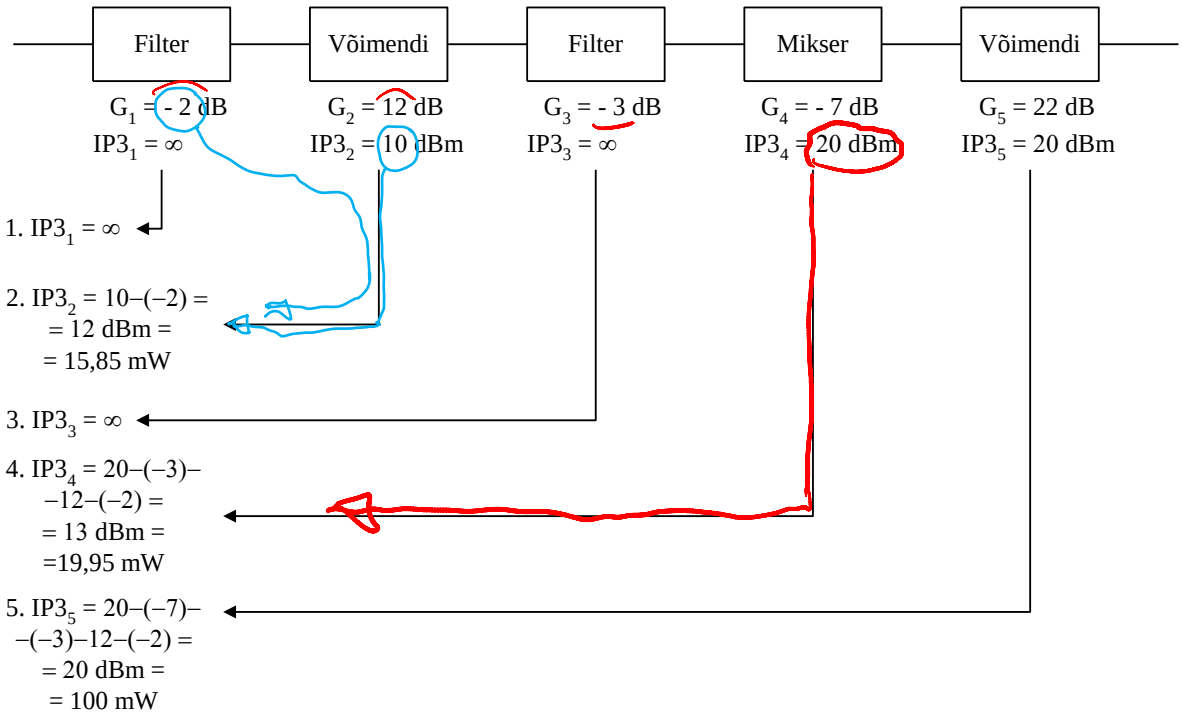


$$P_{\mathrm{mW}} = 10^{\mathrm{dBm}/10}$$

$$P_{\mathrm{W}} = 10^{\mathrm{dBW}/10}$$

Näide 1: Vastuvõtja VMT struktuur on toodud joonisel 2.3.6. Leida kogu VMT IP dBm-des, taandatuna VMT sisendisse.

Lahendus: Kasutades varemtoodud kolmandat reeglit IP3 leidmiseks sisendis, transformeerime kõik IP-d trakti sisendisse:



Joon. 2.3.6

Selleks tuleb võtta (vt ülal joonisel) astme IP väärtust dBm-s (see on sama astme sisendisse taandatud suurus) ning lahutada sellest eelmevate astmete (astme) koguvõimendus (dB-s).

$$IP3 = 10\log\left(\frac{1}{\infty}+\frac{1}{15{,}85}+\frac{1}{\infty}+\frac{1}{19{,}95}+\frac{1}{100}\right)^{-1} = 10\log 8{,}12mW = 9{,}10dBm$$

Näide 2.

1. Kui kaks signaali -10 dBm võimsusega on võimendis sisendis, IM3 tase on -50 dBm (joonis 2.3.7).

2. Võimendi võimendustegur on 10 dB.

3. Arvutada IM3 võimsus väljundis, kui mõlemi tooni tugevus on –20 dBm. Näidata ka IM3 võimsuse vahekord dBm-es kasuliku signaali suhtes.

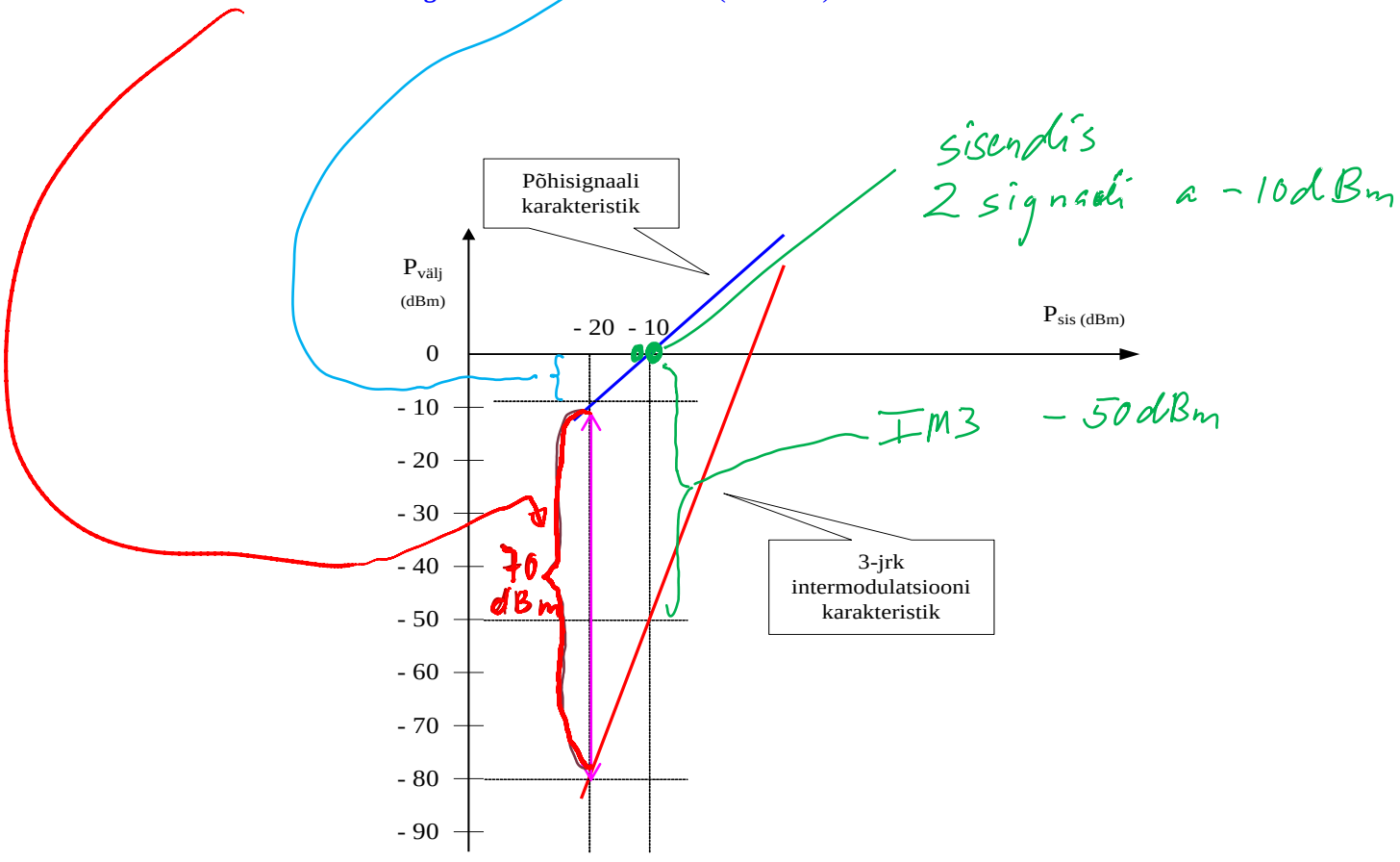
Lahendus olukorras, kus sisendvõimsus on –20 dBm. **Leiame IM3 võimsuse**:

$$IM3 = (-50dBm) + 3\left[-20dBm - (-10dBm)\right] = -50dBm - 30dBm = -80dBm .$$

Samas kasulik signaal –20 dBm võimsuse nivool annab väljundis:

–20 dBm + võimendus 10 dBm = -10 dBm.

Erinevus kahe signaali vahel on: -10 dBm – (- 80 dBm) = 70 dBm



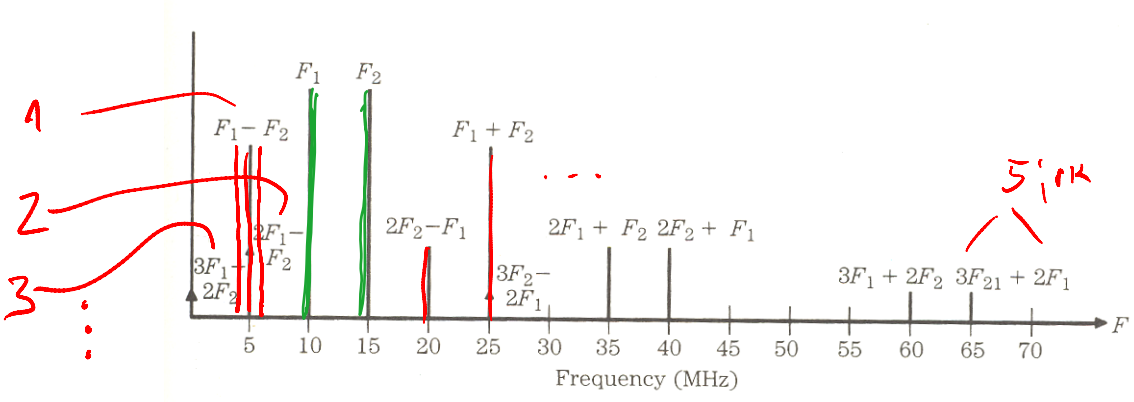
Joonis 2.3.7

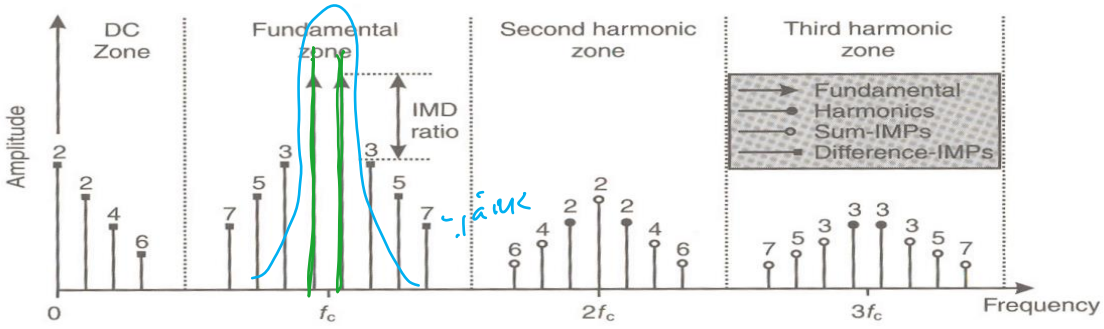
2.3.5 Häiresignaalid (spurious signals)

Loeme igat ebasoovitavat signaali vastuvõtjas häiresignaaliks *(spurious signal)*. Kui nad on piisavalt tugevad, põhjustavad nad häireid vastuvõtja detektori väljundis – kuhu eelduste kohaselt peaks jõudma ainult vajalikku infot kandev signaal. Eriti häirivaks võivad need häired muutuda laiaribalistes vastuvõtjates. Häirete hulka kuuluvad tekkinud:

- lisaharmoonilised,
- ülalvaadatud intermodulatsiooni, interferentsi nähtuse tulemused (produktid).

Alljärgnevalt on toodud spektrid kuni 5. järku ja kuni 7 järku IM produktidega





Sageduse muundamine on põhimõtteliselt mittelineaarne protsess – selle juures tekitatakse lisaks veel palju signaale sagedustega

$mf_{RF} \pm nf_{het}$, kus m = 0,1,2,...ja n = 0,1,2,....;

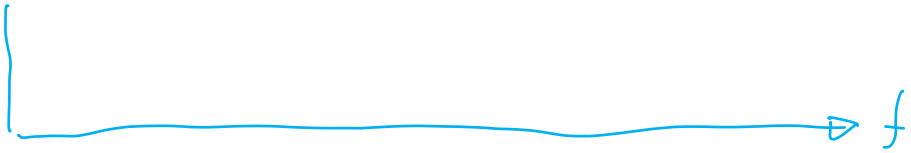
märgitud signaalid ilmnevad segusti väljundis suuremal või väiksemal määral ka siis, kui mikseri väljundis on pääsufilter, häälestatuna ainult vahesagedusele.

Kui m = 0, siis saame väljundis terve rea häiresignaale **heterodüüni harmoonilistena.**

Iga, põhisagedustele lisaks sisendis olev RF signaal, mis rahuldab sagedustingimust $\mathbf{mf_{RF} \pm nf_{het} = \pm f_{VS}}$, annab tulemina häiresignaali. Siit tulenevalt saame, et iga m ja n paari kohta tekib 2 võimalikku häiresignaali f_{RF1} ja f_{RF2}.

Teisiti võttes, RF signaalid, kajastudes sagedustel f_{RF1} ja f_{RF2} tekitavad tulemina häiresignaali.

Üheks tugevamaks häiresignaali tekkepõhjuseks supervastuvõtjates on peegelkanali teke.



Signaal nn. peegelkanali sagedusega annab samuti segusti väljundis vahesageduse nagu kasulik signaalgi.

Põhjus on lihtne – kui kasulik signaal kantakse üle vahesageduseks kui näiteks ***signaalisagedus*** miinus ***heterodüünisagedus*** – siis samasuure vahe annab signaal (nö peegelsignaal), mis on sageduselt madalamal kasulikust 2 vahesageduse võrra – ehk see "teine" vahesageduslik signaal saadakse kui ***heterodüünisagedus*** miinus ***peegelkanalil oleva signaali sagedus***. Matemaatiliselt:

$f_{sign} - f_{het} = f_{vs}$ samuti nagu $f_{het} - f_{peegel} = f_{vs}$.

Hiljem on seda olukorda ja sellele vastavaid spektrogramme vaadeldud lähemalt muundurite juures, siin aga toome näite, millised häiresignaalid tekivad sageduse muundusel.

Näide 1. Olgu vastuvõetav signaal sagedusega 433 MHz.

- Esimese heterodüüni sagedus on valitud 422,3 MHZ,
- seega esimeseks vahesageduseks 433-422,3=10,7 MHz.
- 10,7MHz sagedusega komponendid lastakse läbi ribafiltri, võimendatakse,
- teine sagedussmuundur heterodüünisagedusega 10,245 MHz,
- saades teiseks vahesageduseks 10,7-10,245=455 kHz.
- Selle sagedusel formeeritakse vastuvõtja vajalik sagedusriba $\pm 5kHz$.

$f_{sign} - f_p = 2 f_{vs}$ või $f_p - f_{sign} = 2 f_{vs}$

Pöördudes selle näite juurde hiljem veel tagasi, vaatleme siin, millised häiresignaalid võivad siin tekkida.

Neil (ja ka teistel analoogsetel) sagedustel tekkinud signaalikanaleid nimetatakse kõrvalkanaliteks

f_{sisend} MHz	I VS, MHz	II VS kHz	Märkused
433	10,7	455	Kasulik signaal
411,6	10,7	455	I vahesageduse peegelkanal =433-2·10,7
423,09	9,79	455	II vahesageduse peegelkanal =10,7-2×455
427,65	10,7	455	Poole väiksema sagedusega VS häiresignaal (2. jrk moonutus, signaali ruutu tõstes sagedus kahekordistub!) (427,65-422,3=5,35MHz) =10,7:2
855,3	10,7	455	I heterodüüni teise harmoonilise 844,6 MHz segustus sisendiga (855,3-844,6=10,7MHz)
833,9	10,7	455	I heterodüüni teise harmoonilise 844,6 MHz ja selle suhtes tekkiva peegelkanali segunemise tulemus (844,6-833,9=10,7MHz)
216,5	10,7	455	Sisendi subharmooniline (216,5*2=433 MHz)

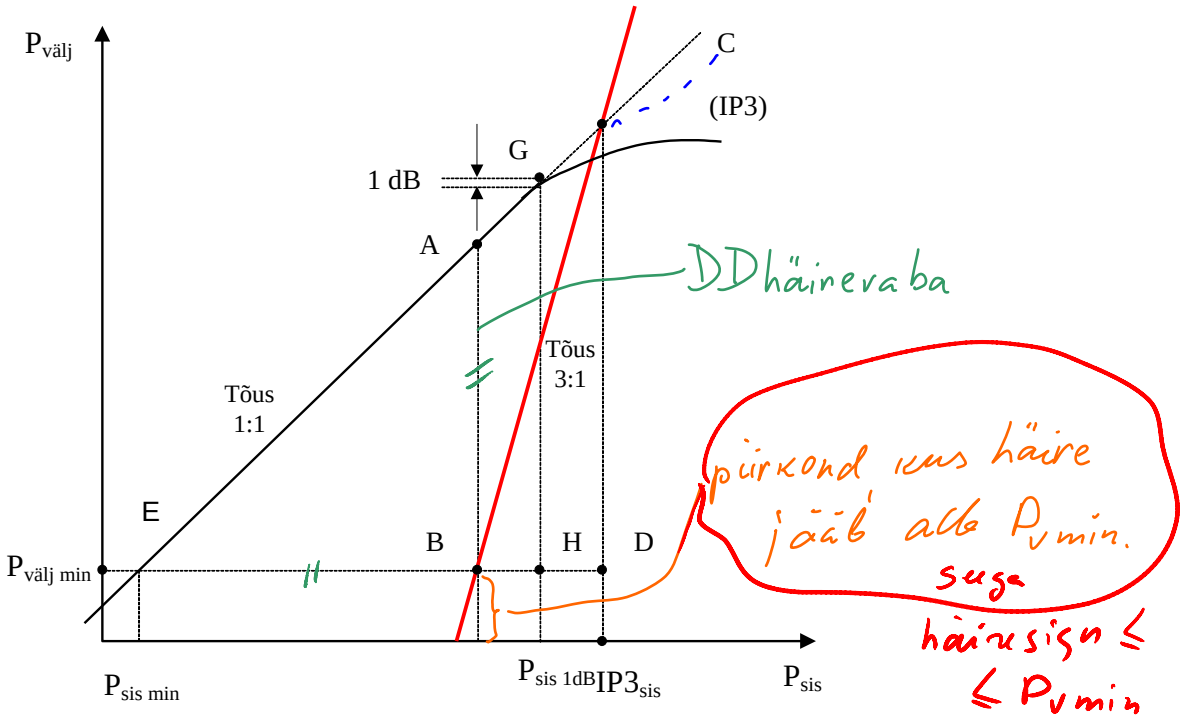
411,6+10,7 =422,3 — peegel

5,35 II harm

Ülaltoodud tabel näitab ilmekalt, ***kuivõrd palju*** on supervastuvõtjas võimalusi tänu sageduse muundusele häirekanalite/signaalide tekkeks. Põhiliseks võtteks häirekanalite vähendamisel on sisendseletiivsuste loomine, mis sageduslikult eraldaksid kasuliku signaali tekkida võivatest häiretest.

2.3.6 Häirevaba (spurious free) dünaamiline diapasoon

Dünaamilise diapasooni võib defineerida ka kui häirevaba vahemikku, iseloomustades olukorda, kus vastuvõtja sisendis on rohkem kui üks signaal.



Joon. 2.3.8

Eeldades, et nii kasulik **sisend**signaal ning **sisend**-häiresignaal on **võrdsete amplituudidega**, saame häirevabaks dünaamilise diapasooni avaldiseks:

$$DD_{häirevaba} = 2(IP3 - P_{sis.min})/3.$$,

kus IP3 iseloomustab siis kahe erisagedusega signaali tugevuste kokkulangemist (punkt C) dBm –des ja $P_{sis.min}$ on minimaalse avastatava signaali võimsus sisendis. Meie soovime siinjuures, et tekkinud häiretulem jääks alla $P_{välj.min}$ väärtust.

Seda avaldist saab tõestada alljärgnevalt:

- Lähtudes 3. järku moonutuste sirge kaldest 3:1, saame, et lõik BD = CD/3
- Lähtudes väljundis kasulikku signaali iseloomustavast sirgest tõusuga 1:1 saame, et lõik EB = AB.
- Kolmnurgast CED saame: CD = ED = EB + BD = AB + CD/3
- Järelikult $AB = 2CD/3 = 2(IP3_{välj} - P_{välj..min})/3.$
- Kuna CD = ED ja $DD_{häirevaba} = AB = 2ED/3 = 2(IP3_{sis} - P_{sis.min})/3$

Häirevabale dünaamilisele diapasoonile vastab lõik AB

Toome siia võrdluseks p. 2.2.3 käsitlusest tuleneva dünaamilise diapasooni määrangu kui DD = GH = EH = $P_{sis.1dB}$ - $P_{sis.min.}$ See käsitles olukorda n.ö. puhta signaaliga, kus väliselt pealeantavad häirivad signaalid puudusid.

Eriti oluliseks loetakse suure dünaamilise diapasooni tagamist sisend –ning muundusastmetes. See parandab vastuvõtja kui terviku selektiivsust häiresignaalidest tekkivate kombinatsioonsageduste suhtes ning annab võimaluse vähendada sisendvõnkeringide selektiivsust. Peegelkanal surutakse maha kas

faasimeetodil või sageduse muundamisega ülespoole signaalisagedust. Põhiline selektiivsus tagatakse VSV esimeses sisendfiltris (koheselt pärast segustit). Dünaamilist diapasooni suurendatakse negatiivse tagasiside, võimsate (10…50 mA vooluga) madalamüraliste sisendtransistoride kasutamisega.

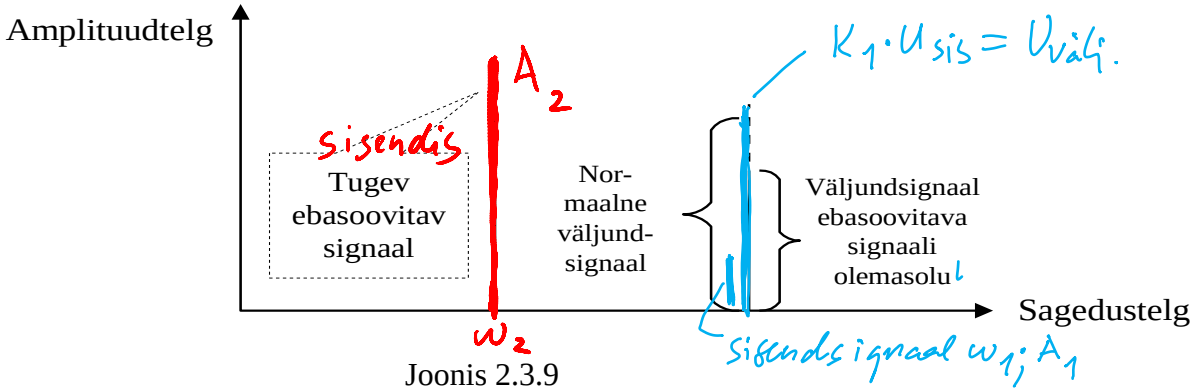
Lisaks ülalmärgitud mittelineaarmoonutustele esinevad VMT – s veel:

- **Sageduslikud moonutused** põhikanali sageduskarakteristiku ebaühtluse tõttu
- **Faasmoonutused** analoogsel põhjusel
- **Parasiitne amplituud- ning sagedusmodulatsioon**, tingituna amplituud- ja faassageduskarakteristikute mõjutatavuse tõttu suurevõimsuselise parasiitsignaali poolt.
- **Moonutused tingituna läbivkarakteristiku mitteideaalsusest**. Eriti oluline on see raadioimpulsside edastamisel.

Tavaliselt on VMT- le lubatud mittelineaarmoonutusi alates mõnedest protsendidest kuni protsentide osadeni; kogu moonutuste rehkendamiseks tuleks moonutustegur kogu trakti kohta, mis on avaldatav kui üksikute astmete moonutustegurite summa. Kuna aga mittelineaarmoonutused sõltuvad signaali amplituudist, on vaja hinnata põhi- ja parasiitsignaalide amplituude vastavate astmete sisendites, arvestades nende võimendust ning filtreerimist igas konktreetses astmes.

2.3.7 Blokeeringu nähtus

Blokeeringuga kaasneb ühtlasi vastuvõtja tundlikkuse vähenemine (desensitization). **Antiblokeering** iseloomustab vastuvõtja VMT omadust seista vastu sageduslikult lähedalolevate[19] tugevate raadiojaamade mõjule nõrgema kasuliku signaali vastuvõtul. Graafiliselt võib seda kirjeldada alljärgnevalt (joon. 2.3.9).



Joonis 2.3.9

Blokeeringut saab seletada järgmiselt: Koosnegu sisendsignaal kahest signaalist (kasulik indeksiga 1) : $U_{sis} = A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t$. Vastav väljundsignaal astme lineaar-ja kuupliikme olemasolul ülekandel kujuneks kui: $U_{välj} = \left(K_1 A_1 + \frac{3}{4} K_3 A_1^3 + \frac{3}{2} K_3 A_1 A_2^2 \right) \cos\omega_1 t + ... ,$

millest eeldades, et **kasuliku** signaali amplituud on **palju väiksem segava** signaali amplituudist:

$A_1 << A_2$, saame, et $U_{välj} = \left(K_1 + \frac{3}{2} K_3 A_2^2 \right) A_1 \cos\omega_1 t ,$ $K_3 < 0$

millest järeldub, et väljudsignaali amplituud A_1 sõltub segava signaali amplituudi ruudust A_2. Võimendust vähenevalt mõjub see siis, kui (nagu tavaliselt) tegur K_3 on negatiivne. *Tavaliselt on vastuvõtjad suutelised vastu seisma blokeeriva signaali mõjule, kui see on kuni 60...70db suurem vastuvõetavast signaalist.*

[19] Siin on erinevaid määranguid häiresignaali ja põhisignaali sageduse erinevuse kohta nende mõõtmistel. On määranguid 20kHz, 100 kHz; need määrangud sõltuvad ilmselt ka kasutatavate signaalide modulatsioonist ja laiaribalisusest.

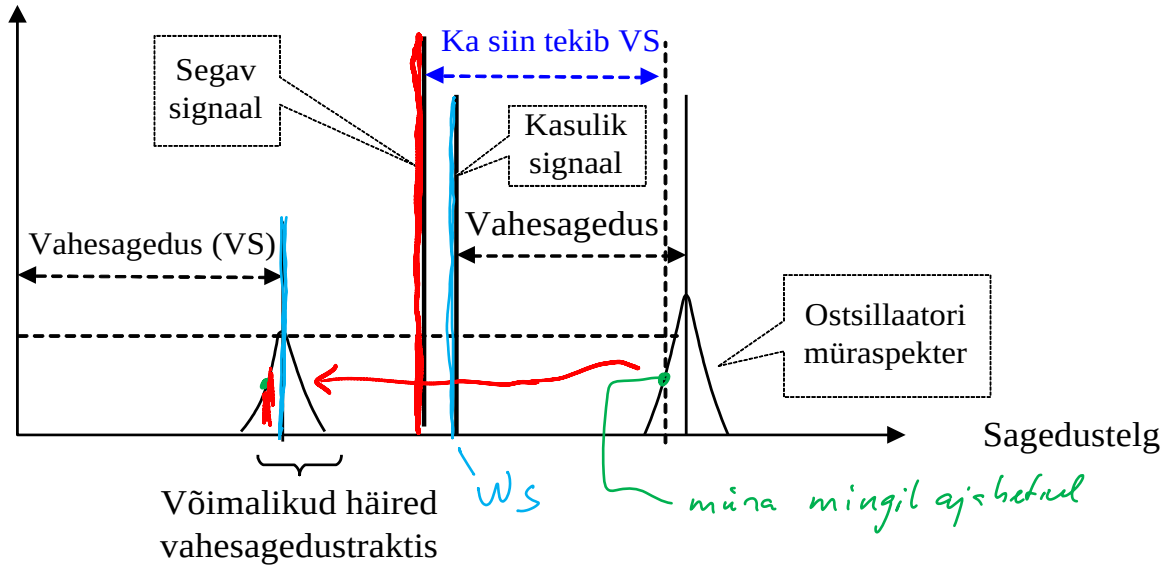
2.3.8 Ristmodulatsioon (cross-modulation)

Ristmodulatsioon tekib amplituudmodulatsiooni korral, kus tugevama ebasoovitava signaali **külgriba** kandub üle nõrgemasse kasulikku signaali. Vastuvõtjatel, milledel on kõrge IP3 punkt, on kõrge ka ristmodulatsiooni mahasurumine. **Ristmodulatsiooni tekkepõhjuse** saame eelmisest punktist – kus oli näha, et:

- kasuliku signaali amplituud on mõjutatud segava signaali amplituudist - seega mõjutatav segava signaali amplituudi muutusest amplituudmodulatsiooni tõttu.
- Või siis sagedusliku seletusega – signaalid külgriba sagedustel oma muutuvate amplituudidega mõjutavad kasuliku signaali tugevust (kanduvad üle kasulikku signaali).

2.3.9 Vastastikkune segunemine (reciprocal mixing)

Kahe signaali – kasuliku ja segava signaali segunemine toimub ka **heterodüüni mürade** tõttu. Teatavasti esineb igas ostsillaatoris müra – nii amplituudimüra (võnkeamplituudi kaootilised muutused) kui ka faasimüra (võnkumiste faasi kaootilised muutused). Nii üks kui teine kajastuv võnkumiste spektraalpildis võnkesageduse muutustena. Tingituna superheterodüüni tööpõhimõttest, kus kasuliku signaalina eraldatakse kas sisendsignaali ja heterodüünisignaali vahesagedus või siis harvemini ka summasagedus – tekkivad ***lisaks põhisignaalile*** vastavale vahesageduskomponendile ka signaalid vastuvõtja vahesagedustraktis ***ebasoovitava sisendsignaali*** ja ***heterodüüni muutuva hetksageduse tõttu hetkelised kokkulangevused vahesagedusega***. Nende signaalide sageduse ja kasuliku signaali sageduse kokkulangemisel vahesagedustraktis pole vastuvõtja suuteline neid eristama. Eriti tuntav on see nähtus siis, kui häiriva saatja signaal vastuvõtja sisendis on tunduvalt tugevam kasulikust signaalist (vt joon. 2.2.10).



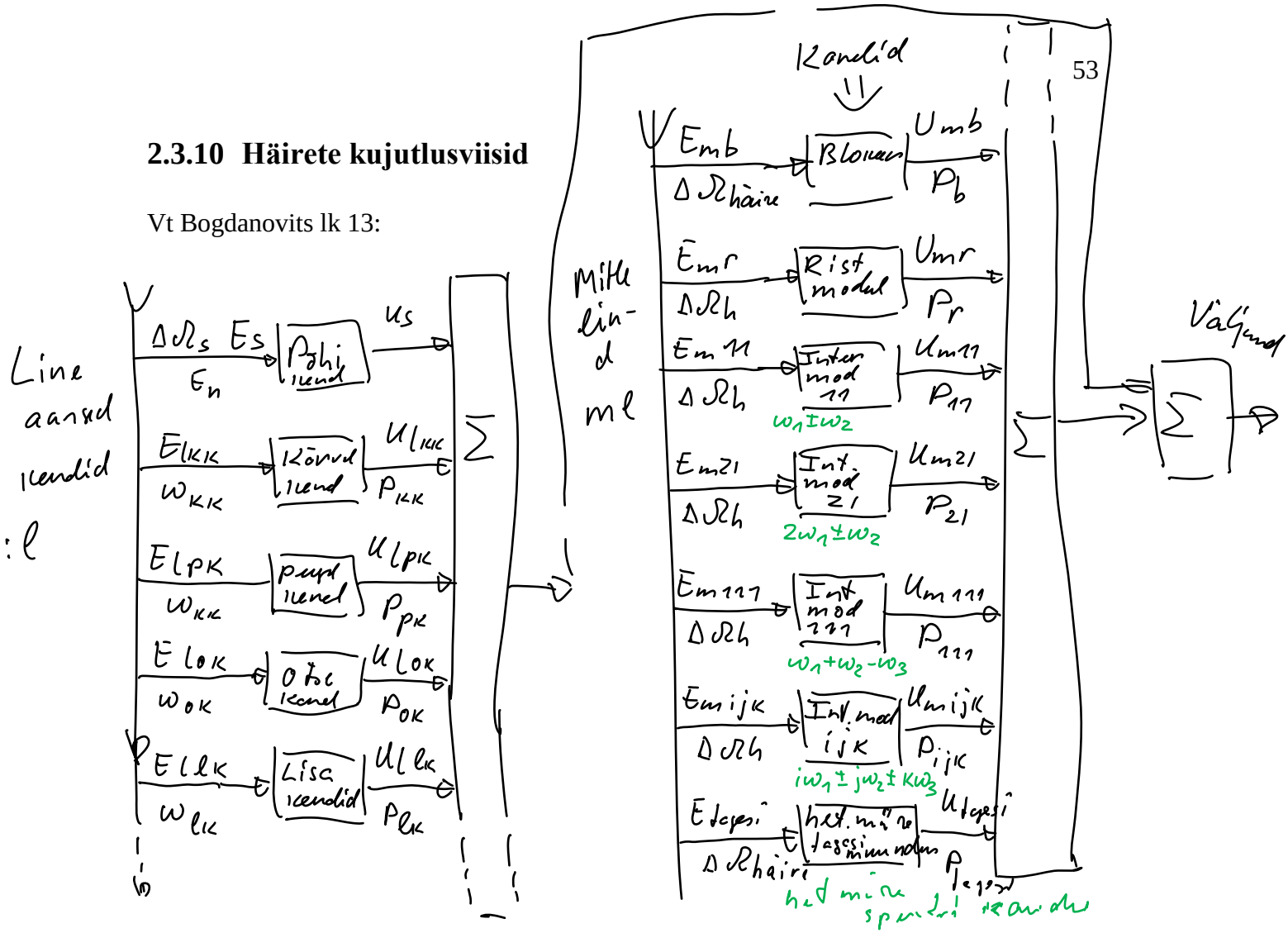
Joonis 2.3.10

Põhiliseks vastuvõtteks on siin ostsillaatori mürade vähendamine. Seda pole aga alati lihtne saavutada.

Põhiliseks võtteks ostsillaatori mürade vähendamiseks on neis kõrge hüvega võnkeringide kasutamine (kvartsresonaatorid), täiendava filtreeriva astme lülitamine ostsillaatori väljundisse.

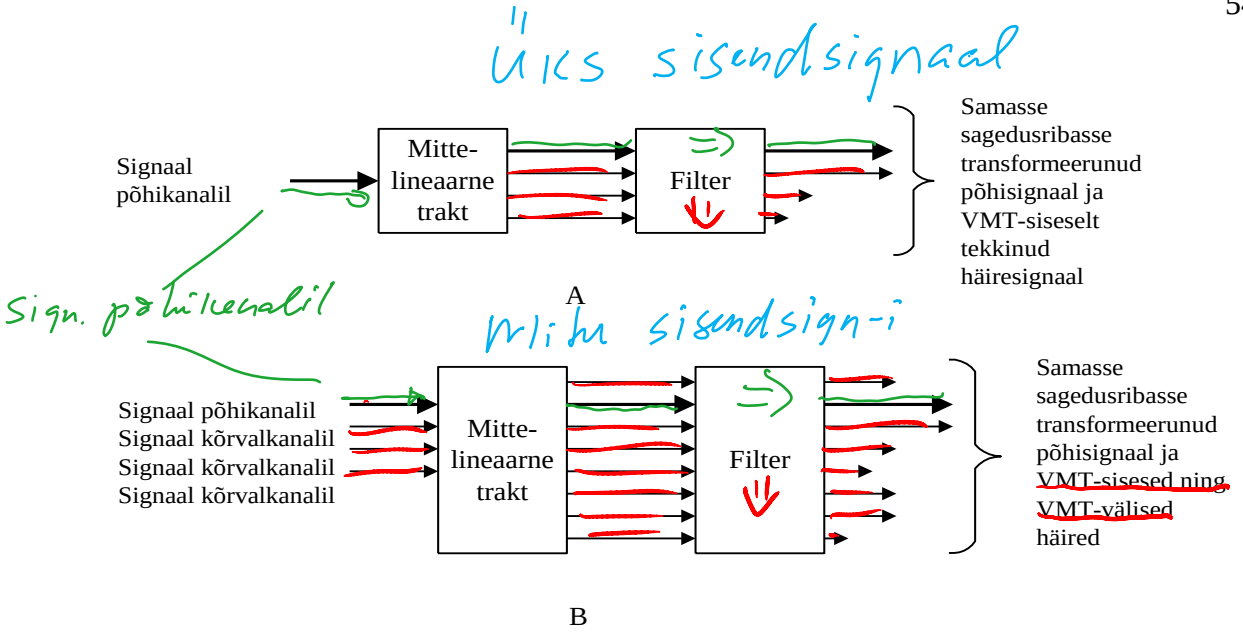
2.3.10 Häirete kujutlusviisid

Vt Bogdanovits lk 13:



- **Moonutused, häired ainult põhisignaali olemasolul** – kui vastuvõtja mittelineaarsuse tõttu tekkivate häiresignaalid (joonis 2.3.11a.)
- **Moonutused, häired põhi- ja ribaväliste signaalide olemasolul (vastuvõtjas põhi- ja kõrvalkanalite[20] olemasolul)**- kui vastuvõtja mittelineaarsuse tõttu tekkivate ***kõrvalkanalite*** kaudu edastatavad häired (b). Lisaks häiretele saaduna põhikanali kaudu.

[20] Mõnedes allikates eristatakse kõrvalkanaleid kui kanalit vahetus läheduses põhikanalile ning kombinatsioon-kanaleid $\pm mf_{kõrvalkand} \pm nf_{heterodüün} = f_{vahesagedus}$. Siin on nad kõik kõrvalkanalitena kirjeldatud.



Joonis 2.3.11

Lisaks ***põhikanalile,*** mis on ette nähtud vastuvõetava kasuliku signaali (ribasisese signaali) jaoks tekivad teatud ribavälistele sagedustele ***kõrvalkanalid*** pääsuks sisendist väljundisse. See tähendab, et kui:

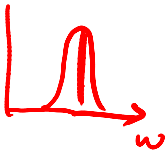
- vastuvõtja sisendis on RF signaal **kõrvalkanali sagedusel**,
- siis **läbib see koos põhisignaaliga** vastuvõtja VMT.

Siit järeldub:

- Nende ribaväliste signaalide **ülekanded** kõrvalkanalite kaudu on tavaliselt **väiksemad** kui põhisignaali ülekanded põhikanali kaudu
- kuid kui **ribaväline signaal** on **tunduvalt tugevam** põhisignaalist, on häired juba märgatavad.
- Kuna kõrvalkanalid tekivad tänu VMT mittelineaarsusele, on ribaväliste signaalide ülekanded sõltuvad suurel määral **ülejäänud, trakti mõjutavate signaalide amplituudidest** (joonis 2.3.11.b)

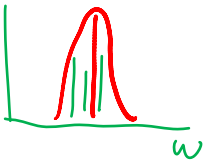
2.3.11. Selektiivsus

Vastuvõtja selektiivsuse mõiste ***üldiselt võetuna*** iseloomustab vastuvõtja omadust eraldada kasulik signaal teistest, antud juhul siis häirivatest signaalidest. Selektiivsusele mõjuvad mitmed faktorid, kaasa arvatud eelmises peatükis kirjeldatud häired.



Neis mängib rolli nii vastuvõtja:

- n.ö. põhikanali enda sageduslik selektiivsus
- supervastuvõtja tööpõhimõttest ja mittelineaarsusest tingitud parasiitsed kõrvalkanalid ning erinevate signaalide koosmõjust tingitud kõrvalproduktide tekkest.



Selektiivsusest ei saa rääkida ainult n.ö. puht-selektiivsuse parameetritest (nt. filtrite sagedusribadest) lähtudes, selektiivsus on vahetult seotud p. 2.2.4....2.2.9. toodud nähtuste ning parameetritega. Nimetatud nähtuste parameetreid kasutatakse samuti vastuvõtja selektiivsust hindavate suurustena .

Selektiivsust hinnatakse erinevatel vastuvõtu tingimustel:

C. Ühesignaalne VMT sageduslik selektiivsus

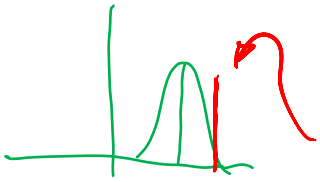
Määratakse **antud sagedusega signaali taseme suhtega tema etteantud tasemega häälestussagedusel väljundignaali nivoo püsivuse** korral.

Tavaliselt ühesignaalne selektiivsus määratakse ribavälise, väljaspool trakti pääsuriba asetseva signaali kohta.

Ribaväliseks signaaliks on näiteks kõrvalkanali signaal.

Kõrvalkanali mõiste:

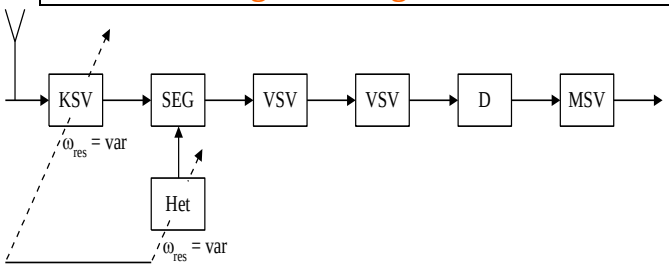
- sagedusriba, milline on võrdne vastuvõtu põhikanali läbilaskeribaga
- Mõnede allikate järgi on kõrvalkanal põhikanali läbilaskeriba vahetus läheduses. Kaugemad moodustuvad nn kombinatsioonkanalitena $\pm mf_{kõrvalkanal} \pm nf_{heterodüün} = f_{vahesagedus}$. Siin vaatleme neid kõiki kõrvalkanalitena.

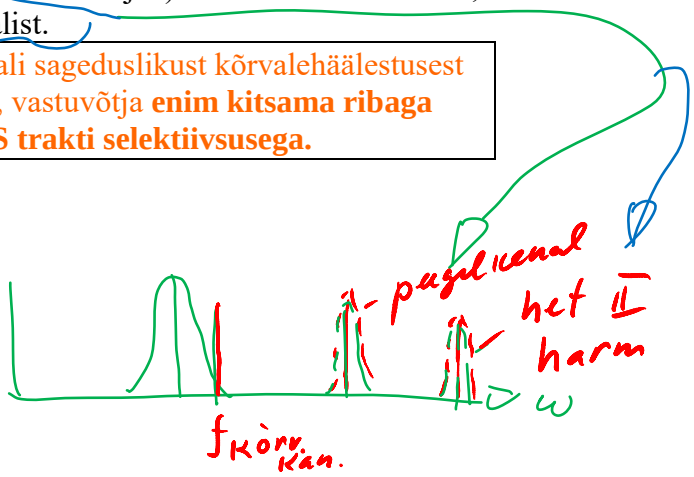


Ühesignaalse selektiivsuse määramiseks on vaatluse all siis põhikanali lähedal teatud kaugusel asetsev kõrvalkanal[21].

- Samas võivad olla nii esimene, teine (kui ka kolmas jne) vastuvõtu kõrvalkanal, erinedes üksteisest oma kaugusega põhikanalist.

Ühesignaalne sagedusselektiivsus sõltub signaali sageduslikust kõrvalehäälestusest põhikanali suhtes ning on määratud põhilise, vastuvõtja **enim kitsama ribaga sagedusfiltriga. Tavaliselt siis VS trakti selektiivsusega.**





[21] Kõrval- ehk naaberkanaliks loetakse näiteks ringhäälinu AM diapasoonides signaali ± 9 kHz kaugusel põhisignaalist, FM ULL diapasoonis aga ± 180 kHz kaugusel põhisignaalist.

D. VMT paljusignaalne selektiivsus.

Iseloomustab häireproduktide mahasurumist, millised on tingitud amplituudkarakteristiku mittelineaarsusest ja sisendahelate ebapiisavast selektiivsusest. (NB! Vt supervastuvõtja struktuurskeemi ja sisendahelate rolli seal).
Nendest oli juttu juba ka varemalt; siin vaatleme neid kui selektiivsust määravate suurustena. Enim ohtlikumad on siis sellised signaalid:

- **Üks ribaväline häiresignaal vastuvõtu kõrvalkanalis**. See signaal sattub sisendastmetesse ning eriti ohtlikuna – segustisse (ebapiisava sisendahelate selektiivsuse tõttu). Selle mõju määrab kaks tegurit:
  - esiteks **blokeerimistegur k_{bl}** – trakti väljundsignaalide **nivoode erinevus**: ehk siis **nivoo häiresignaali puudumisel võrrelduna nivooga häiresignaali korral**
  - Teiseks – **ristmodulatsioonitegur k_{rist}** – väljundsignaali parasiitse amplituudmodulatsiooniteguri (saaduna moduleerimata kasuliku signaali ja ribavälise amplituudmoduleeritud häiresignaali koosmõjul) suhe amplituudmodulatsioonitegurisse häireta olukorras

See variant on ohtlik vaid **vähese selektiivsusega raadiosagedusliku** (sisend-) võimendi korral,

- **Kaks ribavälist signaali sagedustega f_1 ja f_2 ,** moodustades parasiitse signaali sageduskombinatsiooniga:
  - $f_{kIIjrk} = f_1 \pm f_2$
  - või $f_{kIIIjrk} = 2f_2 - f_1$,

  millised satuvad põhi- või külg (näiteks peegelsagedusega[22]-) vastuvõtukanalisse.

Selles variandis võivad ribavälised signaalid olla vastuvõtu külgkanalites ning raadiosageduslike (sisendis olevate!) filtritega pole nad mahasurutavad. Need moonutused iseloomustavad siis järgmiseid suurusi:

Teist järku intermodulatsioonmoonutused k_{11} – kombinatsioonsagedusega $f_1 \pm f_2$ komponendi amplituudi suhe - taandatuna trakti sisendisse, kui sisendisse antakse kaks ribavälist harmoonilist signaali erinevate amplituudidega – amplituudi ühest neist signaalidest sisendis.

Kolmandat järku intermodulatsioonimoonutused sagedusel k_{21} ehk – kombinatsioonsagedusega $2f_2 - f_1$ samadel tingimustel, nagu eelneval, amplituudi ühest neist signaalidest sisendis. Levinud on siinkohal kasutada p.2.2.4 toodud punkti IP3 määrangut.

Ribaväliste häirete hindamiseks kasutatakse kõrvalkanali dünaamilise diapasooni mõistet, milline määrab maksimaalse lubatud häresignaali suhte - mille puhul moonutused põhikanalis jäävad lubatud piiridesse – ettenähtud minimaalsesse põhisignaali.

---

[22] Peegelkanal moodustub supervastuvõtjas sisendsagedusel, mille vahe heterodüünisagedusega annab (nagu põhisageduski) vahesageduse. Nii näiteks kui võetakse vastu põhisignaal sagedusel 335 kHz, ostsillaatorisagedus on 800 kHz, siis tekib peegelkanal 1265 kHz peal, kuna mõlemite signaalide erinevus heterodüünisagedusest võrdub vahesagedusega. Peegelkanali mõju on võimalik vähendada vaid piisava selektiivsusega sisendastmetega (335 kHz läbi lastes, kuid 1265 kHz piisavalt maha surudes) või valides vahesageduse suhteliselt kõrgeks.

Niisiis on **supervastuvõtjale omane sagedusmuunduri mitteideaalsuse tõttu** lisaks põhisignaali kanalile ka

- **kõrvalkanalite (naaberkanalid, kõrvalkanalid) teke**, milliseid läbivad parasiitsignaalid põhjustavad täiendavaid häireid põhisignaali vastuvõtul. Neid kanaleid iseloomustatakse siis nende üldise arvuga, iga üksikanali sageduse ning sagedusliku selektiivsusega. Selliseks hindamisparameetriks on kõrvalkanali sumbuvus, iseloomustades seda läbinud signaali amplituudi põhikanali signaali amplituudi suhtes.
- **Võimalike kõrvalkanalite sagedused** on määratavad seosest

$$\pm mf_{kõrvalkand} \pm nf_{heterodüün} = f_{vahesagedus},$$

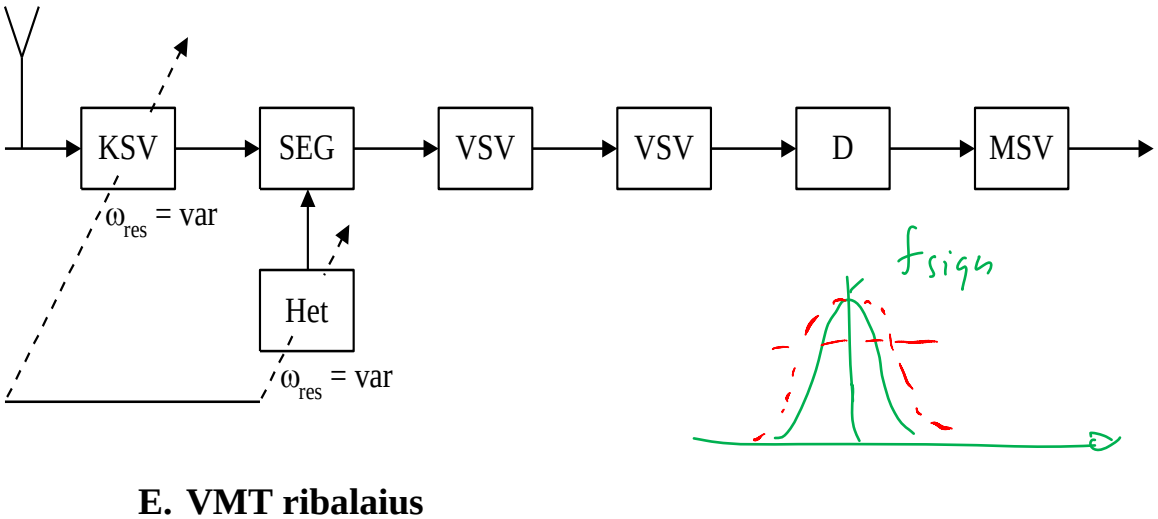
kus m ja n on suvalisedtäisarvud, k.a. null.

Võib ka nii juhtuda, et kõrvalkanali sagedus langeb kokku põhikanali sagedusega. Seda sellel juhul, kui vastuvõtja on häälestatud nn fookussagedusele. Siis vahesagedussignaal moodustub ühe ja sama signaali poolt nii põhi- kui ka kõrvalkanali kaudu üheaegselt ning häireks osutub kõrvalkanali kaudu tulev (ning segustieelsetes sisendastmetes mitte summutatud) kasulik signaal ise. Kui külgkanal ei lange põhikanaliga kokku, siis ta nõrgeneb tänu vastuvõtja sagedusmuunduri ees olevatele sisendastmetele.

Kuna on teada, et suvalise skeemi mittelineaarsuse mõju on suurem suuremate signaalide korral, on oluline ka mittelineaarsele osale pealeantava signaali amplituud. See tingib erilise tähelepanu pööramise

võimendustegurite ja selektiivsuste jagamisele üksikute plokkide kohta terve VMT ulatuses.

Toome selgituseks veelkord supervastuvõtja plokkskeemi:



E. VMT ribalaius

Tavaliselt määratakse võimendustrakti ribalaius B normeeritud amplituud-sageduskarakteistiku 0,707 nivoolt. Vajalik ribalaius on leitav seosest

$$B_{VMT} \geq B_{\inf} + 2\Delta f_{rk}, \text{ kus}$$

Δf_{rk} - summaarne raadiokanali sageduse seadistusviga.

$$\Delta f_{rk} = \Delta f_{stj} + \Delta f_D + \Delta f_{vv} = \Delta f_{stj} + \Delta f_D + \Delta f_{h1} + \Delta f_{h2} + \ldots + \Delta f_{hi} + \Delta f_{filter}$$

Δf_{stj} – raadiosaatja sageduse seadistusviga;

Δf_D - sageduse kõrvalekalle tingituna Doppleri efektist (liikuvate objektide korral);

Δf_{vv} – vastuvõtja sageduse seadistuse kõrvalekalle;

$\Delta f_{h1}, \Delta f_{h2} \ldots \Delta f_{hi}$ – vastuvõtja esimese, teise jne heterodüünisageduste kõrvalekalded ning

Δf_{filter} – vastuvõtja võimendustrakti põhifiltri häälestuse kõrvalekalle tingituna ajalisest vananemisest, häälestuse täpsusest ning välismõjudest.

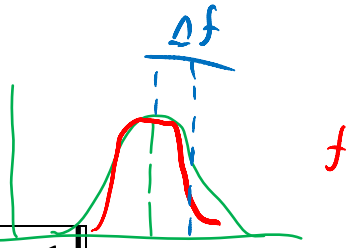
Kui kõik ülalmärgitud sagedusmuutused on sõltumatud, saame neid esitada nende ruutkeskmise suurusena:

$$\Delta f_{rk} = \sqrt{\Delta f_{stj}^{\ 2} + \Delta f_D^{\ 2} + \Delta f_{h1}^2 + \ldots \Delta f_{hi}^2 + \Delta f_{filter}^2}\ .$$

F. Sageduskarakteristiku täisnurksus.

Pääsuriba on piiratud A_p kordse harmoonilise häire mahasurumis- (sumbuvus-) nõudega, milline kas omab põhisageduse suhtes lahkuhäälestust Δf_p:

$$B_{VMT} \le 2\Delta f_p \,/\, K_{pVMT}(A_p)$$



K-ndal kõrval-resonantsil

või $A_{k.kanal}$ kordse mahasurumisega kõrvalkanalil lahkuhäälestusega $\Delta f_{k.kanal}$:

$$B_{VMT} \le 2\Delta f_{k.kanal} \,/\, \left[K_{pVMT}(A_{k.kanal}) + 1\right]$$, kus

$K_{pVMT}(A_p)$ või $K_{pVMT}(A_{k.kanal})$ on täisnurksuse tegurid, mis määravad VMT sageduskarakteristiku (trakti põhifiltri sageduskarakteristiku) nivool 0,707 ja nivool, milline vastab sumbuvusele A_p või $A_{k.kanal}$ korda.

Ülaltoodud võrratustest saab valida:

- vajaliku ribalaiuse B_{VMT}
- täisnurksuse tegurid K_p.

Kirjanduse andmetel saavutatakse **optimaalne selektiivsus, valides kõrvalkanali sumbuvus $A_{k.kanal}$ (või A_p) võrdseks VMT kõrvalkanali dünaamilise diapasooniga:**

$DD_{k.kanal} = A_{k.kanal}$.

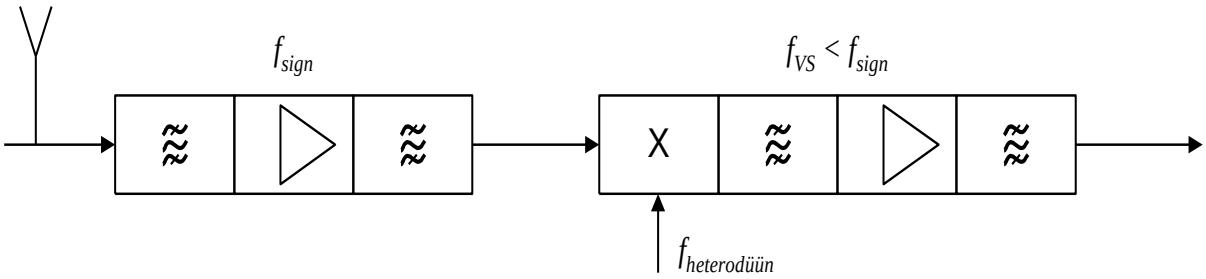
2.4 Vastuvõtja VMT eskiisprojekteerimise üldised alused

2.4.1 VMT struktuuri valik

Esiteks tuleb valida trakti struktuurskeem. Tänapäeval, nagu varemalt ka märgitud, valitakse lahendus tavaliselt superheterodüünvastuvõtja baasil. Vaid olukordades, kus ülekantav signaali sagedusriba on lai ning tegemist on fikseeritud sagedusdiapasooniga, võivad osutuda otstarbekaks ka teised lahendused. ***Supervastuvõtjate struktuurskeemid***

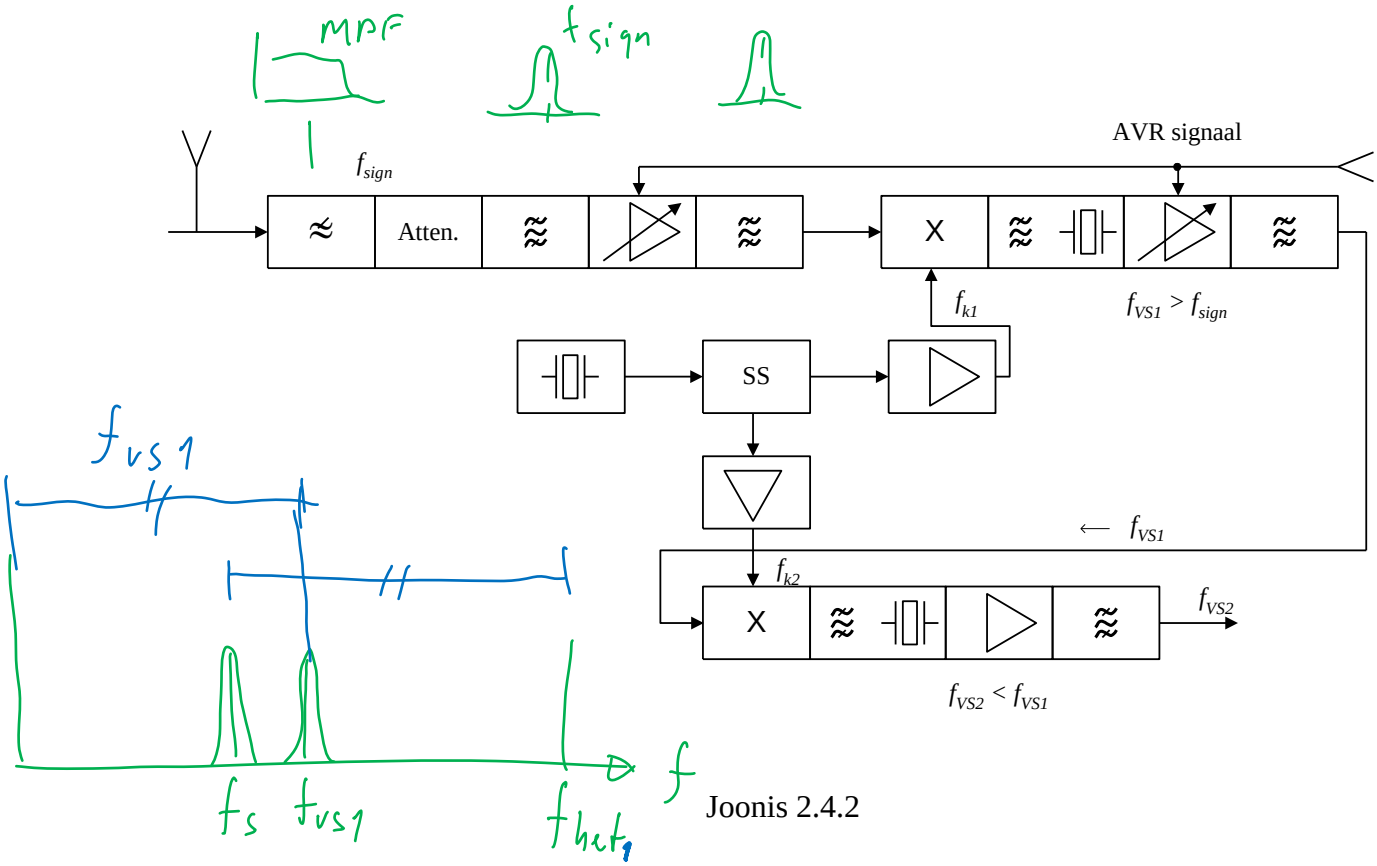
erinevad sagedusmuundurite (segustite) arvu ning sageduse transponeerimise suuna järgi; kõrgsagedusvõimendite arvu poolest. Siinjuures võiks arvestada järgmisi kaalutlusi:

- **Spektri transponeerimisel vahesageduseks allapoole signaalisagedust:**
  - võib piirduda ühe segustiga, seda eelkõige seetõttu, et on lihtsam saavutada vajalikku selektiivsust, selektiivsust ka naaberkanalite suhtes.
  - Ühekordsest sageduse muundamisest tuleneb ka struktuuri lihtsus(joon 2.4.1).
  - Samas aga on raske ilma hea selektiivsuseta kõrgsagedusastmeteta suruda maha peegelkanalit, mis madala vahesageduse tõttu on põhikanalile ohtlikult lähedal.
  - Seetõttu näiteks ULL vastuvõtjates on soovitav sagedust alla transponeerides valida struktuur mitme (tavaliselt kahe) sageduse muunduriga.



Joonis 2.4.1

- **Spektri transponeerimisel vahesageduseks ülespoole signaalisagedust:**
  - paraneb oluliselt peegelkanali mahasurumine,
  - vähenevad võimalused külgkanalite tekkeks töösageduspiirkonnas.
  - Samas aga on tihtipeale nõutav edasiseks signaalitöötluseks madalam VS signaali väljundsagedus,
  - samuti on raskusi tagada kõrgeid võimendustegureid,
  - raske tagada kõrget selektiivsust kõrgemal vahesagedusel.
  - Neist kaalutlustest lähtudes on otstarbekas
    - pärast sageduse transponeerimist üles see omakorda alla transponeerida (vt ka järgmine, mitmekordse sagedusmuundamise punkt).
    - Seejuures igal segustil peab olema sisendis filter vältimaks täiendavate peegelsageduste teket (joon. 2.4.2).



Joonis 2.4.2

Jooniselt nähtub kõrgsagedusvõimendiga ning kahekordse sagedusmuunduriga lahendus.

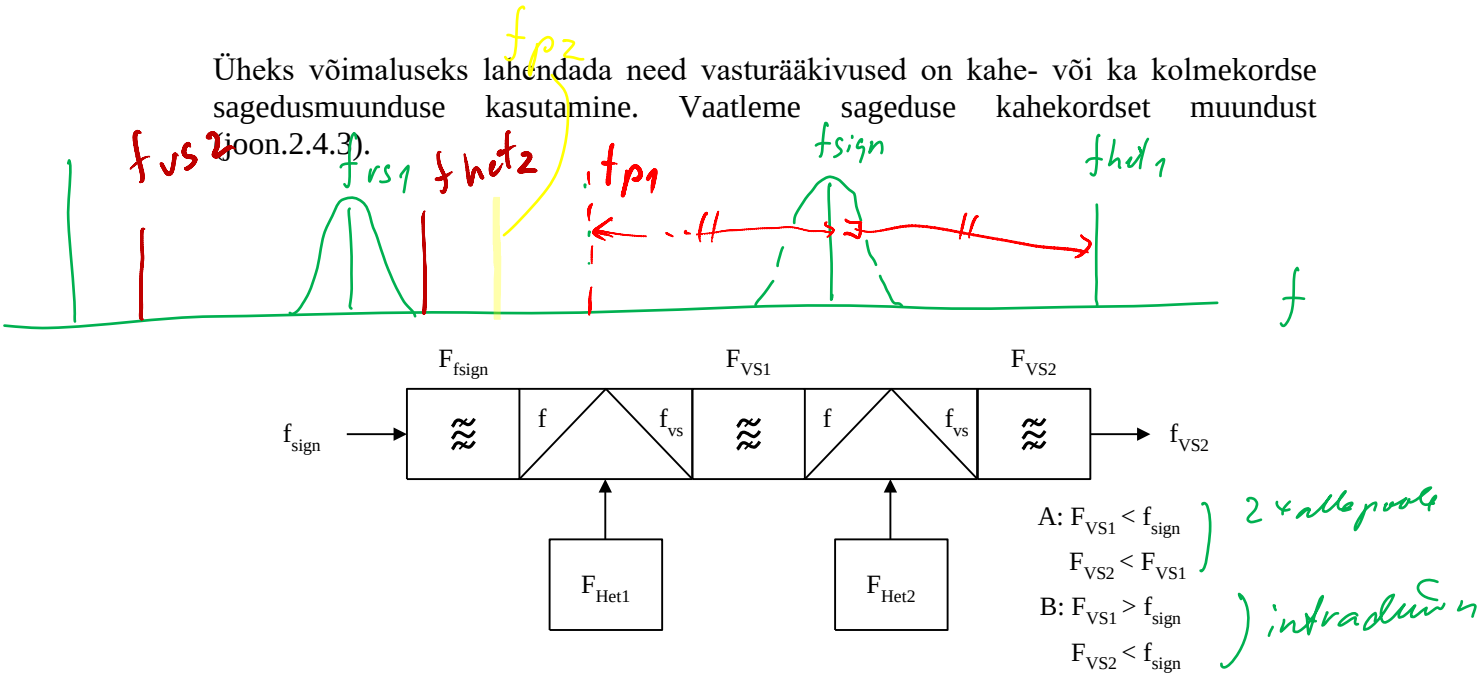
- **Spektri transponeerimine summasagedusele.** On võimalik muundada signaali mitte vahesagedusele, vaid ka summaarsele sagedusele. Siis väheneb samuti peegelkanali mõju, kuid kasvab kõrvalkanalite arv.

Tuleb veel järgida seda, et signaalisageduse muundamisel vahesageduseks:
- allapoole signaalisagedust signaali ***spekter ei inverteerita***,
- sageduse ülespoole muundamisel aga ***spekter inverteeritakse***.

2.4.2 Mitmekordne sagedusmuundus

Peegelkanalist vabanemine on seda lihtsam, mida:
- kaugemal on põhi – ja peegelkanali sageduste erinevus –
- teiste sõnadega – mida **kõrgem on vahesagedus**.
- Samal ajal aga saada kõrvalkanalite suhtes kõrget selektiivsust ning suurt stabiilset võimendust on kergem tagada madalamatel sagedustel.

Üheks võimaluseks lahendada need vasturääkivused on kahe- või ka kolmekordse sagedusmuunduse kasutamine. Vaatleme sageduse kahekordset muundust (joon.2.4.3).



Joonis 2.4.3

A. Kahekordne sageduse muundamine - allapoole. Probleem tekkib eriti siis, kui on vaja vähendada signaalisagedust sadu kordi – näiteks ÜKS signaalide vastuvõtul. Selleks muundatakse muunduriga 2 sagedus 10…20 korda alla vahesageduseks $f_{vs.1}$ (heterodüünisagedusega f_{het}). Peegelsagedus f_{peegel} erineb sellisel juhul 10…20% põhisagedusest f_{sign}, mis võimaldab peegelkanali piisavalt head mahasurumist. Muundatud sagedus eraldatakse filtriga $F_{vs.1}$ ning seejärel alandatakse muunduriga 2 soovitud vahesageduseni $f_{vs.2}$.

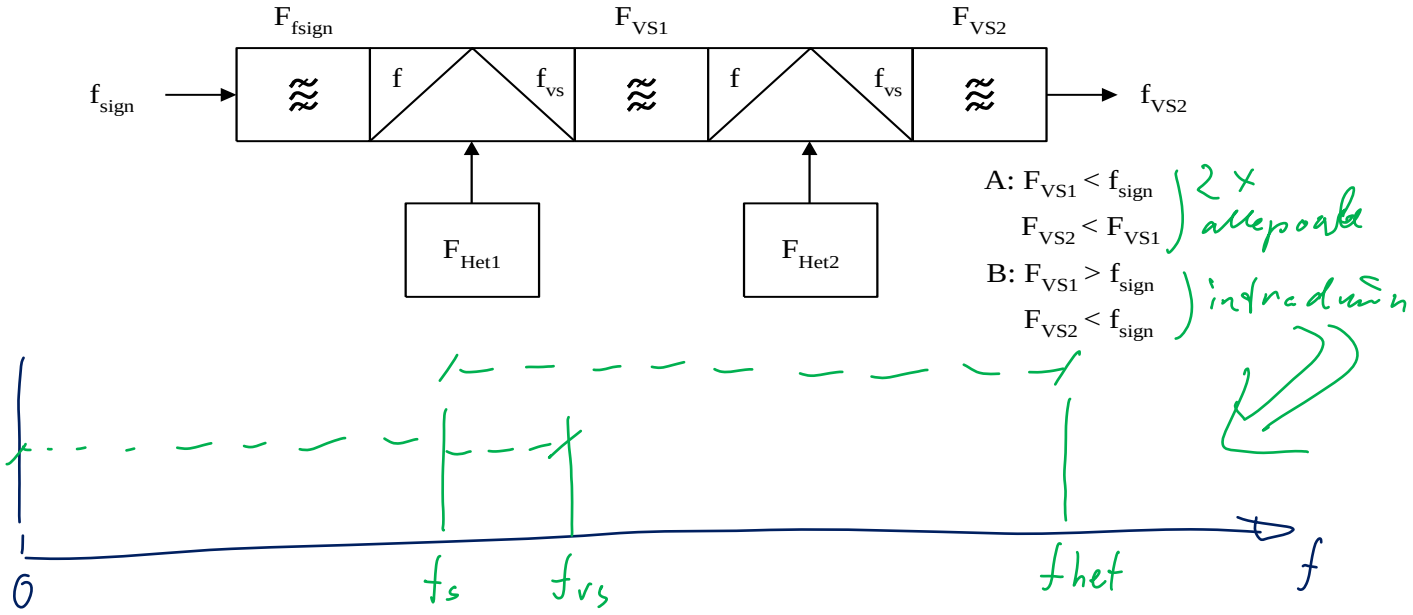
Kahekordse sageduse muundus tekitab teise peegelkanali. Kui teine muundus käib vastavalt seosele: $f_{vs.2} = f_{het.2} - f_{vs.1}$, siis selline sagedus tekkib samuti filtri $F_{vs.1}$ väljundis sagedusega $f_{peegel.2} = f_{vs.1} + 2f_{vs.2}$ oleva signaali korral. Sest see muundatakse vastavalt valemile $f_{peegel.2} - f_{het.2} = (f_{vs.1} + f_{vs.2}) - (f_{vs.1} + f_{vs.2}) = f_{vs.2}$, mis samuti eraldatakse filtriga $F_{vs.1}$.

Teise peegelkanali sagedus erineb signaalisagedusest kahekordse vahesageduse $f_{vs.2}$ võrra. See aga on kümneid kordi väiksem, kui esimese peegelkanali sageduse erinevus. See häire ei ole piisavalt maha surutud filtris F_{sign}, seega peab olema maha surutud filtris $F_{vs.1}$, mis ongi viimase põhiülesanne.

***A.* Kahekordne sageduse muundamine – üles- ja allapoole (infradüün)**
Analoogse struktuuriga varemvaadatuga, kuid

- esimene sagedusmuundus sooritatakse ülespoole signaalisagedust,
- teine aga alla.

Toome siin veelkord ülaltoodud joonise :



Tihti aga vajalik sageduse allamuundamise kordsus jääb liiga suureks, mistõttu tuleb kasutada veel kolmandat sagedusmuundurit, jagades niimoodi sageduse suure allamuundamise kordsuse kahe muundi vahel. Piirdume siin näites siiski kahekordse muundusega.

Vastuvõtjat, kus esimene sagedusmuundur muudab signaalisageduse vahesageduseks $f_{vs.1}$ ülalpool signaalisagedust. nimetatakse ***infradüüniks***.

Edasi muundatakse $f_{vs.1}$ üle teise segusti vahesageduseks $f_{vs.2}$. Vajalik signaalisagedus eraldatakse teisele vahesagedusele häälestatud filtriga, teine peegelsagedus aga esimesele vaheagedusele häälestatud filtriga. Kuna esimene vahesagedus on kõrge, siis varemmärgitud põhjustel võib tekkida vajadus kolmanda segusti järele, millele muide kaasneb ka kolmas peegelkanal. Selle peegelkanali vastu tegutseb siis teise segusti väljundfilter. Kuna segustite väljundfiltrid on häälestatud püsisagedusele, siis lahtisaamine vastavalt nii teisest kui ka kolmandast peegelkanalist ei ole raske. Pealegi, kuna esimene vaheagedus on kõrgem signaalidiapasooni ülemisest sagedusest, pole raske lahti saada vahesagedusel tekkivast kõrvalkanalist. Lisaks asetseb ka peegelkanal (esimene) väljaspool vastuvõetavat sagedusdiapasooni, kuna $f_{het.1} = f_{sign} + f_{vs.1}$ asetseb ta vahemikus $f_{sign.min} + 2f_{vs}$ kuni $f_{sign.max} + 2f_{vs}$. See võimaldab kasutada esimeseks filtriks (vastuvõtja sisendfiltriks) madalpääsfiltrit. Lihtsustub ka esimese segusti väljundfiltri konstruktsioon.

Infradüüni üheks oluliseks eeliseks on veel heterodüüni sagedusmuutuse kordsuse vähenemine (kui on tegemist diapasoonvastuvõtjaga). Nii saame sageduse muundamisel allapoole, kui $f_{het..1} = f_{signa} + f_{vs}$, heterodüünisageduse katteteguriks:

$$K_{het} = \frac{f_{sign.max} + f_{vs.1}}{f_{sign.min} + f_{vs.1}}$$, mis ümberkirjutatult avaldub $$K_{het} = \frac{K_{sign} + \chi_{alla}}{1 + \chi_{alla}}$$.

Nii saime, et ***hetrodüüni kattetegur*** avaldub kahe teise teguri kaudu:

- ***signaali kattetegur*** $K_{sign} = f_{signa.max} / f_{signa.min}$
- ***sageduse allaviimise tegur sagedusmuunduris*** $\chi_{alla} = f_{vs.1} / f_{sign.min}$.

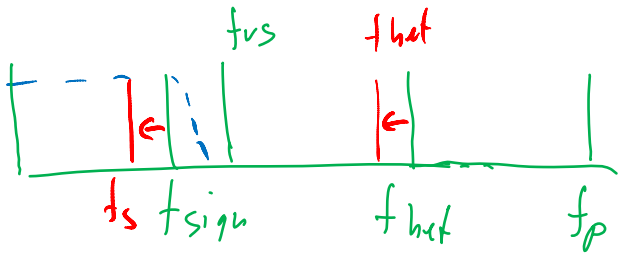
Sageduse allaviimise tegur χ_{alla} on tavalisel sagedusmuundusel alla ühe, mistõttu heterodüünisageduse ja signaalisageduse muutmiskordsused palju ei erine. Infradüünil aga avaldub heterodüünisageduse muutmiskordsus

$$K_{het} = \frac{\chi_{üles} + 1}{\chi_{üles} + 1/K_{sign}}$$, kus sageduse ülesmuundamine $\chi_{üles} = f_{vs.1} / f_{sign.max}$.

Võib näha, et sageduse ülesmuundamise kasvades heterodüüni kattetegur vähenab ning läheneb ühele.

Illustreerime seda ühe näitega. Oletagem, et on vajalik vastuvõtja sagedusdiapasoonis 0,3 MHz kuni 30 MHz, seega signaali sageduse muutuskordsus $K_{sign} = 100$:

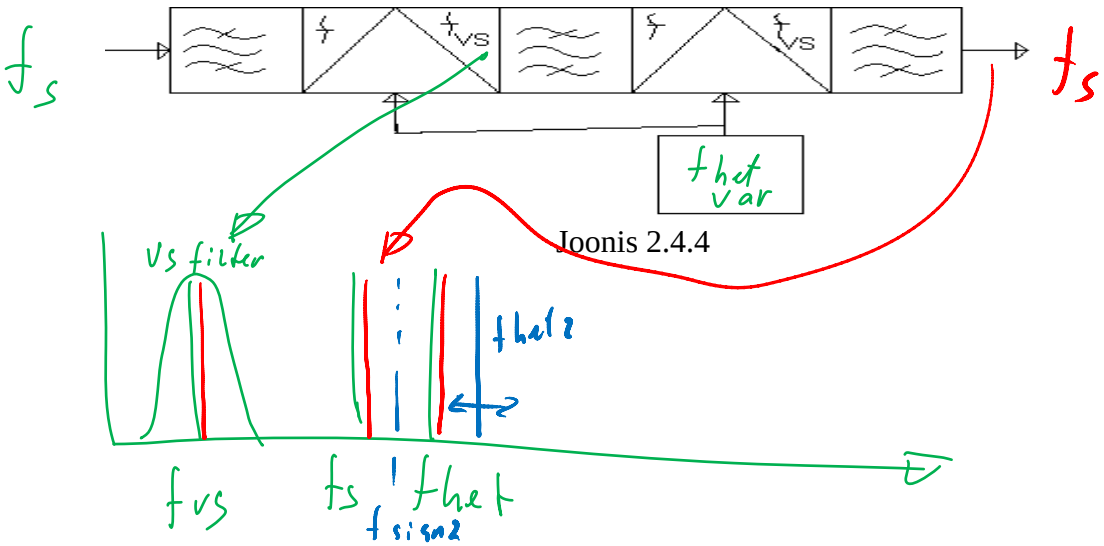
- ***Tavalahenduses*** läheks vaja sellise sagedusdiapasooni katmiseks vähemalt 4 alamdiapasooni – lülitades võnkeringe ümber nii signaali kui ka heterodüüni ahelates.
- ***Valides infradüüni*** ning esimeseks vahesageduseks 60 MHz, saab ülalamärgitud sageduse muutuse kordsuse kätte järgnevalt:
  - Heterodüüniahelas, kuna $\chi_{üles} = 2$, siis sellele vastavalt heterodüüni sageduse muutuse kordsus $K_{het} \approx 1{,}5$.
  - Signaaliahelas saab piirduda ühe madalpääsfiltriga.



B. **Kahekordne sagedusmuundamine ühe heterodüüniga.**

Huvitav on muunduri variant (joon. 2.4.4), kus sisendsignaali sagedus võrdub väljundsignaali sagedusega. Esimene sagedusmuundur muundab sageduse alla, teine samavõrra üles. Nii saadakse filtreerimine sagedusdiapasoonis fikseeritud

sagedusega filtriga. Nii saadakse kõrge selektiivsus laias sagedusribas, kaotatakse väljundsignaali faasi sõltuvus heterodüünisignaali faasimuutustest.



Joonis 2.4.4

2.4.3 Võimenduse ja sagedusliku filtreerimise jagamine VMT struktuurskeemis

A. Traktisisene **võimenduse** jagamine**.** Varemalt oli välja toodud VMT võimenduse avaldis. Reaalses võimendis peaks olema võrreldes arvutusliku võimendusteguriga 5…10 kordne varu. Sellega tagatakse vajalik võimendus erinevate välismõjude mõjutuste korral. Võimenduse ülejääk kompenseeritakse automaatse võimenduse regulaatoriga.

Kõrgsagedusvõimendi (KSV) võimendustegur valitakse kahe vastasuunaliselt mõjuva faktori järgi:

- **Segusti mürade** (mis on reeglina suuremad kui tavalise võimendi mürad) mõju vähendamiseks kogu VMT mürategurile – selleks tuleks KSV võimendustegurit suurendada.
- **Häiresignaalide taseme** vähendamiseks (vähendada häresignaalide nivood enne segustit vähendamaks intermodulatsioonist tingitud häirete teket segusti väljundis) – selleks tuleks KSV võimendust vähendada.

Tavaliselt on siin optimaalne lahend 20 dB võimendusteguri juures. Vajaka jäänud võimenduse peab tagama vahesagedustrakt.

Vahesagedusvõimendis (VSV) võimenduse jagunemisel on kaks tendentsi:

- **Juhul, kui selektiivsed ahelad on jaotunud trakti ulatuses ühtlaselt**, on ribaväliste signaalide nivoo suurem trakti algosas. Siis on VSV –s otstarbekas jagada võimenduse (ja ka selektiivsuse) jaotus selliselt, et ribaväliste signaalide signaalide amplituud ei kasvaks järgnevates astmetes. See viib tavaliselt võimendusteguri vähendamisele esimestes astmetes.
- **Kui on tegemist koondatud selektiivsusega lahendusega** (mitmendat järku LC filter, kvarts- või keraamiline filter), on otstarbekas paigutada see segustile

võimalikult lähedale (tavaliselt kohe peale segustit). Sellisel juhul jagatakse võimendustegur järgnevate astmete vahel tavaliselt ühtlaselt.

B. **Filtreerimise** jagunemine vajaliku selektiivsuse formeerimiseks**.**

On selge, et:

- **Põhiline sageduslik selektiivsus tagatakse tavaliselt vastuvõtja vahesagedusel**[23] – kuna seal on lihtsam formeerida vajalikku sageduskarakteristiku kuju.
- On oluline – eriti ühekordsel sageduse muundamisel suhteliselt madalaks vahesageduseks **tagada piisav selektiivsus enne mikserit** – tekkiva peegelkanali ja otseläbivuskanali sageduslikuks mahasurumiseks.
- Sageduse **transponeerimisel (esimeses segustis) üles** võib sellele eelnev kõrgsagedustrakt olla suhteliselt laiaribaline.

Vahesagedustrakti sisesel selektiivsuse jagunemisel – täienduseks eelmises alapunktis öeldule - eelistatud on **põhilise sageduskarakteristiku formeerimine kohe pärast segustit**. Kasutades seal kõrge selektiivsusega resonaatoreid, võivad järgnevad vahesagedusastmed olla realiseeritud laiaribalistena, aperioodilistena (mitteselektiivsetena).

2.5. Aktiivelementide, mikroskeemide valik.

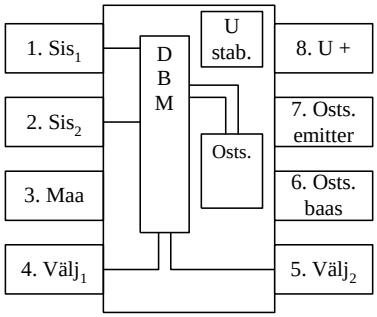
Vastuvõtja realiseerimiseks on mitmeid võimalusi:

- Vastuvõtja omahinna, mõõdete ning kaalu huvides oleks õige realiseerida kogu VMT trakt tervikuna ühel mikroskeemil. Ainult et sellisel juhul peab projekteerija rahulduma nende näitajatega, millised on tagatavad selle mikroskeemiga ning leppima sellele skeemile kohanduva vastuvõtja struktuuriga. Enamuses on need suured mikroskeemid kohandatud masstoodangule, millised ei oma just mitte alati kõige paremaid kvaliteedinäitajaid.
- Kompromisslahendusena saab välja pakkuda spetsialiseeritud mikroskeeme, millede kasutusvõimalused võivad olla avaramad ning vastuvõtja gabariidid, maksumus oluliselt ei suurene. Integreerituse aste vähenedes on võimalik tagada eriti rangeid vastuvõtu kvaliteedi nõudeid, kuid see toimub siis vastuvõtja hinna, gabariitide arvel. Vastuvõtja hinna sisse läheb ka projekteerimise maksumuse järsk tõus.

Näitena võiks siin tuua mikroskeemi NE-602, millede sisemine struktuur (joon. 2.5.1.) võimaldab seda kasutada nii:

- võimendina,
- kahekordse balansssegustina,
- tüüritava sagedusega või kvartsgeneraatorina,
- otsemuundusvastuvõtja sisendskeemina.

[23] Kui on mitmekordne sagedusmuundus, siis madalaimal vahesagedusel



Joonis 2.5.1.

Mikroskeemi NE-602. sisemine struktuur. Sisendid kujutavad endast diferentsiaalastet, väljund on samuti diferentsiaalne. Segusti režiimis antakse heterodüünisignaal oma sisendisse (viik 6). Töösageduspiir 500 MHz, TOI = -15 dBm,

- Madal müratase tagamiseks tuleks sisendvõimendi realiseerida kas eraldi madalamüralistel transistoridel või korpuseta transistoridel hübriidskeemina.
- Üle 5 GHz sageduspiiri otsustatakse valik tavaliselt väljatransistoride[24] kasuks, kuna väljatransistoride müratase on seal madalam bipolaarsete transitoride müratasemest.
- kõrgendatud sisendastme lineaarsusnõude tagamiseks võib ka osutuda otstarbekaks väljatransistori kasutamine.

2.6. Sageduslik filtreerimine.

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

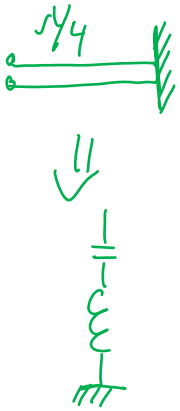
A. Kõrgsagedusvõimendite filtritele esitatakse järgmised nõuded:

- sageduslik filtreerimine, antenni ja võimendi sisendi takistuste sobituseks ning müratеguri minimeerimiseks
- vajalik takistuste transformeerimine võimendi sisendis – lähtudes jällegi kas siis maksimaalsest signaali võimendusest või siis maksimaalsest S/N suhtest,
- võimendite vaheline takistuste sobitus,
- sageduslik ümberhäälestus jaamade valikuks.

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

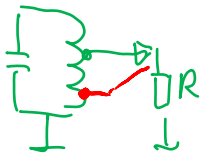
Nii kasutatakse vastuvõtjate sisendites:

[24] Kuni 1 GHz, ka suureamtel võimsustel kasutatakse väljatransistoridest tavaliselt MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), üle GHZ diapasoonides on levinum MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor), mis on valmistatud GaAs baasil.

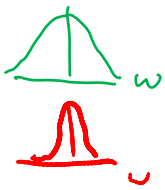


- sagedusteni kuni 100 MHz – ühe-kahevõnkeringilisi LC filtreid mikropoolidega,
- sagedustel 100 MHz kuni 1…2 GHz – LC filtreid trükitud spiraalsete poolidega,
- sagedustel 200…500 MHz ja kõrgemal – filtreid mikroribaliinidel.

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



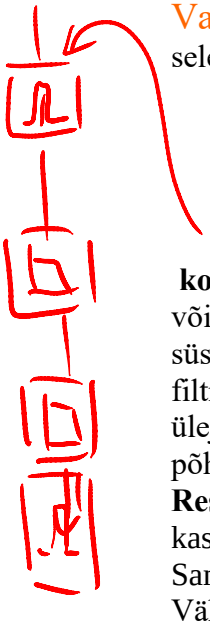
- Esimeses astmes, tagamaks **minimaalset mürategurit**, **ei saa kasutada võnkeringi nõrka sidestust** ei antenni ega ka võimendi sisendi vahel, mistõttu šunteeriva võimendi sisendtakistuse ning antennitakistuse tõttu kujuneb esimese võnkeringi hüve üsna madalaks – piires 5…10 (tuletagem meelde r-saatjate kursusest, et VR kõrge hüve annab hea selektiivsuse, kuid väikese kasuteguri);
- **Kõrgendatud selektiivsusnõuete** korral, kasutades nõrgemat sidestust, võidame selektiivsuses, kuid suurenevad signaali kaod võnkeringis, mistõttu väheneb ka signaal/müra suhe.



Seetõttu suurendamaks selektiivsust kadusid vähendamata tuleks valida teisi, kitsaribalisemate filtrite lahendusi. Nendeks sobivad näiteks:

- akustilistel pindlainetel töötavad filtrid, milliste piirsagedused ulatuvad mõne gigahertzini,
- kitsaribalised dielektrikutele või ferriitidele tuginevad õõsresonaatorid,
- ruumilised LC filtrid. Viimased oma suurte mõõtmete tõttu ei ole alati kasutatavad.

Kaod esimese astme sisendfiltrile järgnevates filtrites mõjutavad juba vastavate astmete piisava võimenduse korral tunduvalt vähem vastuvõtja kogu signaal/müra suhtele, mistõttu peegelkanalite mahasurumiseks on otstarbekas kasutada seal mitmekontuurilisi või koondatud selektiivsusega võnkeringe-filtreid, kui on tagatud nende poolt vajaliku sagedusala katmine. Filtrite sageduslikku häälestust saab teha elektroonselt kas sujuvalt (varikappide abil) või astmeliselt (väljatransitor või pin dioodid lülitid).



Vahesagedusvõimendite (VSV) filtrid peavad tagama vastuvõtjale vajaliku selektiivsuse. Siin on võimalik kasutada, nagu varem mainitud:

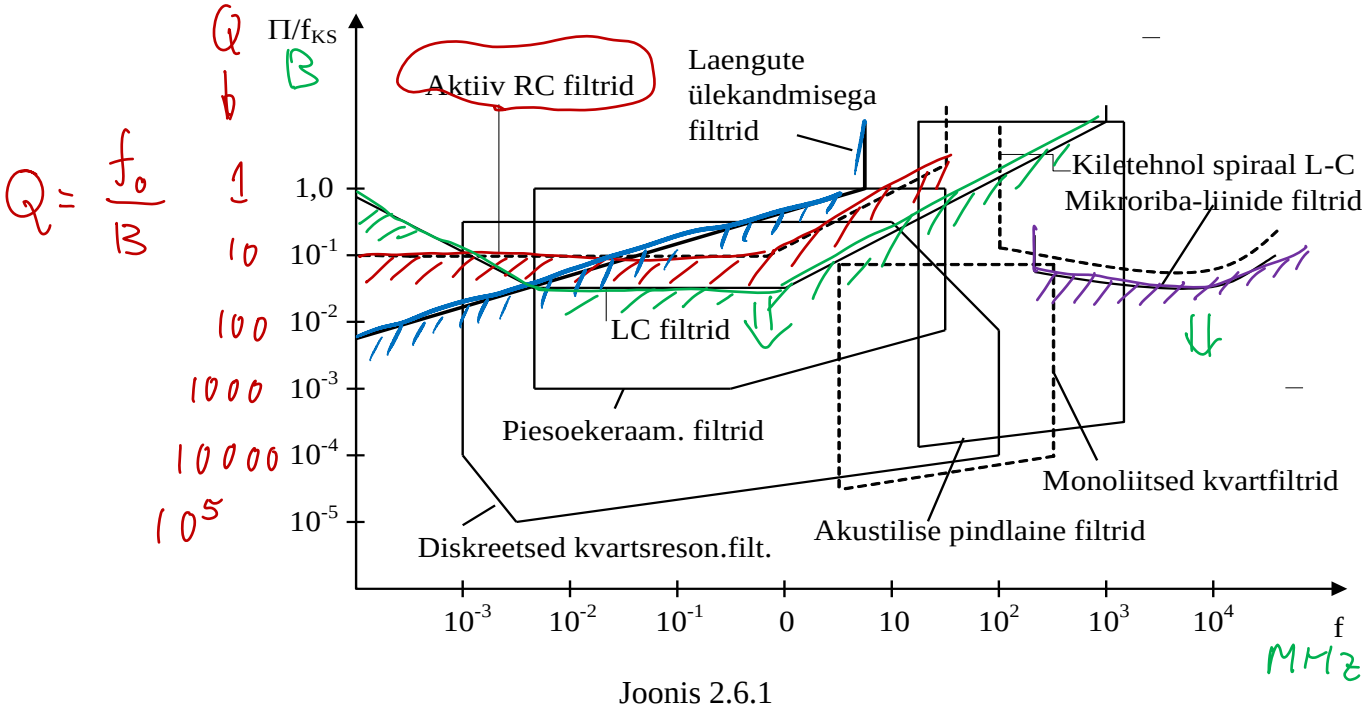
- **jaotatud selektiivsuse tagamise põhimõtet** (vajalik selektiivsus jagatakse üksikute astmete vahel enam-vähem võrdselt). Siis kasutatakse igas VSV astmes ühe-kahekontuurilisi LC filtreid või ühe-kahekontuurilisi piesokeraamilisi filtreid.

koondatud selektiivsuse põhimõtet (selektiivsus tagatakse ühe filtrite süsteemiga võimalikult segustile lähedal olevas astmes). Siis kasutatakse suhteliselt keerukat filtrite süsteemi – mitmekontuurilisi piesokeraamilisi filtreid, monoliitseid piesofiltreid, filtreid,millede tööpõhimõte tugineb akustilistel pindlainetel. Sellisel juhul võivad ülejäänud VSV astmed olla realiseeritud puht - resistiivsetena, laiaribalistena. Viimane põhimõte on eriti levinud viimase aja mikroskeemsetes vastuvõtjates.

Resistiivsel võimendil on ka omad puudused. Nii näiteks sageduspiiri tõstmiseks tuleb kasutada madalamaoomilisi koormusahelaid, mis tingivad suurema voolutarbimise. Samuti on laiaribalistel võimendusskeemidel suurem oht endaergutuse tekkeks. Vähemtähtis pole ka laiaribaliste võimendite suurem müratase. Seetõttu võib osutuda otstarbekaks kasutada kas ühes või mõnes järgnevas astmes elementaarset, suhteliselt laiaribalist LC filtrit, madalamatel sagedustel (näiteks 455 kHz) ka aktiivset RC filtrit.

2.6.1. Filtrite lahendusvariandid

Toome alljärgnevalt ülevaatliku diagrammi filtrite lahendusvõimalustest sõltuvalt töösagedusest ning suhtelisest ribalaiusest (joon.2.6.1)



Joonis 2.6.1

2.6.2. Tehnoloogilised, mikroskeemidega sobituvad LC filtrid

Nagu ülalpool märgitud, kasutatakse vahesagedustraktis põhiliselt koondatud selektiivsusega lahendusi. Jättes välja filtrite ebatehnoloogilised lahendused (keritud suuregabariidilised poolid, pikkade viikudega mahtuvused – vaatleme siin mikroskeemitehnikaga paremini sobituvaid - eeskätt induktiivsuste lahendusi:

- **Keritud miniatuursed induktiivsused** realiseeritakse:
  - magnetdielektikust - näiteks karbonüülrauast (stabiilsem, kõrgsageduslikum)
  - ferriidist (suurema magnetilise algläbitavusega) mantelkorpusega või siis toroidsüdamikul. Selliste poolide:
    - mõõtmed ulatuvad mõnedesse millimeetritesse,
    - sageduspiirid mõnesaja megahertzini, hüvetegurid paarisajani.
- **Kiletehnoloogias valmistatud induktiivsused** – mis kujutavad endast dieelektrilisel plaadil olevaid lamedaid spiraalikujulisi voolujuhtivaid ribasi:
  - Väikese induktiivsuse tõttu 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;
- hüve aga langeb umbes veerandi võrra.

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

2.6.3. Aktiivsed RC filtrid *

- **Aktiivfiltrite lahendusvariante** on väga palju, nende tüüplahenduste süntees toimub arvuti vastavate programmide abil. Enamik neist on realiseeritavad universaalse võimenduselemendi – operatsioonvõimendi baasil.
- **Integraatoreid ja diferentsiaatoreid kasutatakse** aktiivsetes RC filtrites, sobitatud filtrites, detektorites. Neid saab kasutada ka laiaribalistes püsi-faasinihkeahelates $\pi/2$ nihke saavutamiseks. Amplituudi sagedussõltuvuse saab siin välistada amplituudipiirajaga.
- Teist ja kõrgemat järku ahelate süntees muutub tunduvalt variantiderohkemaks ja keerukamaks, olles leidnud käsitlust paljudes kirjandusallikates.
  - Seetõttu märgime siin vaid nende põhjendatud kasutust vahesagedusastmetes alates orienteeruvalt sagedustest 50 MHz –st allapoole.
  - Samas aga tuleb märkida nende filtrite olulisteks puudusteks (lisaks madalale sageduse ülemisele piirile)
    - keerukust häälestamisel (seega ebatehnoloogilisus)
    - suhteliselt suur tundlikkus teatud parameetrite muutuste suhtes.

2.6.4. Piesoefektile tuginevad filtrid

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

- piesokeraamika[25] 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.

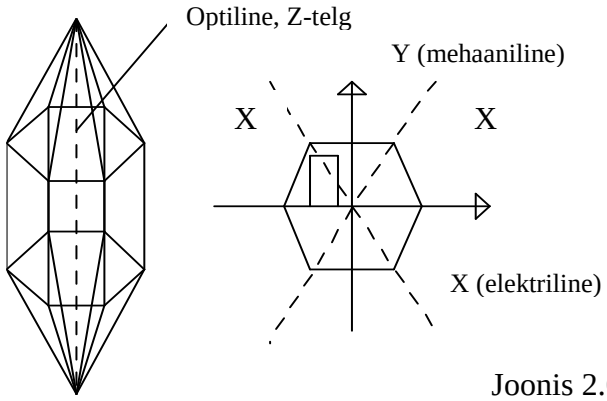
2.6.5. Kvartsresonaatorid[26]

- **Kvartresonaatori konstruktsioon**. Vaatleme resonaatoreid kvartskristalli näitel. Looduses või kunstlikult kasvatatuna on kvartskristall otstest kuustahkse püramiidi-keskelt -prismakujuline (joon. 2.6.3).

---

[25] Erinevalt kavrtsresonaatorist kui monokristallist väljalõigatud plaadile tuginevast resonaatorist on piesokeraamilised materialid polükristallilised

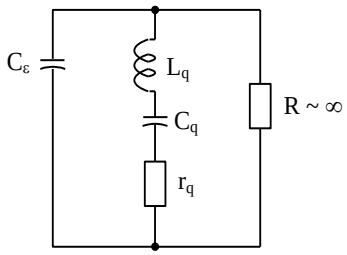
[26] Seoses raadiosaatjate ja vastuvõtjate kursuse jagunemisele kaheks korratakse siin osaliselt materjali raadiosatjate kursusest



Joonis 2.6.3

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. 2.6.4)

Joonis 2.6.4



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_ε -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_ε vahel.

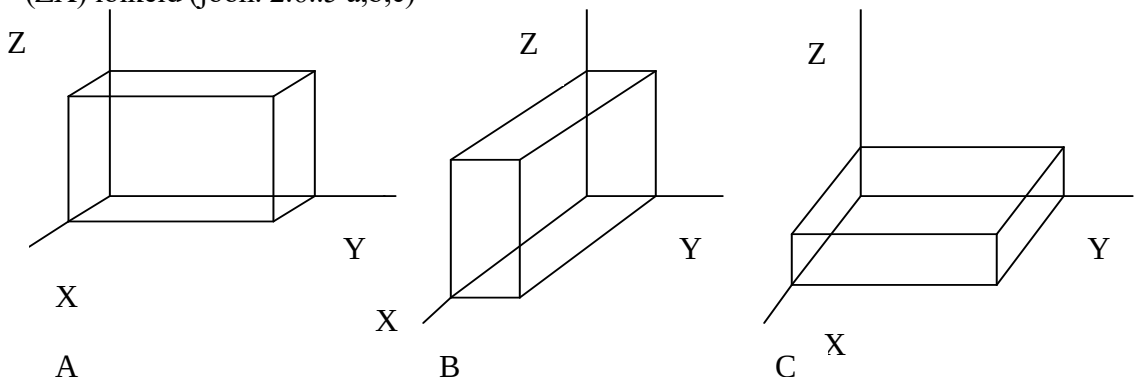
- **Võnkumised eri deformatsioonidel, kvartsi lõiked**

Teada on neli deformatsiooni liiki. Võnkumisd võivad tekkida nende kõigi deformatsiooniliikide järgi. Need liigid annavad erinevatel sagedustel erinavaid tulemusi, kvartsresonaatori konstruktsioon tagab vajaliku deformatsiooni liigi, mille järgi võnkumised tekkivad. Järgnev tabel annab ülevaate eri võnkumiste liikidest eri sagedusdiapasoonides.

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

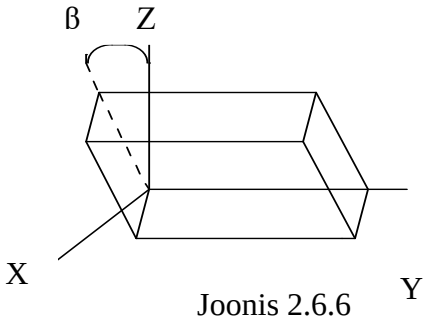
Sagedus MHz	10...20	10...20	20...60	50...125
Deform. liik	nihe	nihe,	3h nihe,	3h nihe,
Võimsus mW	2.5...5	2...4	1..2	1..2

Kvartskristallist võib kvartsplaati välja lõigata mitmeti. Eristatakse X (XY), Y (YX) ja Z (ZX) lõikeid (joon. 2.6..5 a,b,c)



Joonis 2.6.5

Need on otselõiked. Tavaliselt kasutatakse rohkem kaldlõikeid (joon.2.6.6).
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. 2.65.6)



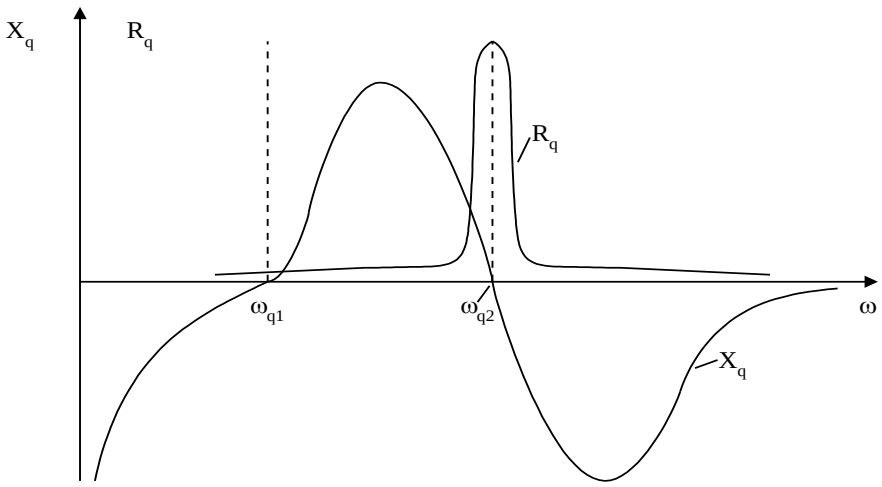
Tähistatakse
YXZ } lõige

Joonis 2.6.6

- **Kvartsresonaatori parameetrid**
  - Kvartsresonaatori kogutakistus 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 2.6.7



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

Joonis 2.6.7

- Järjestikresonantsi temperatuurisõltuvus. 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

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

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. 2.6.8.

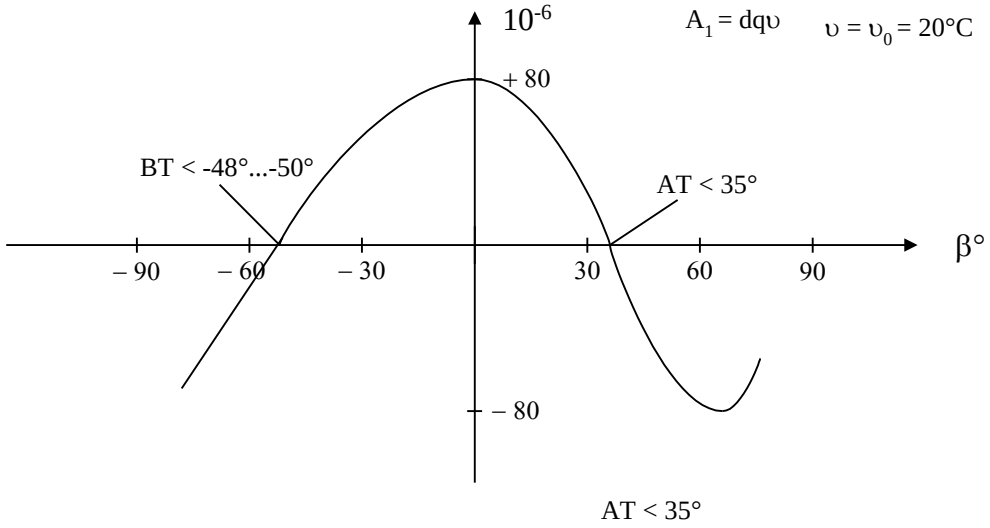
Sealt on näha, et on olemas nii positiivse kui ka negatiivse märgiga temperatuuritegurid - järelikult peab olema ka nulline temperatuuritegur. Sellisteks lõigeteks ongi lõiked AT ja BT.

Tuleb aga rõhutada, et nulline temperatuuritegur on vaid siis, kui keskkonna temperatuur võrdub lähtetemperatuuriga - +20°C. Kõrvalekaldumisel sellest tekivad kohe

temperatuuriteguri avaldises täiendavad liikmed, mis viivad nullist erinevale temperatuuritegurile.

- 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.



Joonis 2.6.8

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.

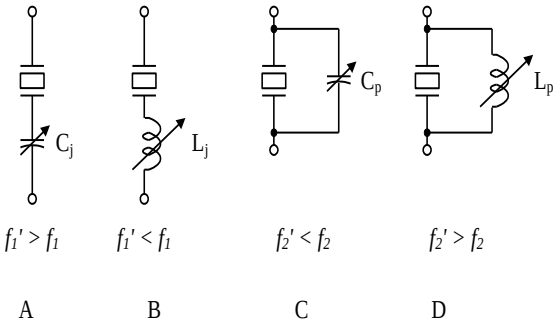
Huvipakkuvaks osutub ka tabel kvartsresonaatori parameetritega; toome siin jällegi resonaatorite näited AT ja BT lõigete varal:

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.

Viimasest tabelist kvartsresonaatoreile iseloomulikke parameetrite väärtusi:

- väga väikest dünaamilist mahtuvust
- ja suurt dünaamilist induktiivsust.
- Siit tuleneb kaks iseärasust:
  - ***kõrge lainetakistus***
  - ***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. 2.4.7 abil.



Joon. 2.4.7.

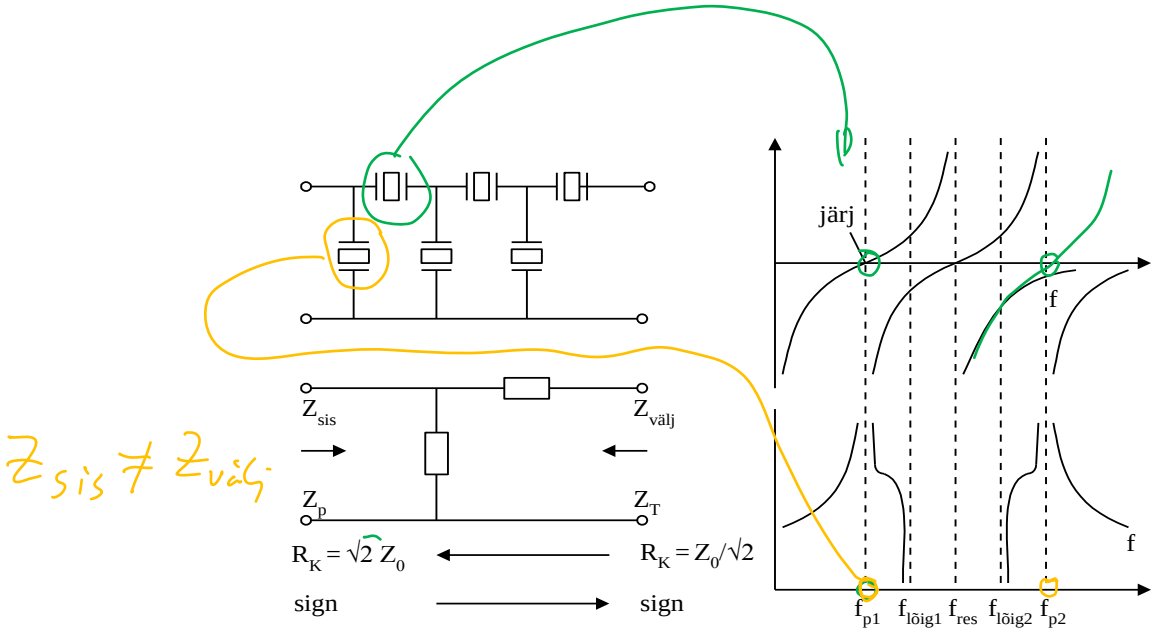
Tõepoolest, soovides kvartsostsillaatori võnkesagedust mõnevõrra muuta, tuleks kasutada resonaatoriväliseid reaktiivsusi, saades kas resonaatori järjestikresonantsageduse f_1 muutuse f_1'-ks (joonisel a,b) või paralleelresonantsageduse f_2 muutuse f_2'-ks (c,d).

2.6.6. Piesoresonaatoritele tuginevad filtrid

Seoses mikroskeemide kasutusega vastuvõtjates on otstarbekas kasutada ka nendega kergelt sobitatavaid, mõõdetelt väikeseid filtreid. Selleks otstarbeks valmistatakse kompaktseid ***piesoresonaatorite süsteeme*** miniatuursetes korpustes. Vastav piesoelement valmistatakse ***enamuses kvartskristalli baasil***. Resonaatorite süsteemid (filtrid) on tavaliselt koostatud kas ahelskeemidena või sildskeemidena:

Ahelskeemidena

Ahelskeemid on toodud joonisel 2.6.9:



Joonis 2.6.9

Ahelskeemidena on levinud Γ kujulistest lülidest filtrid. Sellise lüli pääsuriba määratakse (vt karakteristikuid joonisel) 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 erinevat 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.

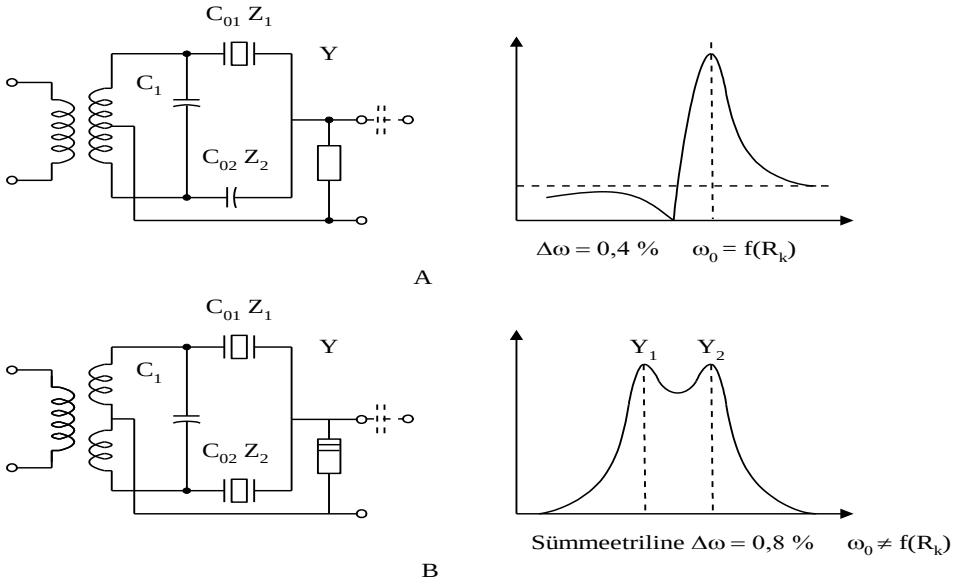
Seetõttu filtri sobitusel koormusega valitakse see võrdseks $R_{koorm} = \sqrt{2} Z_0$, kui filtri väljundtakistus määratakse takistusega Z_P (joonisel b oleks siis signaali liikumine filtri lülide suhtes

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.

- Mitmelülilised kvartsfiltrid aga kujunevad keerulisteks, kuna suure C_ε / C_q suhte tõttu (võrrelduna piesokeraamiliste filtritega) on vajaminevate resonaatorite arv suur.

Sildskeemidena

Sildskeemides lülitatakse piesoresonaatorid tasakaalustatud silla õlgadesse. Joonisel 2.6.10 toodud diferentsiaalses sildskeemis kasutatakse kahte reaktiivset kaksklemmi:



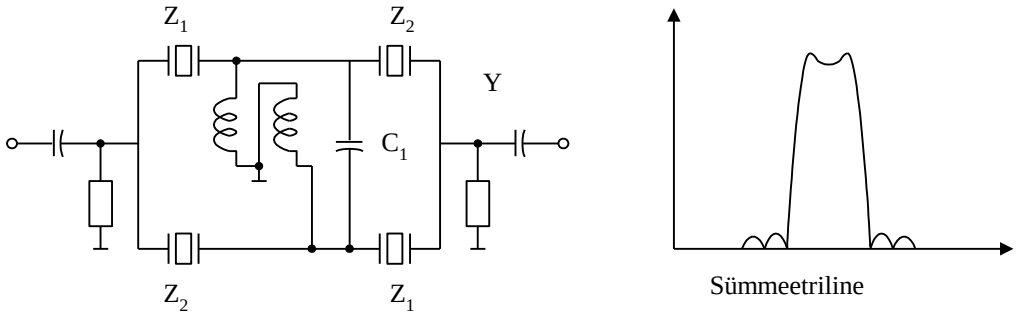
Joonis 2.6.10

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. Signaali läbilasketingimused on:

- **üheresonaatorilises** diferentsiaal-sildskeemiga filtris 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. 2.5.10 B)

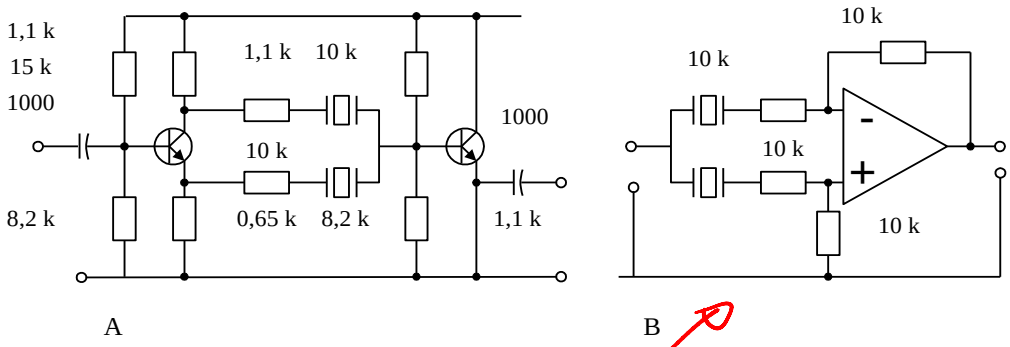
Sumbuvuskarakteristikuid saab muuta, kasutades filtrite jadaühendusi. Seejuures teatavasti filtrite sumbuvuskarakteristukud korrutuvad üksteisega. Nii saab ka siin realiseerida filtreid erinevate omadustega – Butterworthy, Besseli jm filtritüüpide järgi. Samas aga selliseid keerukaid paljulülilisi filtreid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

- **Nelja resonaatoriga** filtri näide ja vastav karakteristik on toodud joonisel 2.6.11



Joonis 2.6.11

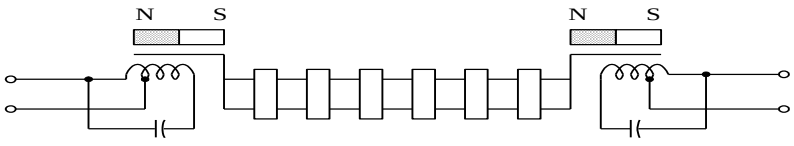
Filtri mõõtmeid saab vähendada, kui kasutada faasi pööramiseks transistori trafo asemel. (joon 2.6.12 a) Vastavaid filtreid kutsutakse siis aktiivseteks või ka hübriidfiltriteks.



Joonis 2.5.12

Kui aga kasutatakse **piesokeraamilisi filtreid mikroskeemide vahendusel**, saadakse integraalsed piesoelektrilised filtrid (näiteks ülaltoodud joonisel b). Piesokeraamiliste filtrite põhiliseks puuduseks on nende väikene stabiilsus.

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 2.6.13).



Joonis 2.6.13

Alltoodud tabelis on antud mõnede filtritüüpide põhinäitajate piirkonnad. Seejuures tuleb ka täheldada:

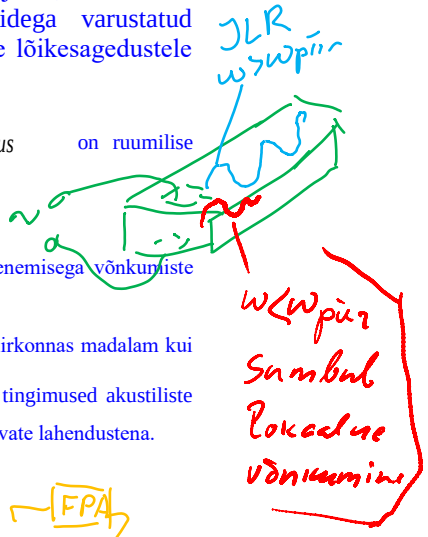
- et kvartsfiltrite **temperatuuritegurid** on suurusjärgus $10^{-6}/C^0$,
- elektromehaanilistel ja piesokeraamilistel filtritel aga üks-kaks suurusjärku madalamad.

Filtri tüüp	Sagedus 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	90	10
Diskreetne piesoelektriline	$2*10^{-4}$…30	0,2…10	60	1
Aktiivne piesoelektriline	$4*10^{-3}$…30	0,001…3	90	1

Filtrite lihtne mõõdete vähendamine ei lahenda alati selektiivsete elementide kokkusobitatavust mikroskeemsete lahendustega. Seetõttu on levima hakanud **uus lähenemine piesoelektriliste filtrite väljatöötlusel**. Sellega:

- kasutatakse akustiliste võnkumiste lokaliseerimist – nn "energia kaasahaaramise" efekti.
- tagatakse **tööpiirkonna (võnkumiste piirkonna) akustiline lahtisidestus** piesomateriali teistest piirkondadest. See võimaldab valmistada integraalseid, kõrgete elektriliste omadustega piesofiltreid (vt ka tabelis ülal 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 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.

Integraalsed piesoelektrilised filtrid jagunevad:

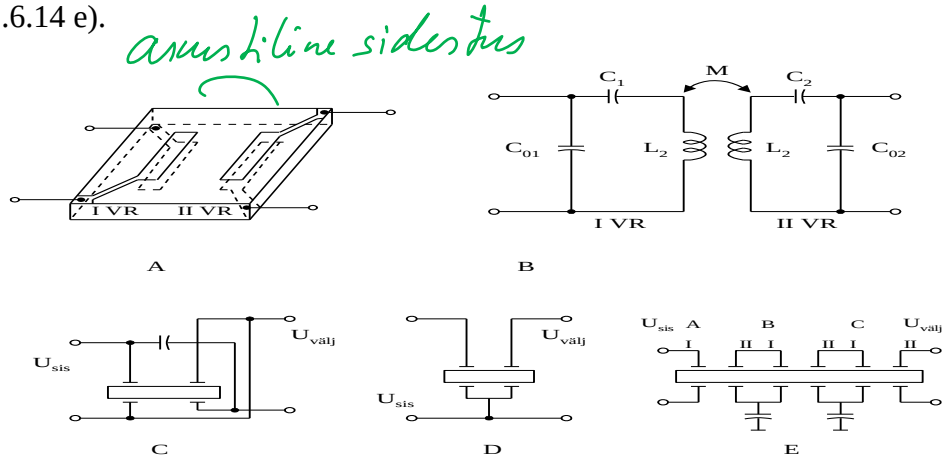
- akustilistel ruumilainetel filtriteks
- akustilistel pindlainetel filtriteks

A. Filtrid akustilistel ruumilainetel - jagunevad omakorda:

- Ühekihilised, akustiliselt lahtisidestatud integraalsed piesofiltrid, kus võnkepiirkonnad asetuvad küll ühel piesoelektrikust plaadil, kuid olles üksteisest akustiliselt lahtisidestatud. Filtri realiseerimiseks on vaja **täiendavaid, elektroodidega ühendatavaid faasipööramisahelaid** kas realiseerimiseks sildskeemina või lülide jadana. Seetõttu on need skeemid tinglikult integraalsed.
- Monoliitsed piesofiltrid, mis tuginevad üksteisega **akustiliselt sidestatud võnkepiirkondadele** (joonis 2.6.14 a).

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. 2.6.14 e).



Joonis 2.6.14

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

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

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 **gigahertzilistel sagedustel**.

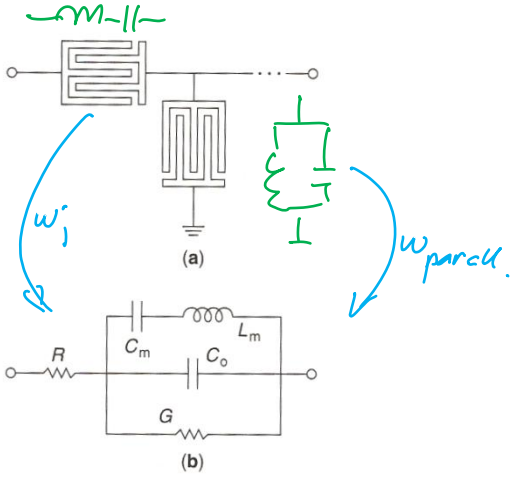
B. Filtrid akustilistel pindlainetel

Kasutatakse ka piesoeletrilise efektiga materialide juures **akustilisi pindlaineid**, luues nn APL[27] filtreid.

---

[27] Surface acoustic wave SAW. Osutub, et elektriliste signaalide filtreerimiseks on otstarbekas kasutada piesoelektrilisi materiale – muundades elektrilise signaali akustiliseks, siis filtreerida ja jälle tagasi elektriliseks muuta. Seda nii ruumiliste lainete kui ka pindlainete kasutamise korral. SAW filtreid realiseeritakse sagedusvahemikus 10MHz...3 GHz.

Madalamatel sagedustel (alla 2 GHz) kasutamist leidnud APL filtrid on kompaktsed, odavad ja küllaltki kitsast pääsuriba omavad seadised. Neid kasutatakse nii mobiiltelefonides, raadiojaamades. Kasutatakse selliseid piesoelektrilisi materiale nagu liitium niobaat, liitium tantalaat, millised on monokristallilised ja looduslikult mitteisotroopsed materialid. Seal kasutatakse muunduritena ka elektroode, tagades niimoodi kõrge hüveteguri ehk siis filtri enda väikesed kaod.



Põhiline efekt saadakse sellest, et akustilised lained levivad ca 10^5 korda aeglasemalt kui elektromagnetilised lained – seega APL seadised (nagu ka ruumilistel lainetel) on palju väiksemad kui vastavad elektromagnetilised komponendid tingituna väiksemast lainepikkusest ($\lambda = v/f$).

Kõrval on toodud näide (a), kus järjestik APL filtris formeeritakse (kasutatakse) järjestikvõnkering, paralleelses aga formeeritakse paralleelvõnkering. Nii saadakse tulemina ribafilter kõrge hüvega. Vastavate resonaatorite aseskeem on toodud pildil b.

Nii saadakse näiteks filter 935Mhz kesksagedusega ja ribalaiusega 16 MHz. Filtri kaod on suurusjärgus 2 dB. Filtri sageduskarakteristiku täisnurksust iseloomustab see, et signaali mahasurumine on 40 dB sagedustel $935 \pm 50\,MHz$.

Täpsemalt saab pindlainete filtri tööpõhimõtet selgitada alljärgnevalt:

Siin kasutatakse sisuliselt signaalide filtreerimiseks pindlainete omadust levida teatud kiirusel piki piesolektrilise materiali pinda – moodustades elektroodidevahelisi ahelaid signaali viitega.

Nii näiteks, kui moodustatakse elektroodidest võre, mille üksikelektroodid asetsevad teatud kaugustel üksteisest, põhjustades signaalile igakordse viite – saame filtri, kui on täidetud kindlad vahekorrad signaali sageduse ning viiteaegade vahel.

Selle eelduseks on, et:

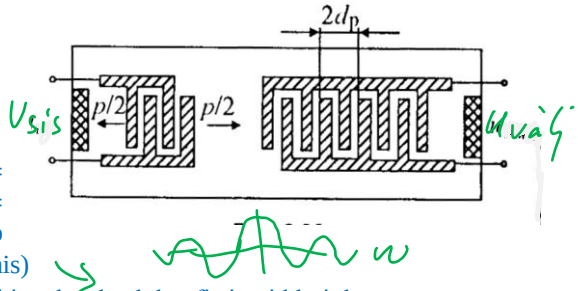
- täidetakse tingimus, kus muunduri elektroodide vahelised kaugused d ja läbiva signaali sagedus $f_{läbiv}$ on seotud järgmise võrrandiga $d = v/2f_{läbiv}$, kus v on pindlaine levimise kiirus (kvartsil on see $3{,}15 * 10^3$m/s)
- siis saame lainete **sünfaasse liitumise** ning see tekib sagedusel $f_{läbiv}$ resonants.
- Nii saadakse resonants üksikute andurite vahel kui ka siis paljuvõrelises andurite süsteemis.
- Kui andurite arv on N, siis saame väljundpingeks ligikaudse avaldise

$$U_{välj} = U_{sis} \sum_{n=0}^{N} a_n e^{-j\omega\tau_n},$$

- Nii saame fitri sageduskarakteristikuks avaldise:

$$K_{filter} = \frac{U_{välj}}{U_{sis}} = \sum_{n=0}^{N} a_n e^{-j\omega\tau_n};$$

sellist filtrit nimetatakse transversaalseks filtriks.



- Tavaliselt filtrid realiseeritakse võrdsete pikkustega ($\alpha_0 = \alpha_1 = \cdots \alpha_N$) ja võrdsete vahemaadega ($\tau_1 = \tau_2 = \cdots = \tau_N$) täielikult kattuvate elektroodidega, mis annab sageduskarakteristiku kujul $K_{filter} = sin\omega\tau_N/\omega\tau_N$. (vt joonis)
- Kui aga eletroodidevaheline pikkuse järgi ülekattuvusega tekitatakse kaalukoefitsientid kujul

$$\alpha_n = \left(\frac{sin\, n\pi\Pi 2 f_{läbiv}}{n\pi\Pi 2 f_{läbiv}}\right),$$

Saadakse siis sellel koondatud parameetritega filtril praktiliselt täisnurkse sageduskarakteristiku kuju.

2.6.7. Seadised akustilistel pindlainetel

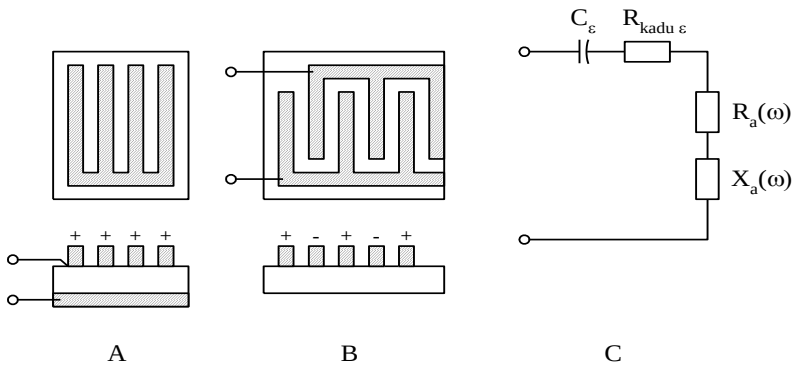
Akustilistele pindlainetele (APL) tuginevate seadistega on võimalik konstrueerida:

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

Kuna ***APL energia*** on koodatud 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. 2.6.15, A,B)



Joonis 2.6.15

Ühefaasilisel muuduril (joonisel a) on ühele piesoaluse küljele kantud ribaeletroodidena ühe polaarsusega, vastasküljg 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.

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.

Ribafiltrite realiseerimiseks kasutatakse APL seadiseid ka kui viitliine. 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.

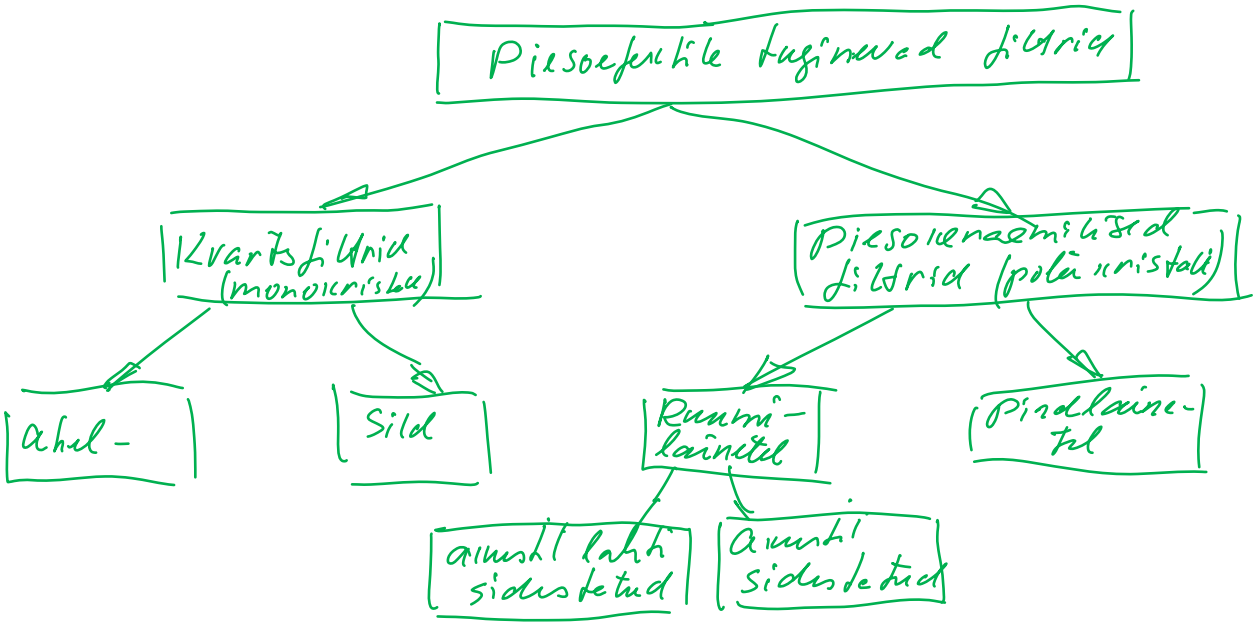
APL –l töötavate filtrite orienteeruvad parameetrid on toodud alljärgnevas tabelis:

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.

Kõik filtrid – nagu ka teisedki passiivelemendid – on lineaarsed teatud signaalide nivooni. Suuremate signaalide korral iseloomustavad ka neid – nagu aktiivelemente – 1 dB kompressioonipunkt, kolmandat järku murdepunt (TOI) jt sarnased, mittelaineaarsusest tingitud parameetrid.



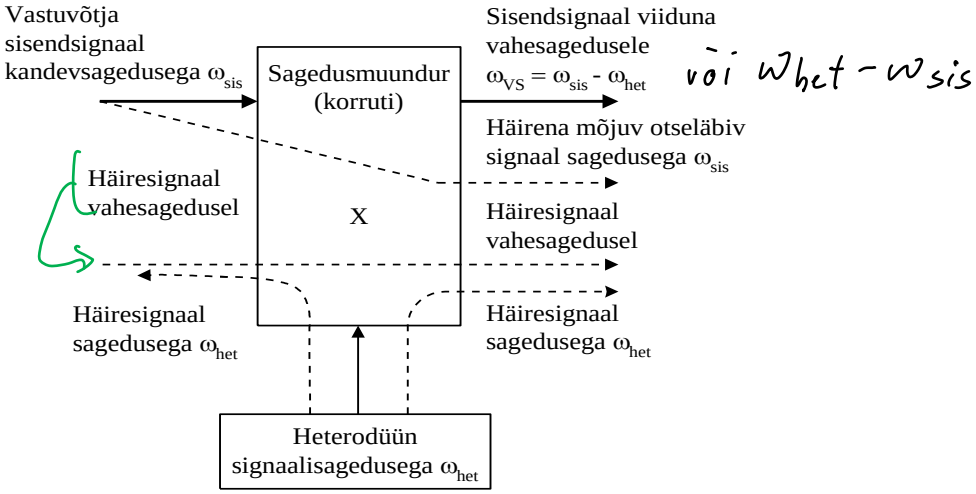
2.7. Sagedusmuunduri (segusti, mikser, konverter) eskiis-projekteerimine

2.7.1. Sagedusmuundur

Sagedusmuundur (segusti, mikser) kujutab siis endast seadet, kus realiseeritakse kahe signaali - sisendsignaali ja heterodüünisignaali korrutustehe. Olenevalt, kui puhta korrutusega on tegemist, kaasneb segusti kasulikule tulemile (signaalile tavaliselt vahesagedusel) veel mitmed ebasoovitavad tulemid. Lisaks kõrvalkanalite tekkeohule (vt näit. joon. 2.2.10) esineb sagedusmuunduri väljundis ka otse läbi tulev signaal oma esialgsel sagedusel, otse läbi tulev signaal vahesagedusel, kui selline signaal sisendis on ning heterodüüni signaal (joon. 2.7.1); viimane levib nii mikseri sisendi kui ka väljundi poole.

Vastuvõtja kui terviku struktuuri lahendusel pannakse tavaliselt paika:

- sagedusmuundurite arv
- orienteeruvad vahesagedused (või siis vajadusel ka summasageduste olemasolu). Järgnevas peatükis on toodud lähemalt vahesageduste valikukriteeriumid, käesolevas punktis aga vaatleme lähemalt sagedusmuundurit ennast.



Joonis 2.7.1.

Sagedusmuunduri realiseerimiseks kasutatakse

- **ülikõrgetel sagedustel** dioodskeeme, dioodide komplekte ühes korpuses,
- **madalamatel, alates 300…500 MHZ allapoole,** analoogkorrutite mikroskeeme, dioodide komplekte, spetsialiseeritud mikroskeeme.
- **üksikaktiivelemendi** valikul tuleks eelistada:
  - väljatransistori tänu tema suuremale dünaamilisele diapasoonile ning tugevdatud ruutliikmele (võrreldes eriti ohtliku kuupliikmega) ülekandekarakteristikus, mistõttu kombinatsioonsageduste tekkimise oht segusti väljundis on tunduvalt väiksem.

Madalamatel sagedustel osutub eriti efektiivseks **analoogkorruti**, kus kasutatakse peegelkanali mahasurumist faasipõhimõttel. Sellisel korral vähenevad tunduvalt

sisendvõimendile püstitatavad selektiivsusnõuded – ning nagu hiljuti veendusime, paraneb sellega signaali ülekanne vastuvõtja sisendis ning seetõttu ka kogu vastuvõtja signaal/müra suhe.
Kaaluda võib ka laiemaks otstarbeks konstrueeritud mikroskeemide (näit. p.2.3.3) toodud diferentsiaalsisendiga mikroskeem, mis võimaldab realiseerida kahekordse balansssegusti.

Segusti - sagedusmuundur püütakse realiseerida kas balansskeemina (kompenseeritud on segusti üks ebasoovitav signaali ülekanne või siis topelt-balanssskeemina (kompenseeritud on segusti 2 ebasoovitavat ülekannet).

2.7.2. Balanss-sagedusmuundur

Tegelikult taanduvad need skeemid lahendustele, vaadatuna edaspidi üldises plaanis p. 2.6.4, kus vastavate faasitingimuste täitmisel likvideeritakse ühed või teised ebasoovitavad signaalid mikseri väljundis/sisendis.

Balanssskeemid kasutavad üldpõhimõttest ühte võimalust - 180^0-list faasinihet ebasoovitavate signaalide kompenseerimiseks.[28]

Niisiis, **balanss-segustites** kasutatakse võimalust anda signaale segustuselemendile (-elementidele) nii faasis kui vastufaasis, saades seega lahti näiteks väljundsignaalis:

- ebasoovitavast heterodüünisagedusega komponendist
- või siis sisendsignaalisagedusega komponendist.

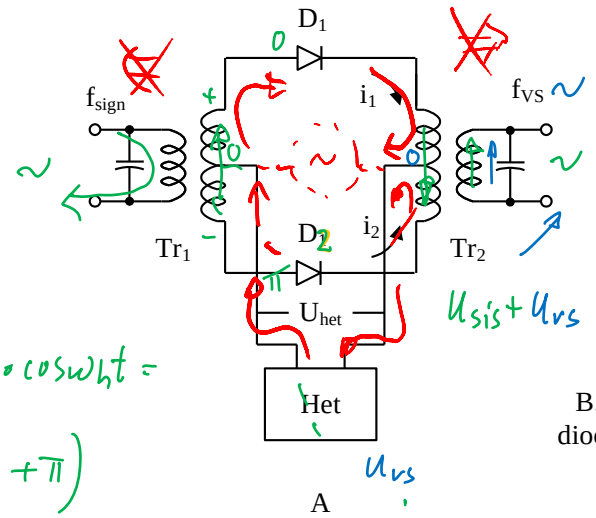
Kahekordsed balanssskeemid aga võimaldavad lahti saada mõlemist komponendist.

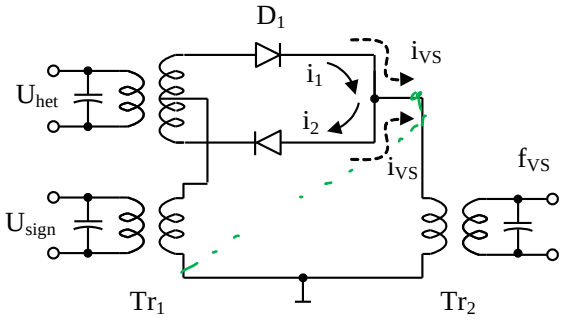
Balanssskeemi saab koostada nii dioodidel, kus tavaliselt kasutatakse 180^0 faasinihke saamiseks trafomähise keskväljavõtet või siis koostatakse balansskeem diferentsiaalsisendiga segustil (skeem diferentsiaalvõimendi baasil). Järgnevalt vaatleme lähemalt mõningaid balanssskeeme.

[28] Balansskeeme on vaadeldud ka raadisosaatjate kursuses, segustite ja amplituudmodulaatorite all.

A. Ühekordsed balansskeemid.

Vaatleme esialgu näidet dioodskeemil, kus kompenseeritakse segusti väljundis heterodüünisignaal. Tänu sellele väheneb ka heterodüünimüra mõju väljundsignaalile (joon. 2.7.2 a,b). **Skeemist a** nähtub, et:





B. Heterodüüni poolt tekitatud voolud i_1 ja i_2 sulguvad üle dioodide, kuid ei hargne diagonaalahelasse, kuhu on lülitatud sisend-ja väljundvõnkeringid.

Joonis 2.7.2

- **heterodüünipinge** antakse dioodidele D_1 ja D_2 faasis,
- **signaalipinge** aga üle trafo T_1 vastufaasis.

- Kuna **signaalipinged õlgades on vastufaasis** - tekkivad vahesagedussignaalide voolud on **samuti vastufaasis**. Trafo T_2 primaarmähises on aga need voolud vastassuunalised ning trafo väljundpinge on võrdeline nende vahega. Kuna vastasfaasis olevate voolude vahe võrdub nende aritmeetilise summaga, saame trafo väljundpingeks nende **signaalide summa**.

- **Heterodüünisignaal ning heterodüünimürad**, mis antakse dioodidele peale **faasis**, lahutub trafo T_2 primaarmähisel ning skeemi õlgade sümmeetria korral **kompenseeruvad väljundis täielikult**.

Praktiliselt ikkagi täpset sümmeetriat ei õnnestu saavutada, mis tähendab, et väljundis ikkagi heterodüünisignaal koos oma müradega ikkagi esineb, kuid tunduvalt madalamal tasemel kui põhimõtteliselt ebasümmeetrilistes segustite skeemides.

Kui **segustusaste on vastuvõtja esimeses astmes**, siis mittebalanss-muundurite korral heterodüünisignaal, kiirgudes segusti sisendisse, kiirgub sealt edasi häiresignaalina vastuvõtja antenni kaudu teistesse vastuvõtjatesse.

Balansssegustis kompenseerub heterodüünisignaal ka trafo T_1 sekundaarmähises, mistõttu jällegi skeemi sümmeetria korral puudub heterodüünisignaali tagasikanne vastuvõtja antenni.

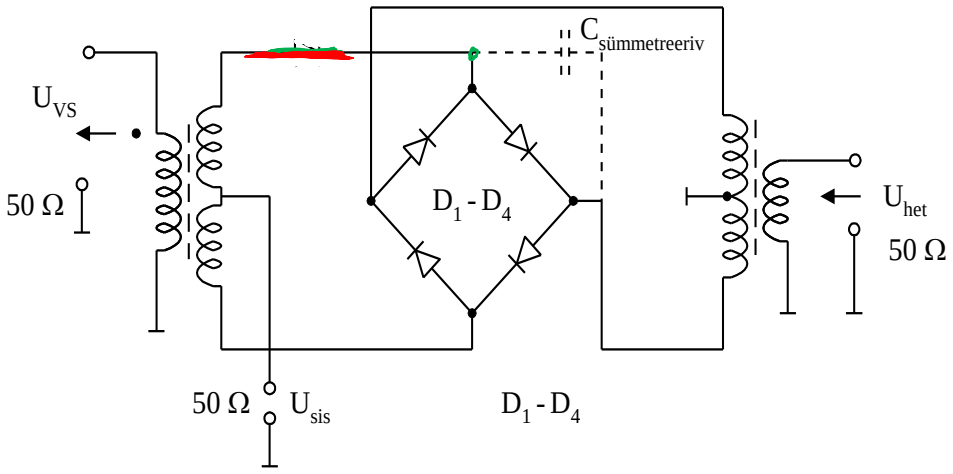
Analoogselt võib maha suruda signaali otseülekannet väljundisse, vahetades signaaliallika ja heterodüüni asukohad skeemis.

Skeem b kujutab endast **sild-balansssegustit**. Ka siin on heterodüünisignaal maha surutud.

B. Kahekordsed (topelt) balansskeemid (ringsegustid)

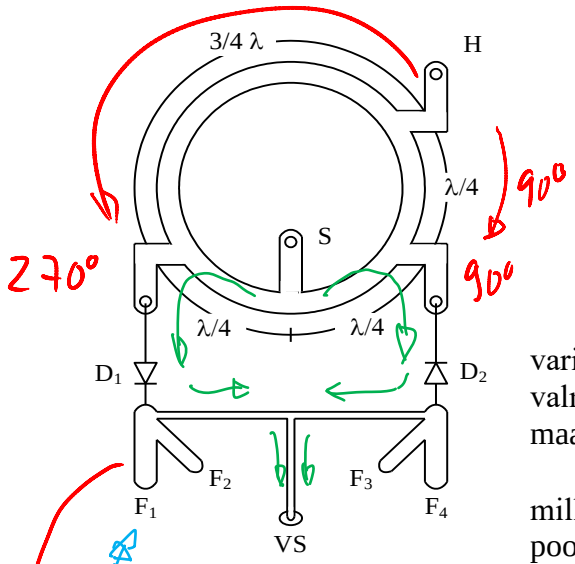
Joonisel 2.7.3 on toodud topeltbalansskeem, kus on **maha surutud otseülekanded nii sisendsignaali kui ka heterodüünisignaali suhtes.**

Lisaks ülalmärgitud põhimõttele 180 kraadiste faasinihete kasutamisele – kasutatakse siin täiendavat silda. Tänu selllele et tasakaalus (sümmeetrilise) silla diagonaalid on üksteisest lahtisidestatud – saavutatakse segusti väljundis veel ühe ebasoovitava signaali mahasurumine.



Joonis 2.7.3 (NB! üksik diood üleliigne)

Balansskeemide kasutus on eriti levinud ÜKS diapasoonis. Järgnev näide (joon. 2.7.4) kujutab endast balanssegustit mikroribaliinide ja rõngasahela baasil.



Joonis 2.7.4

Segusti oma tööpõhimõttelt sarnaneb variandiga joonisel 2.6.3. Trükkplaat-tehnikas valmistatud montaažiplaat on tagumisel küljel kaetud maandava metellikihiga.

- Heterodüünisignaal antakse rõngasahelale, mille kaare keskjoone pikkus ühe segusti dioodini on poolteist lainepikkust, teiseni – veerand lainepikkust. Seega antakse **heterodüünisignaal dioodidele vastufaasis**. Nii olemegi saanud analoogse olukorra heterodüüniahelaga joonisel 2.6.3 tooduga
- Sisendsignaal aga antakse koaksiaalkaabliga sisendisse S. Kuna mõlemad dioodid on punkti S suhtes sümmeetriliselt paigutatud, siis antakse **sisendsignaal dioodide peale** üle veerandlainepikkuste lõikude ***faasis***. Siin eeldatakse, et signaali ja heterodüünisagedused on üksteisele lähedased.
- Vahesagedussignaal võetakse koaksiaalpesalt VS. Ribad F_i on veerandlaine pikkused liinilõigud. **Sellise pikkusega lahtine liinilõik mõjub järjestikvõnkeringina**. Olles häälestatud sisendsignaali – ja heterodüünisignaali sageduste järgi, mõjuvad nad nendel sagedustel kui signaali lühistavad skeemid. Tänu neile surutakse sisend- ja heterodüünisignaal (viimane siis täiendavalt balanssskeemi enda mahasurumisele) muunduri väljundis maha.

Alljärgnevalt on toodud tabel iseloomustamaks tavaliste dioodbalansssegsutite ning kahekordsete dioodbalansssegustite (ringsegustite) tüüpandmeid

Nr	Parameeter	Balanss-segusti	Kahekordne balanss-segusti
1	Sumbuvus (ühe külgriba suhtes) dB	10-13	5-8
2	Sisendite vaheline lahtisidestus dB: f_{het}:f_{vs}	20	40
	f_{sis}:f_{het}	20	30
	f_{vs}:f_{sis}	6	25
3	Seisulaine tegur f_{het}	2,5	2,5
	f_{vs}	2,5	1,8
	f_{sis}	2,5	1,5
4	Dünaamiline diapasoon	1	2
5	Kõrgemate harmooniliste nivoo	1	0,5

2.7.3. Sagedusmuunduri mürad

Täpsustame siin sagedusmuundurile omast müra. Tavaliselt on sagedusmuundur trakti algosas või isegi sisendastmeks, mistõttu seda müra tuleb arvestada vastuvõtja mürade hindamisel.

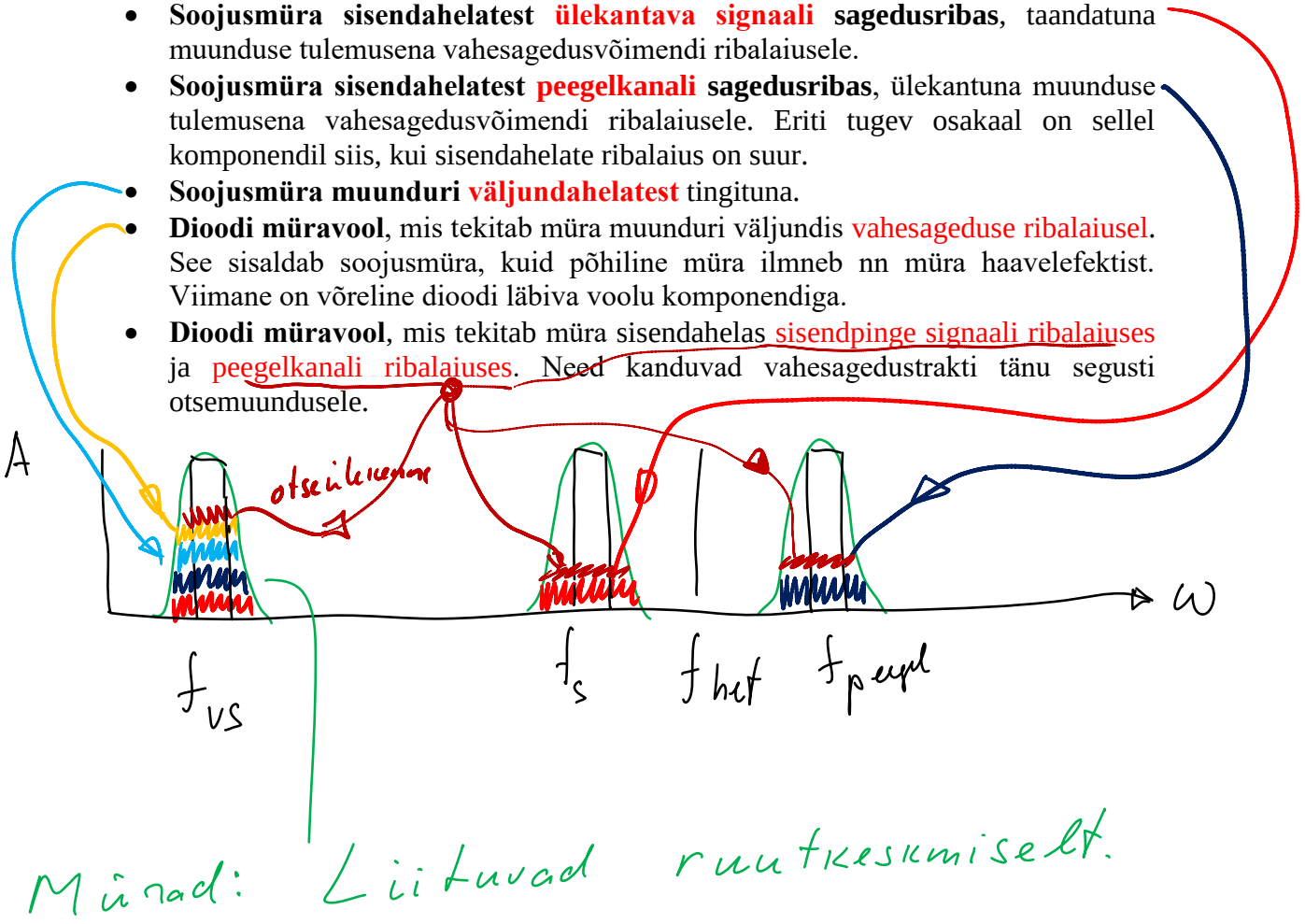
1. Nii nagu võimendis, nii ka sagedusmuunduris satub aktiivelemendi **laiaribalisesest mürast väljundisse vaid kitsamaribaline**, filtri pääsuribaga määratud osa sellest.
2. Sagedusmuunduril lisandub sinna veel:

- **müra sisendahelatest**
- eelvõimendi olemasolul ka selle **võimendi müra**,
- müra **tooduna sisse kõrvalkanalite kaudu** (kaasa arvatud peegelkanali müra).

A. Kui ***muunduriks on aktiivelement***, tuleb arvestada, et saadav ülekanne (muundusvõimendus) on tunduvalt väiksem kui tavalisel võimendil (orienteeruvalt ca 4 korda). Seega müra, taandatuna muundusastme sisendisse (jagatuna müra võimendusteguriga) on muundusastmel tunduvalt kõrgem.

B. Kui kasutatakse ***muundurelemendiks dioodi*****,** siis tuleb arvestada järgenvate mürakomponentidega:

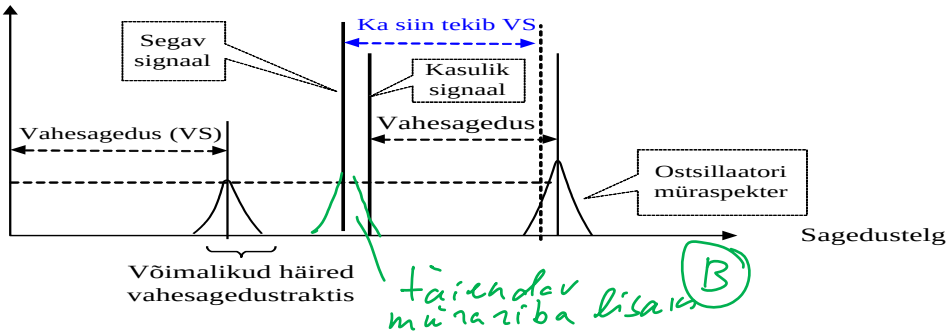
- **Soojusmüra sisendahelatest ülekantava signaali sagedusribas**, taandatuna muunduse tulemusena vahesagedusvõimendi ribalaiusele.
- **Soojusmüra sisendahelatest peegelkanali sagedusribas**, ülekantuna muunduse tulemusena vahesagedusvõimendi ribalaiusele. Eriti tugev osakaal on sellel komponendil siis, kui sisendahelate ribalaius on suur.
- **Soojusmüra muunduri väljundahelatest** tingituna.
- **Dioodi müravool**, mis tekitab müra muunduri väljundis vahesageduse ribalaiusel. See sisaldab soojusmüra, kuid põhiline müra ilmneb nn müra haavelefektist. Viimane on võreline dioodi läbiva voolu komponendiga.
- **Dioodi müravool**, mis tekitab müra sisendahelas sisendpinge signaali ribalaiuses ja peegelkanali ribalaiuses. Need kanduvad vahesagedustrakti tänu segusti otsemuundusele.



Lisaks ülalmärgituile kandub segusti väljundisse ka ***heterodüünimürad*** – mis väljenduvad

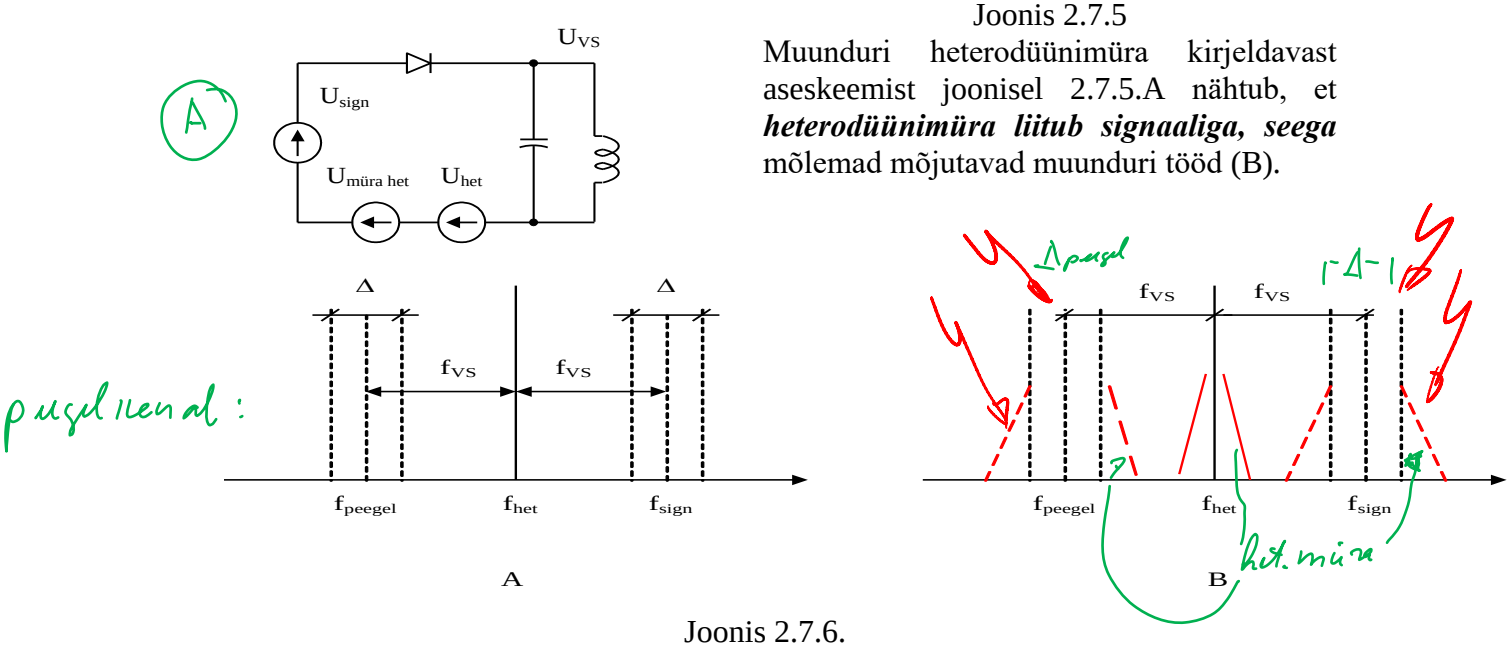
- põhiliselt heterodüünisignaali ***juhuslikes faasimuutustes***. Tavaliselt on nendest tekkivate spektrikomponentide osakaal väga väike, faasierinevustega alla tuhandike kraadi.
- Heterodüünipingel on ka väikene (protsendi murdosadesse küüniv) amplituudmoduleerimisele sarnane ***amplituudimuutus***. Nii tekivad lisaks heterodüünisignaali põhikomponentidele veel juhuslikud külgkomponendid. Viimaste nivoo on tavaliselt alla tuhandiku signaali põhinivoost.
- Heterodüüni müraspektri laius sõltub heterodüüni võnkeringi ribalaiusest – olles seega seda suurem, mida kõrgem on sagedus.

Toome allpool veelkord varemvaadeldud joonise 2.3.10: Kui varem vaatlesime seda pilti kui selgitust heterodüünimürast tekkivatele häirekanalitele, siis nüüd vaatleme seda eesmärgiga, et näidata tekkivaid täiendavaid mürakanaleid.



Joonis 2.7.5

Muunduri heterodüünimüra kirjeldavast aseskeemist joonisel 2.7.5.A nähtub, et ***heterodüünimüra liitub signaaliga, seega*** mõlemad mõjutavad muunduri tööd (B).



Joonis 2.7.6.

Nii selgub, et:

- sisendist tuleva müra spekter (vt 2.7.6 A) langeb kokku signaali pääsuribaga Δ kesksagedusega f_{sign}. Pärast muundust see riba kandub üle vahesagedusele. Pääsuribasse kandub ka osa , vahesagedusribalaiusega võrdne osa müraribast.
- Lisaks satub segustisse müra ka peegelkanali Δ_{peegel} kaudu.
- heterodüünimüra laiendab sisendastme ja sellega siis ka sissetuleva müra ribalaiust, millised siis lisanduvad, kandudes samuti üle vahesagedustrakti (joonisel B, tähistatud punasega). Samamoodi suureneb ka peegelkanalist tuleva müra ribalaius.
- Teatavasti ühtlase müra spektraaltiheduse korral (nn valge müra) müravõimsus kasvab võrdeliselt müra ribalaiusega.

Kõrgematel sagedustel – millimeeter- ning sentimeeterdiapasoonides võivad heterodüünimürad ***suurendada segusti mürategurit mitmeid kordi.*** Seda eriti siis, kui signaalisagedus ja heterodüünisagedus on üksteisele väga lähedal - st et on valitud madal vahesagedus).

Madalamatel sagedustel heterodüünimüra ribalaius kitseneb (kujuta seda joonise b abil) ning signaali ja peegelkanali sagedused jäävad eemale heterodüüni müraspektrist. See ilmneb ka siis, kui suurendame vahesagedust – signaalisagedus ja peegelkanali sagedus eemalduvad vahesageduse võrra heterodüünisagedusest.

2.7.4. Vahesageduse valik.

Siin kehtivad järgmised kaalutlused:

1. Peegelkanali mahasurumisnõudest (muundamisel vahesageduseks)

$$f_{vs} \geq 0{,}25 B_{rs} K_{p.rs}(A_{p.kanal}) \text{ , kus}$$

B_{rs} – ribalaius raadiosagedus- võimendil (kõrg-ehk sisendsignaali sagedusel);

$K_{p.rs}(A_{p.kanal})$ – raadiosagedusliku võimendi täisnurksuse tegur nivool $A_{p.kanal}$;

$A_{p.kanal}$ – nõutav peegelkanali sumbuvus.

See piirab vahesageduse valikut allapoole.

2. Vahesagedusega parasiit-sisendsignaali[29] sumbuvusnõudest:

$$\left|(f_{vs} / f_s) - 1\right| \geq 0{,}5 B_{rs} K_{p.rs}(A_{vs}) / f_s \text{ , kus}$$

A_{vs} – nõutav vahesageduse mahasurumine raadiosagedusvõimendis.

See näitab, et vahesagedus ja signaalisagedus ei saa üksteisele väga lähedal olla.

3. Vahesagedusfiltri realiseerimise võimalikkus eespool toodud sagedusriba ning täisnurksuse nõuetele vastavalt:

Kui on teada võimalik filtri ekvivalentne hüvetegur $Q_e = f / B_{VMT}$ täisnurksusteguriga $K_{pVMT} A_{k.kanal}$ ning valitud vahesagedus f_{vs}, siis peab olema tagatud võrratus

$$f_{vs} \leq Q_e B_{VMT} .$$

Iseloomustab selektiivsuse tagamist valitud vahesagedusel

Juhul kui ilmnevad vastuolud kolme viimati toodud võrratuste vahel, tuleb valida täiendav sagedusmuundus allapoole.

4. Nõudest maha suruda võimalikke tekkivaid kõrvalkanaleid ning samuti silmas pidades seda, et vahesagedus ei oleks kordne heterodüüni sagedusega vältimaks heterodüüni harmoonikute sattumist vahesagedustrakti.

5. Kõrvalkanalite vältimiseks oleks soovitav valida vahesagedus lähtudes võrratusest

$$f_{vs} \geq (4...5) f_{rs.max} \quad \text{või} \quad f_{vs} \leq (0{,}1...0{,}2) f_{rs.min} .$$

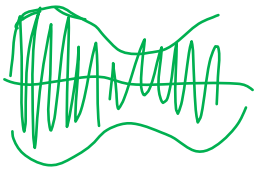
---

[29] Superheterodüünile on oht vahesagedusega võrdse sagedusega parasiit-sisendsignaali otseseks läbikostvuseks, kui muundurist eespool pole piisavat selektiivsust. Tihtipeale varustatakse vastuvõtja sisendis vahesagedusele häälestatud rezektorfiltriga.

Tekkivate külgsageduste ning heterodüünide kombinatsioonsageduste suure hulga tõttu on soovitav kasutada nende määramiseks kirjanduses toodud nomogramme või vastavaid arvutiprogramme (vt näiteks õppeotstarbeline CD Wireless R&D Symposium; Agilent Technologies; vt ka varasem näide p. 2.2.5).

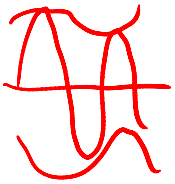
6. Vahesagedussignaali ja madalsagedussignaali vahekord. Kui kasutatakse lihtsamaid detektoreid, kus on vajalik detektorijärgne sageduslik filtreerimine, siis on paremaks filtreerimiseks soovitav, et vahesagedus

$$f_{vs} \geq (5...10)F_{\max} \text{ või } f_{vs} \geq (10...20)t_{sign}, \text{ kus}$$



$F_{\max}$ – moduleeriva signaali maksimaalne sagedus;

t_{sign} – raadioimpulsi pikkus.



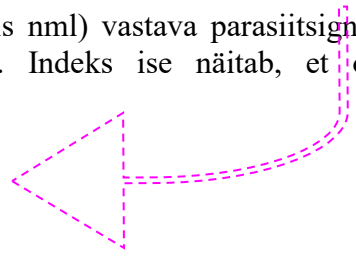
Kuigi segusti oma loomult on mittelineaarne (et tekiks korrutustehe), siiski peame silmas pidama et:

Segustite ülesanne on kanda sisendsignaali spekter lineaarselt üle vahesagedusele.

Segustit iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

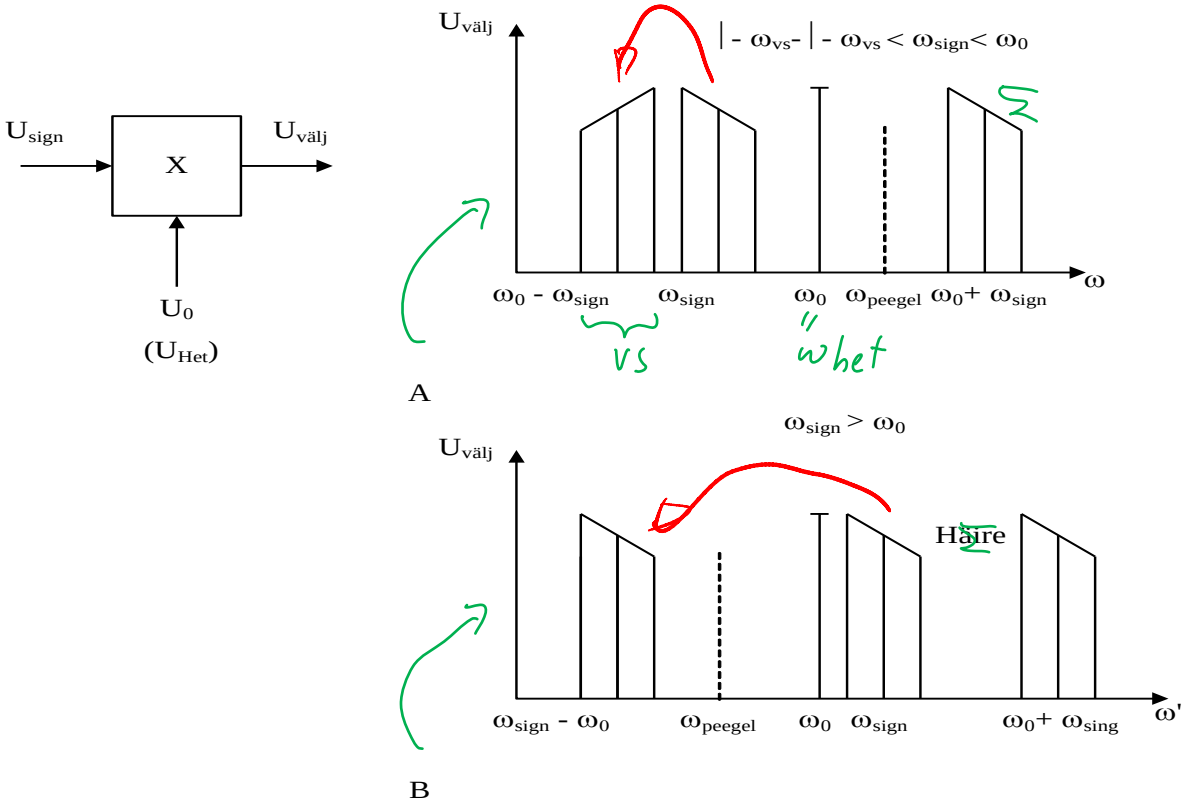
- Muundustõus (või siis muundustegur), muunduri vahesagedusliku väljundvoolu (pinge) suhtega sisendpinge amplituudi. Dioodmuundurite korral arvestatakse muunduskadudega.
- Sisend- ja väljundsagedused
- Sisend- ja väljundpinge ribalaiused
- Heterodüüni pinge
- Signaali maksimaalvõimsus
- ÜKS diapasoonis seisva laine tegur kõikide viikude suhtes
- Parameetrid, mis on analoogselt võimenditele (näiteks mittelineaarmoonutused)
- Sisend- ja heterodüünipingete sagedustega signaalide nivood väljundis
- Kombinatsioonsagedused väljundis, millised viivad kõrvalkanalite tekkeni. Üldjuhul iseloomustatakse seda intermodulatsioonitegurite $k_{n.m.l}$,milline võrdub indeksile (tingliku tähistusega siis nml) vastava parasiitsignaali suhtega kasulikku signaali muunduri väljundis. Indeks ise näitab, et on tegemist resultaadiga, mis tekib
  - signaali n-da harmoonilise,
  - häire m-nda harmoonilise,
  - heterodüüni l-nda harmoonilise

segunemise tulemusel.



Nii näiteks tegur $k_{0.1.1}$ iseloomustab häire suhtelist amplituudi , võetuna peegelkanalist; $k_{0.m.l}$ iseloomustavad häirete suhtelist amplituudi, võetuna vastu teiste kõrvalkanalite kaudu; $k_{1.0.1}=1$ vastab põhikanali kaudu vastu võetud signaali suhtelisele amplituudile. Kahesignaalsed intermodulatsiooni tegurid k_{111} ja k_{121} on analoogsed võimendite vastavate teguritega k_{11} ja k_{12}. Tegur k_{001} on heterodüüni suhteliste harmoonikute tegur.

Järgnevalt vaatleme lähemalt **ideaalse** – s.o puhast korrutustehet realiseeriva **segusti** väljundpinget. Saame (vt ka joonist 2.7.7 a,b):



Joonis 2.7.7

kus siis on tegemist signaalisagedusega komponendiga ning tugisignaaliga (heterodüünisignaaliga). Jälgigem siin ka signaalispektri transponeerimist vahesagedusele:
A – spekter on pööratud
B – spekter algses järjekorras

Üldjuhul saame ideaalse segusti korral selle väljundis:

- kaks väljundsignaali spektrikomponenti, millised asetsevad sümmeetriliselt tugisageduse suhtes.
  - Neist üks moodustab siis põhikanali (tavaliselt vahesagedus),
  - teine aga kombinatsioonhäirekanali sagedusega $\omega_{101.h}$, mis tuleb pärast muundust välja filtreerida.
  - Lisaks sellele moodustuvad kanalid kahele sisendsignaalile (kasuliku signaali kanal sisendsagedusel ω_{sign} ja peegelkanal sisendsagedusel ω_{peegel}. Need kanalid asetsevad samuti tugisageduse ω_0 suhtes sümmeetriliselt (vt joon 2.7.7.b).

Tugisignaaliks kujuneb tihti piiratud amplituudiga harmooniline signaal. Piirang tekib heterodüüniostsillaatoris, kus võnkumine genereeritakse. Kui see piirangumehhanism reageerib signaali hetkväärtustele:

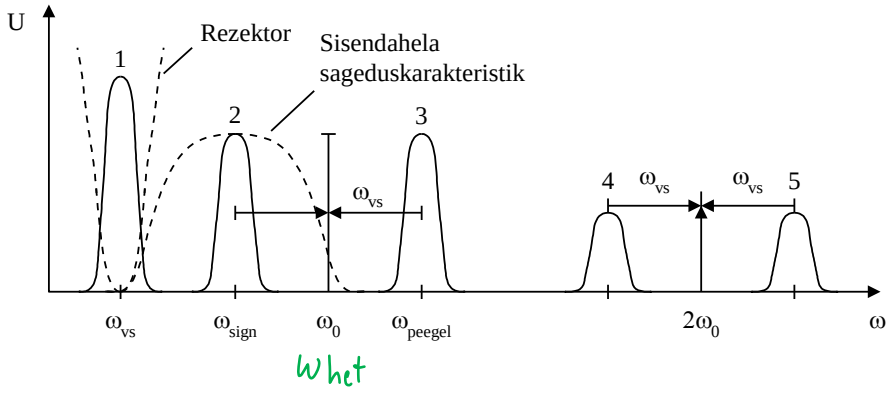
- siis signaal moonutub ja tekivad hterodüünisignaali kõrgemad harmoonilised.
- Seega ideaalse segusti väljundis tekkivad samuti täiendavad spektrikomponendid (häired sagedustega $\omega_{10i.h}$, i = 2,3,…), olles asetunud peegelpildina tugisignaali harmoonikute ümber.

Peegelkanali signaalide ja kombinatsioonhäirete vähendamiseks asetatakse segusti ette ja väljundisse riba- ning režektorfiltrid. Alati aga ei ole sellised lahendused piisavad. Nii näiteks

- **madala vahesageduse** korral ei pruugi kõrgsagedusvõimendis peegelkanali (see erineb põhikanali sagedusest kahekordse vahesageduse võrra) mahasurumine õnnestuda piisaval tasemel.
- vastupidi, kandes kasuliku signaali **kõrgemale vahesagedusele** $\omega_{vs} = \omega_{sign} + \omega_0$, kombinatsioonhäired $\omega_0 - \omega_{sign}$ osutub väljundsignaali spektrile niivõrd lähedal olevaks (seda lähemal, mida madalsageduslikumat signaali spektriosa vaadeldakse), et neid eristada filtreerimise teel on praktiliselt võimatu.

Toome ühe illustratsiooni sageduste kohta signaali muundamisel (joon.2.6.8)

- **Kõrvalkanal, mis tekib vahesagedusel**, on lihtsalt mahasurutav vahesagedusele häälestatud **režektorfiltriga** muunduri sisendis.
- **Fikseeritud sagedustel töötava vastuvõtja peegelkanal** on samuti **režektorfiltriga** mahasurutav; peegelkanal on probleemiks diapasoonvastuvõtjates.



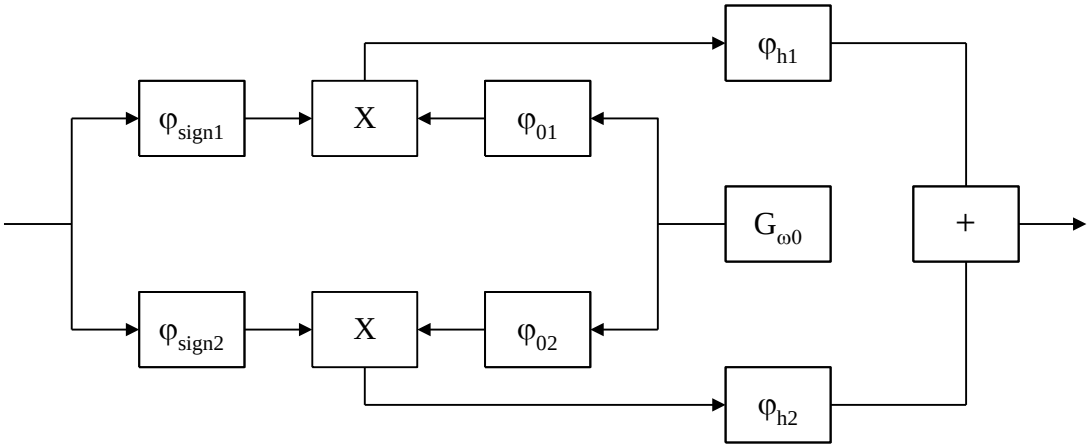
Joonis 2.7.8.

Valides aga vahesageduse mitte väga madala, saame joonisel 2.7.8. toodu järgi näha, kuidas mõjutab sisendfiltri pääsuriba ülekannet peegelkanalil. Kui põhisignaaliks on sagedus maksimumil 2, siis maksimumil 3 on peegelkanal (on tegelikult ka üks kõrvalkanalitest, kuid oma nime on saanud kui põhikanali peegelpilt) Kui aga põhikanaliks on maksimum 3, on maksimum 2 omakorda peegelkanaliks. Joonisel on näha ka heterodüüni teisest harmoonilisest tingitud kõrvalkanalid.

Igal juhul põhi – ja peegelkanalite sageduste erinevus on kahekordne vahesagedus.

2.7.5. Faasimeetod segusti ebasoovitavate spektrikomponentide mahasurumiseks

Järgnevalt vaatleme võimalust ebasoovitavate spektrikomponentide mahasurumiseks faasilisel teel. Näiteks vaatleme segusti sünteesi, mis tagab peegelkanali ja kombinatsioonsagedusega $\omega_{101.h}$ häire mahasurumise. See viib üldistatud skeemile joonisel 2.6.9.



Joonis 2.7.9

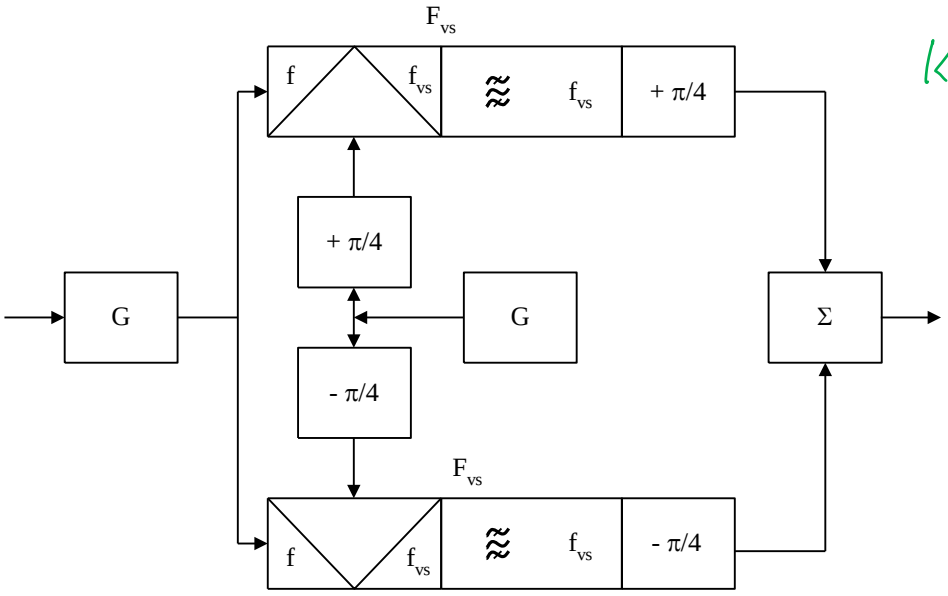
Valides toodud kahes kanalis vastavad faasivahekorrad, võib saavutada, et kasulik signaal (näiteks $\omega_0 - \omega_{sign}$) mõlemi segusti väljundis oleksid faasis, peegelkanali signaal ($\omega_{peegel} - \omega_0$) aga vastufaasis. Analoogselt surutakse maha ka kombinatsioonsagedus. Tänu kasulike signaalide liitumisele on sellise segusti muundustegur kahekordne. Järgnevas tabelis on toodud faaside vahekorrad.

p	ω_{vs}	$\omega_{sign} > \omega_0$			$\omega_{sign} < \omega_0$		
		φ	Σ_+	Σ_-	φ	Σ_+	Σ_-
1	$\lvert\omega_{sign} - \omega_0\rvert$	$(\varphi_{s1} - \varphi_{s2}) -$ $-(\varphi_{01} - \varphi_{02})$ $\varphi_{h1} - \varphi_{h2}$ $\varphi_{01} - \varphi_{02}$	$\mp\pi/2$ $\pm\pi/2$ $\mp\pi/2$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$ $\pm\pi/2$	$(\varphi_{s1} - \varphi_{s2}) -$ $-(\varphi_{01} - \varphi_{02})$ $\varphi_{h1} - \varphi_{h2}$ $\varphi_{s1} - \varphi_{s2}$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$	$\mp\pi/2$ $\pm\pi/2$ $\mp\pi/2$
2	$\omega_{sign} + \omega_0$	$(\varphi_{s1} - \varphi_{s2}) +$ $-(\varphi_{h1} - \varphi_{h2})$ $\varphi_{01} - \varphi_{02}$	$\mp\pi/2$ $\pm\pi/2$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$	$(\varphi_{h1} - \varphi_{h2}) -$ $-(\varphi_{01} - \varphi_{02})$ $\varphi_{s1} - \varphi_{s2}$	$\pm\pi/2$ $\mp\pi/2$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$
3	$\lvert\omega_{sign} - \omega_0\rvert$	$(\varphi_{s1} - \varphi_{s2}) +$ $-(\varphi_{h1} - \varphi_{h2})$ $\varphi_{01} - \varphi_{02}$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$	$\mp\pi/2$ $\pm\pi/2$	$(\varphi_{h1} - \varphi_{h2}) -$ $-(\varphi_{01} - \varphi_{02})$ $\varphi_{s1} - \varphi_{s2}$	$\mp\pi/2$ $\mp\pi/2$	$\pm\pi/2$ $\mp\pi/2$

Kõigepealt antakse p.1 kohaselt faasiahelate faasinihked φ_{sig}, φ_0 ja $\varphi_{häire}$, millised kindlustavad peegelkanali ja kombinatsioonhäire $\omega_{101.h}$ mahasurumise, kui muundusel saadakse **sageduste vahe**. Tähised Σ_+ ja Σ_- tähistavad kas liitmist või lahutamist joonisel toodud summaatoris. Kõik tabelis näidatud faasinihked tulevad võtta kas ainult ülemise või ainult alumise märgiga.

Sageduste summa korral muunduri väljundis pole probleemiks peegelkanali mahasurumine, seetõttu on tabelis p.2 juures toodud vaid kombinatsioonhäire kompensatsioonitingimused.

Tabelist nähtub, et joonisel toodud skeemis piisab vaid kahest 90^0-sest faasipöörajast, millised ÜKS tehnikas on realiseeritavad veerandlaine sildade abil, madalamatel kasutatakse kas nelja 45^0-st RC faasipöörajat või siis laiaribalisi faasiahelaid. Seega on tegemist kvadratuurkanalitega segistiga. Nii võime saada näiteks skeemi tooduna joonisel 2.7.10.



Kvadratuur kanalid

Joonis 2.7.10

Kui on vajadus kompenseerida vaid peegelkanal, piisab p.1 juures vaid kahe esimese tingimuse arvestamisest. Kui on aga vaja muundamisel vahesageduseks maha suruda vaid kombinatsioonsagedust, asendatakse p.1 tingimused p.3 tingimustega.

Ülalmärgitud teel saavutatav peegelkanali mahasurumine küünib 40…50dB –ni, GHz sageduspiirkonnas aga 20…30dB-ni. Kasutades aga digitaalset sagedusmuundamist (seal, kus sageduspiir seda lubab) – võib saavutada praktiliselt piiramatus ulatuses nii peegelkanali kui ka kombinatsioonsageduse mahasurumist.

2.8. Raadiosageduslikud võimendid

2.8.5. Võimendustegur

A. Lähtemomendid

Selleks, et saaks rääkida signaali võimendusest – tuleb kasutada nn aktiivseid elemente (vastandina passiivsetele). Selleks aga et aktiivelement võimendaks – on vaja seda pingestada – tagada õige alalisvoolu režiim. Sellest tuleb juttu edaspidi.

Kui rääkida võimendist – siis tuleb eristada – kas on tegemist võimendiga:

- suurte signaalide režiimis
- väikeste signaalide režiimis.

Nii näiteks raadiosaatjates enamasti on tegemist suurte signaalide režiimiga, mis tingib aktiivelemendi mittelineaarse töörežiimi. Seega seal on tegemist keerukama, kui väikeste signaalide režiimi olukorraga. Väikeste signaalide režiimis (raadiovastuvõtjad) teatavasti saab vaadelda võimenduselementi lihtsutatult, lineaarsena.

Kui rääkida võimendustegurist – siis kõigepealt tuleb täpsustada seda, kas tegemist on pinge-, voolu-, või võimsusvõimendusteguriga. Tavaliselt mõistetakse raadioseadeldistes võimendusteguri mõiste all võimsusvõimendustegurit[30]:

$$K_p = \frac{P_{välj}}{P_{sis}} = \frac{P_{out}}{P_{in}}.$$

Rahvusvahelises kirjanduses piirdutakse tavaliselt lühendatud tähistega P_o ja P_i, võimendust tähistatakse ka tähega G.

Kuna igal võimendusastmel on sisendis signaaliallikas (source) ja väljundis koormus (load) – siis tuleb ka nendega arvestada, saades läbiva signaali üldiseks võimendusteguriks avaldise

$$K_p = \frac{P_L}{P_S}.$$

2.4.3.A.1 Skeemide kirjeldus maatriksite abil

On teada, et võimenduselement on vaadeldav kui kaksport (neliklemm). Järelikult saab seda kirjeldada maatriksi abil, mille elementideks on siis kakspordi parameetrid.

Sõltuvalt režiimist siis:

[30] Kirjanduses on enamlevinud võimendusteguri tähised K ja G. Konspekti koostajal on tulnud kasutada erinevaid allikaid, skänneri pilte – mistõttu paraku on võimendust tähistatud nii tähisega K kui ka G. Loodetavasti lisatud tekst võimaldab aru saada, milliste tähistega on tegemist.

- Väikeste signaalide ehk lineaarses režiimis sõltuvad aktiivelemendi parameetrid ainult sagedusest (siia alla kuuluvad ka vastuvõtjate võimendite analüüs).
- Suurte signaalide ehk siis mittelineaarses – lisanduvad sagedussõltuvustele veel sõltuvused signaali amplituudist.

Kuna ahela mittelineaarne käsitlus on tunduvalt keerukam ja vähem läbinähtavam kui lineaarne käsitlus, siis kõigepealt **lähtume lineaarsest olukorrast**. Seda enam – et toodud algtõed (sisendi – väljundi sobitusel, võimendustegurite määramine, võimendi stabiilsuse hindamine) on sarnased ka ahelate mittelineaarsel käsitlusel – lisanduvad vaid mittelaineaarsusest tingitud iseärasused. Mittelineaarsed ahelad analüüsitakse ja konstrueeritakse tänapäeval vastavate arvutiprogrammidega ja mittelineaarsete mudelitega. Viimaste sügava spetsiifika tõttu käesolevas kursuses teoreetilises osa neisse ei süveneta – seda enam, et **vastuvõtjate võimendid töötavad enamasti väikeste signaalide režiimis – ja on vaadeldavad seega lineaarsetena.**

Skeemiteooriast on teada, et:

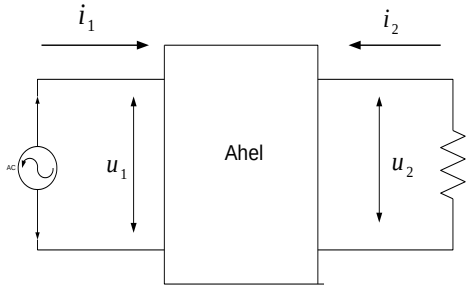
- n-pordiga ahel on kirjeldatav n võrrandiga;
- viimane omakorda on aga kirjeldatav/lahendatav n-järku maatriksi abil.
- Tavaliselt kirjeldatakse skeemi, seega ka maatriksit järgmiste suuruste abil:
  - takistustega (z parameetrid),
  - juhtivustega (y parameetrid)
  - hübriidsuurustega (h- parameetrid)
  - hajuparameetritega (S parameetrid).

Nii saame näiteks tuginedes Ohmi seadusele kirjeldada kaksporti takistuste kaudu järgmiselt:

$$\begin{aligned} u_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ u_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \qquad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

kus:

- $u_1, u_2, i_1,\ ja\ i_2$ on pinged ja voolud, näidatuna joonisel.
- takistused aga:



z_{11} - kakspordi sisendtakistus, mõõdetuna kui $i_2 = 0$;

z_{22} - kakspordi väljundtalistus, mõõdetuna kui $i_1 = 0$;

z_{21} - kakspordi ülekandetakistus, mõõdetuna kui $i_2 = 0$;

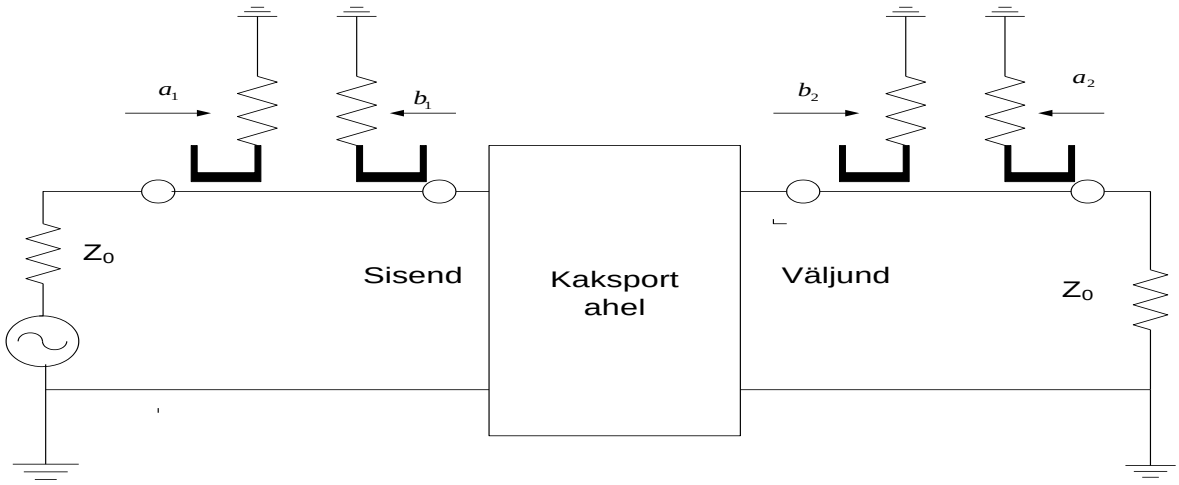
z_{12} - kakspordi ülekandetakistus, mõõdetuna kui $i_1 = 0$.

NB! Pöörakem tähelepanu indeksite järjekorrale. Esimene indeks näitab, millisele klemmile signaal on rakendatud, teine aga, millisel signaal tekib (millelt signaal on mõõdetud). See süsteem kehtib ka edasipidi, nii skeemi kirjeldavate z kui ka y, h, või S parameetrite korral.

Täpselt samuti saab ülaltoodud joonise abil kirjeldada ahelat juhtivuste kaudu.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Kõrgematel sagedustel kasutakse hajuparameetrite (S parameetritele, lainelevile tuginevat) süsteemi



Normaliseeritud[31] (normeeritud) pealeantavad (a_i) ja peegelduvad (b_i) **pinge** lained on eraldatud **suundhargmikuga**[32] kakspordi sisendis ja väljundis. Nii saame kirjutada maatrikskujul, et:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Nii nagu ka z ja y parameetrite korral, saame siin seosed, mis antud juhul küll väljendavad **pealeantud ja peegeldunud pinge laineid** kakspordi sisend- ja väljundklemmidel:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$
$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

Ka siin on meil 4 tundmatut ja kaks võrrandit, millised on võimalik lahendada järgmistel eeldustel:

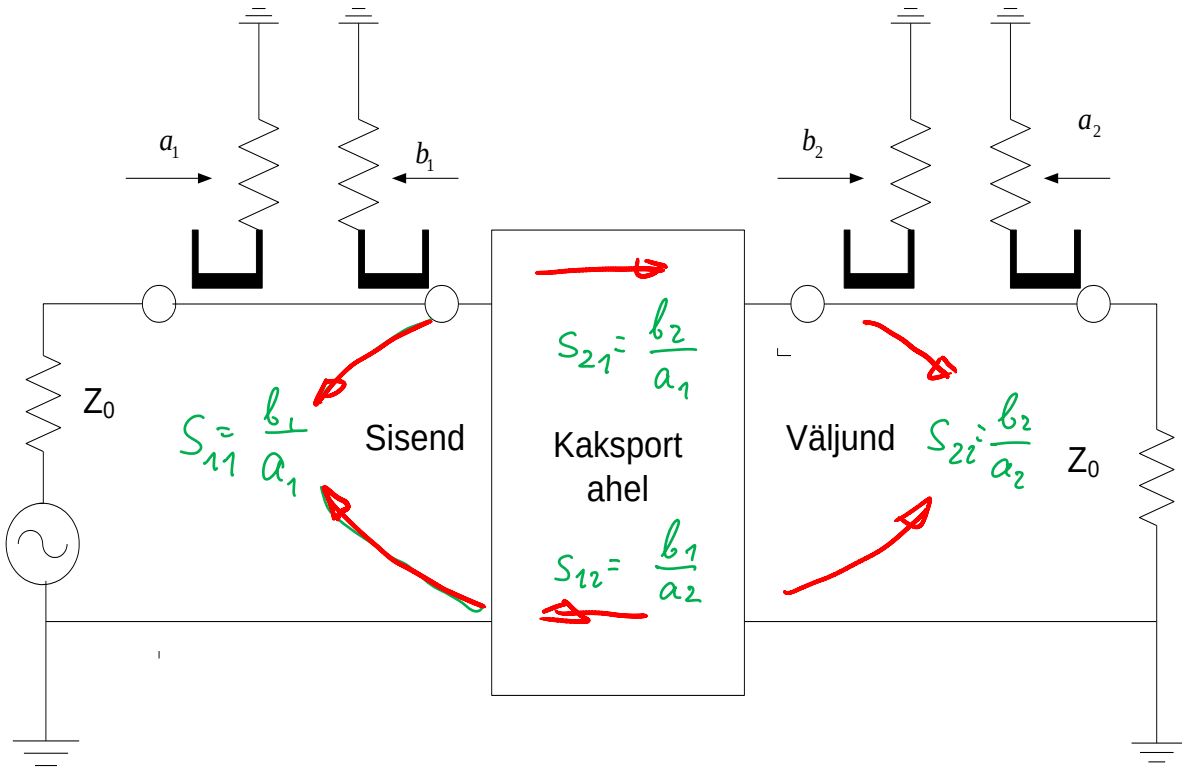
- kui koormata **väljundit** normeeritud ehk baastakistusega Z_0, siis ei teki signaali tagasipeegeldust, seega $a_2 = 0$. Nii saame arvutada võrranditest parameetrid s_{11} ja s_{21}.
- andes signaali väljundisse ja kui **sisend** on koormatud takistusega Z_0, saame et $a_1 = 0$ ning arvutame s_{22} ja s_{12}.

- **S- parameetrid on ühikuteta** – kuna näitavad normaliseeritud pingete suhet.
- **S-parameetrid sõltuvad** mitte ainult käsitletava ahela enda parameetritest – vaid sõltuvad ka signaaliallika ja koormuse takistustest.
- **Kui S-parameetrid on normeeritud** näiteks 50 oomise takistuse suhtes – siis 75 oomi korral on need parameetrid erinevad. Seega konkreetses skeemis tuleb normeeritud (tavaliselt 50 oomi suhtes) S-parameetrid kohandada tegelike signaaliallika ja koormuse takistustega.
- **Kirjutame lahti** kakspordi S parameetrid järgnevalt:

---

[31] Leviv laine normeeritakse vastava pordi koormustakistuse suhtes: $a_1 = \frac{u_F}{\sqrt{Z_0}}$; $b_1 = \frac{u_R}{\sqrt{Z_0}}$.
Edaspidi kasutatavad indeksid F ja R tähistavad pealeantavat (Forwarded) ja peegeldunud (Reflected) lainet.

[32] Inglise keeles coupler.



$s_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$ -sisendi peegeldustegur kui väljund on koormatud takistusega Z_0;

$s_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}$ - otseülekande tegur takistustega Z_0;

$s_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$ - tagasiülekande tegur takistustega Z_0;

$s_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}$ - väljundi peegeldustegur, kui sisend on koormatud takistusega Z_0.

Kuna aktiivelementide aseskeemid (mudelid) ja neist tulenevad aktiivelemendi kui kakspordi parameetrid on seotud üsna keerukate matemaatiliste avaldistega, siis tänapäeval kasutatakse võimendite konstrueerimisel ja analüüsil spetsiaalseid arvutiprogramme (näiteks CAD), millised võimaldavad lisaks puht elektriliste suuruste arvutamisele arvestada ka võimendi konsruktiivsete parameetritega. See on eriti oluline ÜKS diapasoonis.

Alljärgnevas osas on käsitletud võimendite konstrueerimise ja arvutuse põhiprobleeme - võimaldades anda ülevaate olemasolevatest seaduspärasustest võimendite käsitlusel.

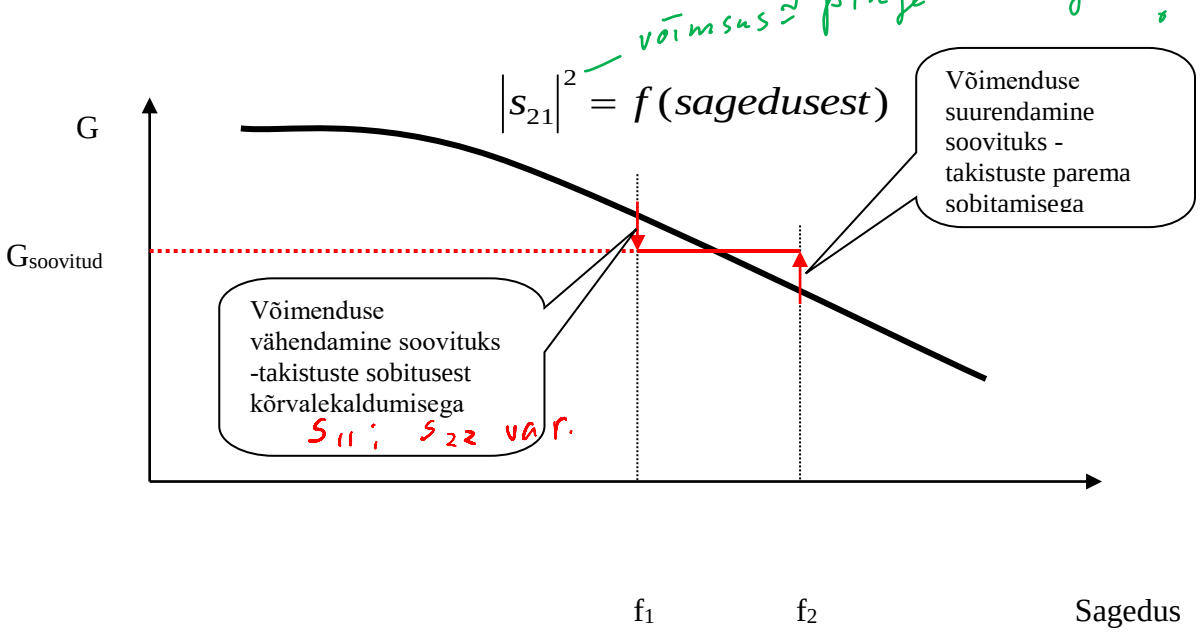
Algselt käsitleti võimendit lihtsustatult kui **ühesuunalist seadet (unilateral design)** – eeldades, et signaal kandub ainult edasi– tagasi aga mitte ($s_{12}=0$). See võimaldab suhteliselt lihtsat, küll aga mõneti ebatäpset võimendi analüüsi. $s_{21}=\left.\frac{b_2}{a_1}\right\|_{a_2=0}$

Bilateraalne käsitlus eeldab ka signaali tagasikandumise mõju arvestamist.

Mõlemil juhul tuleb võtta teadmiseks – et võimendi võimendustegurit (signaaliallikalt koormusele) saab muuta ka sisendi-väljundi sobitustingimuste muutmisega.

$s_{21}=\left.\frac{b_2}{a_1}\right\|_{a_2=0}$ - otseülekande tegur takistustega Z_0;

Nii saab ka lihtsalt kirjeldada – kuidas muuta astme võimendustegurit võimendi sisendtakistuse ning signaaliallika takistuse vahekorra (sobituse) ja võimendi väljundtakistuse ning koormustakistuse vahekorra (sobituse) muutmisega.



Kaasaegne CAD tehnika võimaldab käsitleda võimendit ka koos võimenduselemendi tagasimõjuga sisendparameetritele ($s_{12}\neq 0$) – **kahesuunalise mõjuga (bilateral design).**

Nii on võimalik näiteks võimendi S parameetrite kaudu tuua välja erinevad võimsusvõimenduse tegurid:

1. Läbiv- (ülekantava-) signaali võimsusvõimendus

$$G_T = \frac{\textit{koormusele langev võimsus}}{\textit{võimsus saadav sobitatud allikalt}}.$$

Võimendus G_T kaudu saame avaldada:

- maksimaalset võimsuse ülekannet tagava takistusliku sobituse korral[33] võimendi sisend- ja väljundklemmidel.
- Maksimaalne võimendus saadakse vaid siis, kui on tagatud ideaalne sobitus:

$$Z_S = Z_L = Z_0,$$

- See tagab omakorda, et signaalide peegeldustegurid

$$\Gamma_S = \Gamma_L = 0,$$

mis tähendab sisuliselt, et signaali tagasipeegeldust pole.

Sellisel juhul saame et võimendus on määratud ainult parameetriga S_{21}

$$G_T = |S_{21}|^2 = G_0$$

siin $S_{12} = 0$

Lisaks mõistele G_T võib eristada veel:

2. Võimalik võimsusvõimendus minimaalsete mürade korral (oluline raadiovastuvõtjates);
3. Võimsusvõimendus, tagades maksimaalse väljundvõimsuse.

Järgnevalt vaatleme võimendusteguri üldist käsitlust.

[33] Transducer power gain for conjugated matched input and output ports – tagab **väikeste signaalide režiimis** sisend ja väljundtakistuste sobituse korral maksimaalse võimenduse.

B. Võimendi võimsusvõimendustegur. Üldised mõisted

Täpsustame võimendusteguri määrangut, tuues sisse sobituste mõjud võimendi sisendis ja väljundis. Sest nagu öeldud, üldine astme võimendus G_T sõltub nii signaaliallika kui ka koormuse sobitusest vastavalt võimendi sisendiga ja väljundiga. Võimendus G_T avaldub üldisel, bilateraalsel kirjeldusel järgnevalt:

$$G_T = \frac{koormusele\ \ langev\ võimsus}{võimsus\ saadav\ sobitatud\ allikalt} = \frac{P_L}{P_{MS}} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)|s_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-s_{11}\Gamma_S)(1-s_{22}\Gamma_L)-s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2},$$

-kus Γ_S ja Γ_L on peegeldustegurid (tekkivad signaaliallika ja koormuse takistuste erinevuste tõttu baastakistusest Z_0); avaldudes: $\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$ ja $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$;

P_{MS} - saadav võimsus sobitatud signaaliallika korral (matched sourse).

Et saada paremat ettekujutust ülaltoodud valemi $G_T = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)|s_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-s_{11}\Gamma_S)(1-s_{22}\Gamma_L)-s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2}$,

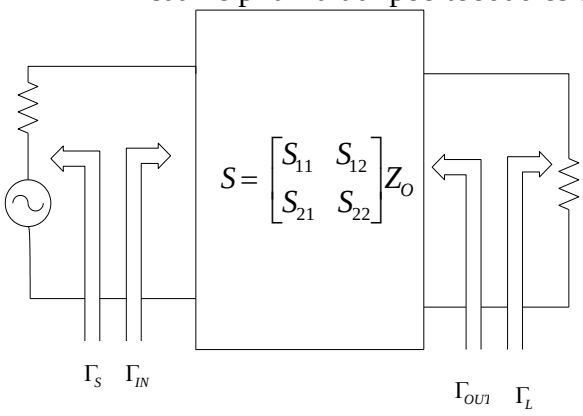
sisust – võib, tuues sisse abisuurused Γ_{IN} ja Γ_{out} vastavalt [15] saada sellele alljärgnevad esitlused kas Γ_{IN} või Γ_{out} kaudu:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2}$$ kus $\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}$ (seos A)

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2}$$ kus $\Gamma_{OUT} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S}$ (seos B)

Alljärgnevalt on kirjeldatud üldist pilti arvestades takistuste sobitusi. Siin lähtutakse:

- olukorrast, et neli S parameetrit on tuletatud takistuse Z_O järgi. See tähendab, et lähtutakse, et allika ja koormuse takistused on selle takistusega sobitatud (tavaliselt Z_O võrdub 50Ω) – millele viitab joonisel allpool ka tähis Z_0 S parameetrite juures.
- Omakorda takistuste sobitus sisendis ja väljundis Z_0-ga määrab ära tekkivad peegeldustegurid[34].
- Nii saame piltlikult allpooltoodud esitluse:



Täiendav selgitus:

Näiteks kui Γ_{IN} valemis $\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}$ on koormus sobitatud ($\Gamma_L = 0$) – saame et $\Gamma_{IN} = s_{11}$, varasemast definitsioonist avaldatuna siis:

$s_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$ -sisendi peegeldustegur kui väljund on koormatud takistusega Z_0. Analoogne olukord on ka mõiste Γ_{out} vaatlusel.

- Eespool toodud seoses A $\boxed{\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}}$ väljendab **tegelikku** peegeldustegurit sisendis, mis on koormatud koormusega, mille peegeldustegur on Γ_L. Seega sisendi peegeldustegur sõltub **koormuse** peegeldustegurist ja 2-pordi parameetritest.

- Seoses B $\boxed{\Gamma_{OUT} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S}}$ väljendab **tegelikku** peegeldustegurit väljundis etteantud signaaliallika peegeldusteguri Γ_S juures. Väljundi peegeldustegur sõltub **signaaliallika peegeldustegurist** ja 2-pordi parameetritest.

- Γ_S on määratud signaaliallika ja SISENDtakistuse sobitusega
- Γ_L on määratud koormuse ja VÄLJUNDtakistuse sobitusega.

Ehk:

Teiste sõnadega –

[34] Teatavasti ideaalsel sobitusel signaali tagasipeegeldust pole

Kakspordi sisend on sõltuvuses väljundahelast – ja väljund on sõltuvuses sisendahelast, mis tähendabki kokkuvõtlikult, et astme võimendustegur sõltub siis nii sisend – kui ka väljundahelatest:

$$G_T = f\left(\Gamma_S;\Gamma_{IN};\Gamma_{OUT};\Gamma_L\right).$$

Jätkates aga üldist juhtu ülaltoodud seoste A ja B baasil, saame neid märksa ülevaatlikumalt kujutada. Nii näiteks saame varemtoodud seose A (vt selle kordust kõrval) põhjal tuua välja selle üldkuju:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$G_T = G_{1D}(G_O)G_2,$$

kus

- **Võimendus** G_{1D} on siis võimendus, määratuna peegeldusteguritega Γ_S ja Γ_L:

$$G_{1D} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}$$

Pöörame tähelepanu sellele, et:

- võimendustegur G_{1D} sõltub otseselt peegeldustegurist Γ_S
- ja kaudselt Γ_{IN} kaudu $(\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L})$ ka koormuse peegeldustegurist Γ_L.

- **Teine liige** $G_O = |s_{21}|^2$, on lähtevõimendustegur, saaduna lähtetakistusega Z_O ($N: = 50\,\Omega$) sobitusel (lähtetakistusega sobitus ei pruugi anda kokkuvõttes maksimaalset võimendust)

- **Viimane liige** avaldub:

$$G_2 = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2},$$ olles seotud vahetult astme väljundosaga

Järelikult, astme võimendus, võetuna tervikuna, sõltub nii aktiivelemendi S parameetritest kui ka signaaliallika ja koormuse takistuslikust sobitusest aktiivelemendiga.

Jällegi kui $Z_S = Z_L = Z_0$, siis $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ ja $G_T = G_0 = |s_{21}|^2$

C. Lihtsustatud ehk unilateraalne võimendi käsitlus

Kui nüüd aga vaadelda olukorda lihtsustatult, eeldades, et signaal liigub ainult sisendist väljundi poole, st. et väljundi ja sisendi vahelist tagasisidet pole ($|s_{12}| = 0$), saame varemtoodud (bilateraalse käsitluse) tulemusi

(vt seoseid A: $\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}$ ja B: $\Gamma_{OUT} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S}$),

lihtsutada: $\Gamma_{IN} = s_{11}$ ja $\Gamma_{OUT} = s_{22}$.

Seega, järgides nüüd asja lihtsustamiseks jällegi unilateraalsuse[35] põhimõtet (võttes $|s_{12}| = 0$), saame algse bilateraalse võimendusteguri valemi viia lihtsustatud, unilateraalsele kujule alljärgnevalt:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_S|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2} = G_{1U}(G_O)G_{2U}$$

kus siis G_{1U}, G_O *ja* G_{2U} on kogu unilateraalse võimendusteguri kolm sõltumatut komponenti.

Maksimaalse võimenduse saame siin siis, kui valime sobituse maksimaalse võimsuse ülekandetingimusest[36] lähtudes (mis tähendaks sisuliselt et takistused on võrdsed ja kaaskomplekssed):

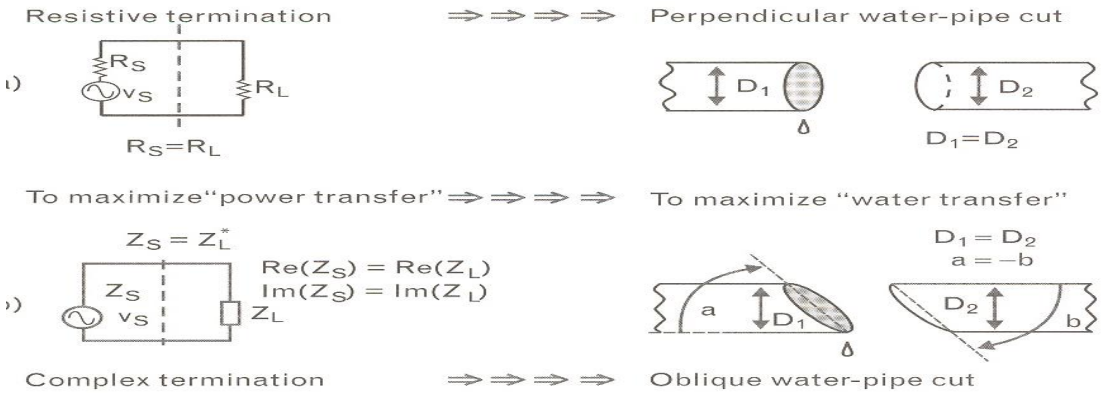
$$\Gamma_S = s_{11}^* \quad \text{ja} \quad \Gamma_L = s_{22}^*.$$

Siinkohal pole vahemärkusena üleliigne alljärgnev piltlik seletus takistuste sobitusel:

---

[35] Ebasoovitavat signaali tagasikandumist saab oluliselt vähendada neutraliseerimisvõtetega, millised kujutavad endast teatud skeemitehnilisi ja ka aktiivelemendi siseseid lahendusi. Seega neutraliseerimisahelate olemasolul unilateraalsel käsitlusel tekkiv viga ei pruugi olla suur. Neutraliseerimse põhimõte eeldab täiendavate neutraliseerimisahelate loomist võimendi skeemi – kus tekitatakse neutraliseeriv signaal, mis on vastufaasis ebasoovitavale väljundist sisendisse tulevale signaalile.

[36] Teatavasti lineaarsetes ahelates signaali ülekandmisel signaaliallikalt koormusele saadakse maksimaalne võimsuse ülekanne juhul, kui signaaliallika sisetakistus võrdub koormuse takistusega ja imaginaarosad on võrdsed ja vastasmärgilised (kompenseeruvad).



$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} = G_{1U}(G_O)G_{2U}$$

Kordame siin ülalatoodud seost mille maksimeerimiseks ehk siis maksimaalseks võimenduseks on vaja, et korrates jällegi tingimust, et: $\Gamma_S = s_{11}^*$ ja $\Gamma_L = s_{22}^*$, saame maksimaalse võimendusteguri valemiks:

$$G_{TU\max} = G_{1U\max}(G_{O\max})G_{2U\max} = \frac{1}{1-|s_{11}|^2}|s_{21}|^2\frac{1}{1-|s_{22}|^2}$$

Saadud tulemuse murdavaldised iseloomustavad lähtesobituse (50 oomise) suhtes erineva sobituse kõrvalekaldumistest[37] tekkinud kadusi (või võitu) sobituses.

Nii saame avaldada signaaliallika takistuse (mille lähteväärtuseks on võetud Z_O) ja sisendi peegelduskoefitsiendi s_{11} vahelise sobituskao alljärgnevalt: vt veel /pöördväärtus?

$$ML_1 = 1-|s_{11}|^2,$$

mille pöördväärtus kajastab võimenduse vähenemist võimalikust maksimaalsest alljärgnevalt

$$\frac{1}{ML_1} = \frac{1}{1-|s_{11}|^2} = G_{1U\max} \quad . \quad \text{(C)}$$

Sama saame ka sobituskadude kohta väljundpordi suhtes:

$$\frac{1}{ML_2} = \frac{1}{1-|s_{22}|^2} = G_{2U\max} \quad . \quad \text{(D)}$$

Seosed C ja D näitavad sisend- ja väljundportide sobituse kaudu võimenduse suurendamise võimalusi – kui astmes on tagatud signaali ühesuunaline kulg tegeliku, tagasisuunduva signaali neutraliseerimisega.

Kui aga $|s_{12}| \neq 0$, toodud võimendusteguri valem pole enam kehtiv.

[37] Inglise keeles mismatch losses ML

D. Unilateraalsel käsitlusel tekkiva vea hindamine

Võimendi lihtsustatud käsitlusest tekkivat viga hinnatakse nn U[38] teguriga, mis sõltub aktiivelemendi S parameetritest ja on seega sagedusest sõltuv:

$$U = \frac{\left|s_{11}s_{22}s_{12}s_{21}\right|}{(1-\left|s_{11)}\right|^2)(1-\left|s_{22}\right|^2)}.$$

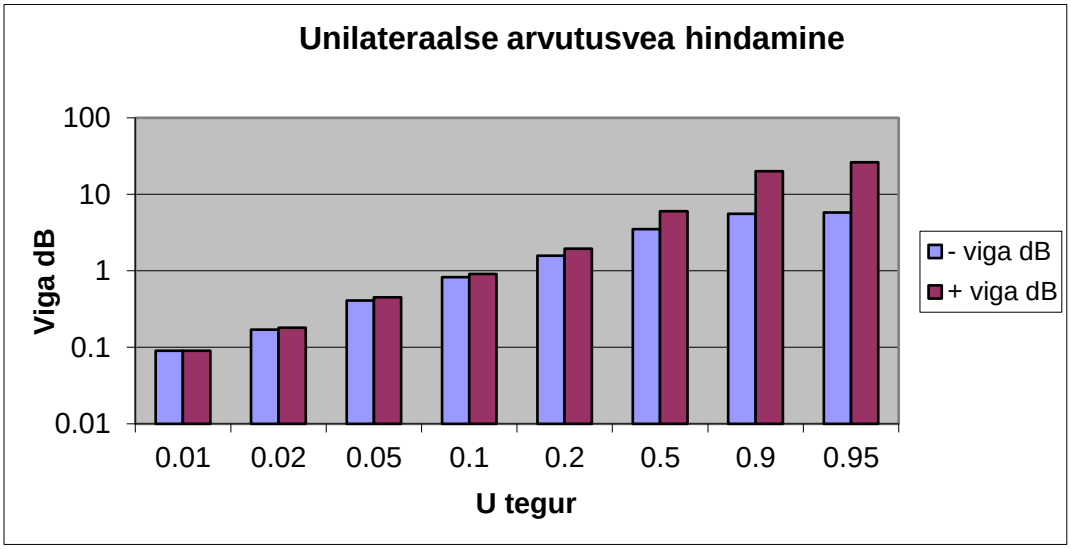
Pannes eesmärgiks leida suhe $\frac{G_T}{G_{TU}}$ ja muutes selle detsibellideks, saame tulemuseks:

$$10\lg\left[\frac{1}{1+U^2}\right] < 10\lg\left[\frac{G_T}{G_{TU}}\right] < 10\lg\left[\frac{1}{1-U^2}\right].$$

See on tõlgendatav kui:

Maks. negat. viga dB < Tegelik viga dB < Maks pos. viga dB,

Tulemusi saab illustreerida järgmiselt:



[38] NB! U ei ole oma enamlevinud rollis – siin U ei tähista pinget.

E. Unilateraalse käsitluse arvutusnäide

F.1. Olgu ülesandeks leida võimendustegur ning selle unilateraalse käsitluse tõttu leida ka arvutuse vea piirid.

Toome siin [15] toodud näite bipolaarse transistori BPF640 baasil, mille S parameetrid 2V, 20 mA ja 900MHz juures on:

$$s_{11} = 0{,}40\angle -102^0 ;\ s_{21} = 20{,}7\angle 106^0 ;\ s_{12} = 0{,}029\angle 60^0 ;\ s_{22} = 0{,}54\angle -43^0 .$$

Lähtevõimendus, võetuna 50 oomise baastakistuse korral , on

$$G_{OdB} = 10\lg(|s_{21}|^2) = 10\lg(428{,}5) = 26{,}3dB .$$

Saavutatav maksimaalne võimendus sisend ja väljundportide parema sobituse korral annab järgmised piirid.

$$G_{1U\max dB} = 10\lg\left[\frac{1}{(1-|s_{11}|)^2}\right] = 10\lg\left[\frac{1}{(1-|0{,}4|)^2}\right] = 0{,}76dB ;$$

$$G_{2U\max dB} = 10\lg\left[\frac{1}{(1-|s_{22}|)^2}\right] = 10\lg\left[\frac{1}{(1-|0{,}54|)^2}\right] = 1{,}5dB .$$

Seega saame maksimaalseks unilateraalseks võimenduseks detsibellides:

$$G_{TU\max dB} = G_{1U\max dB} + G_{OdB} + G_{2U\max dB} = (0{,}76 + 26{,}3 + 1{,}5)dB = 28{,}56dB.$$

Järgnevalt arvutame U-teguri, hindamaks võimalikku maksimaalset unilateraalse arvutuse vea suurust:

$$U = \frac{|s_{11}s_{22}s_{12}s_{21}|}{(1-|s_{11)}|^2)(1-|s_{22}|^2)} = \frac{(0{,}4)(0{,}54)(0.029)(20{,}7)}{(1-0{,}4^2)(1-0{,}54^2)} = 0{,}22$$

Siit saame:

1. $$Negatiivse\ vea\ piir = 10\lg\left[\frac{1}{(1+U)^2}\right] = 10\lg\left[\frac{1}{(1+0{,}22)^2}\right] = -1{,}73dB ;$$
2. $$Positiivse\ vea\ piir = 10\lg\left[\frac{1}{(1-U)^2}\right] = 10\lg\left[\frac{1}{(1-0{,}22)^2}\right] = 2{,}16dB .$$

Projekteerides võimendi maksimaalse võimendusega, saame hinnata seejuures tekkivad võimendusteguri kõrvalekalded alljärgnevalt:

$$G_{Tväikseim} = G_{TU\max dB} - |neg.\ vea\ piir| = 28{,}56 - 1{,}73 = 26{,}83dB$$

$$G_{Tsuurim} = G_{TU\max dB} + |pos.\ vea\ piir| = 28{,}56 + 2{,}16 = 30{,}72dB .$$

Nii saame, et võimenduse arvutusvea absoluutväärtus küünib ca 4dB-ni – mis võimendi projekteerimisel osutub tavaliselt liiga suureks kõrvalekaldeks.

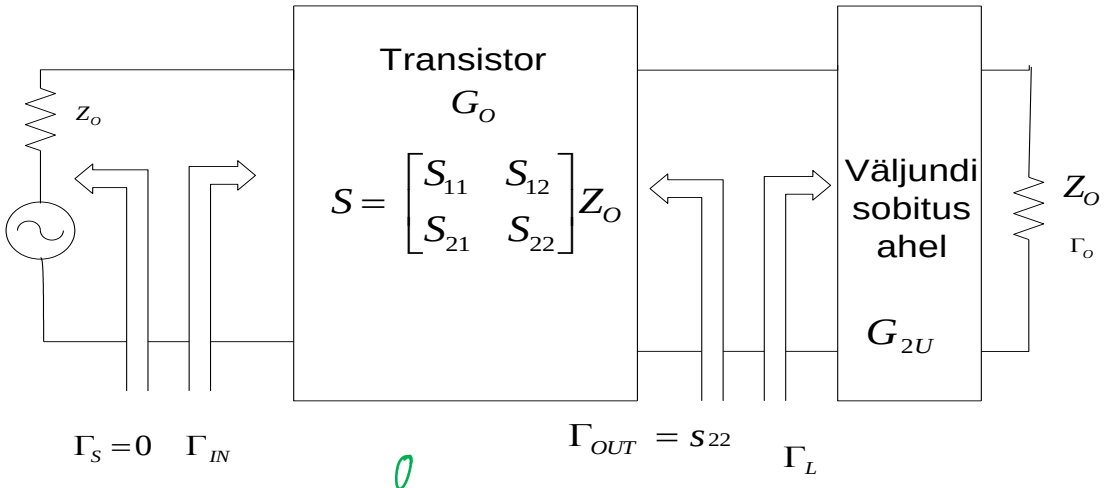
F. Võimendi projekteerimine ühe sobitusahelaga.

On erijuhud, kus eeldus $|s_{12}| = 0$ lihtsustab analüüsi ilma täiendava veata. Nimelt kui on tegemist võimendiga - kus on ainult üks sobitusahel - kas ainult sisendis või ainult väljundis. Reaalsetes võimendites tavaliselt küll sobitatakse nii sisendis kui väljundis – samas aga käsitlus ühe sobitusahelaga võimaldab paremini aru saada võimendis toimuvatest protsessidest.

F.1 Võimendi sobitusega ainult väljundahelas.

Siin on eeldatud (vt. joonis), et:

- sisendi poolel signaaliallika takistus on Z_O, mis tähendab, et peegeldustegur $\Gamma_S = 0$
- väljundi poolel tagab sobitusahel koormuse transformeerimise etteantud suuruseks Γ_L.



Üldvalem oli:

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} = G_{1U}(G_O)G_{2U}$$

Seda lihtsustades saame alljärgneva võimendusteguri avaldise:

$$G_T = |s_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} = G_O G_{2U}$$, kus

G_O - 50 oomisele takistustele tuginev transistorvõimendi lähtevõimendustegur;

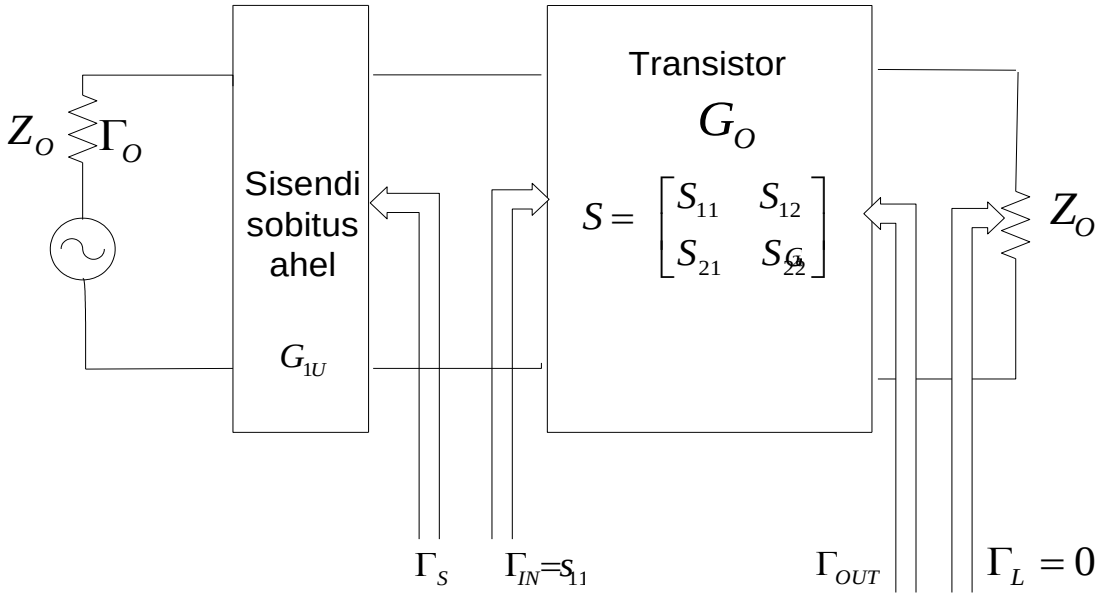
G_{2U} - näitab võimalikku koguvõimenduse G_T muutust tingituna koormuse valikust.

Järeldus: Kogu võimendustegur siin sõltub transistori kahest S parameetrist ja ühest sobitusest (väljundis).

F.2. Võimendi sobitusega ainult sisendahelas.

Siin on eeldatud (vt. joonis), et:

- väljundi poole pealt koormuse takistus on Z_O, mis tähendab, et peegeldustegur $\Gamma_L = 0$
- sisendi poole pealt tagab sobitusahel signaaliallika transformeerimise etteantud suuruseks Γ_S.



$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2 = G_{1U}G_O$$

Järeldused:

- *Näeme analoogselt, et kogu võimendustegur sõltub siin transistori kahest S parameetrist ja ühest sobitusest (sisendis)*
- *Enamikes võimendites kasutatakse kahte sobitusahelat (ahelaid nii sisendis kui väljundis). Ühe sobitusega ei pruugi saada soovitud võimendustegurit, piirata signaalide ebasoovitavaid tagasipeegeldusi. Ülalvaadatust nähtub otseselt, et takistuslik sobitus nii astme sisendis kui ka väljundis mõjutab võimendustegurit – olles määrav etteantud transistori parameetrite korral.*

G. Unilateraalse võimendusteguri kujutamine ringdiagrammil

Vt ka http://www.htabe.bth.ch/~dellsper

Toome siia eelmise punkti tulemused:

$$G_T = |s_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} = G_O G_{2U}$$, siit $$G_{2U} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2}$$ (E)

ja

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}|s_{21}|^2 = G_{1U} G_O$$ - saame $$G_{1U} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}$$ (F).

Seega näeme, et püsivate transistori parameetrite korral kogu võimendustegur sõltub sisendi ja väljundi sobitustingimustest (vastavalt kas siis parameetritest Γ_S või Γ_L).

Sobituse mõju iseloomustavad parameetrid G_{1U} ja G_{2U}, näidates sobituse mõju võimenduse ***suurenemisele või vähenemisele*** *lähtevõimenduse G_O suhtes,*

saades nii üldiseks võimendusteguriks $G_T = G_{1U} G_O G_{2U}$.

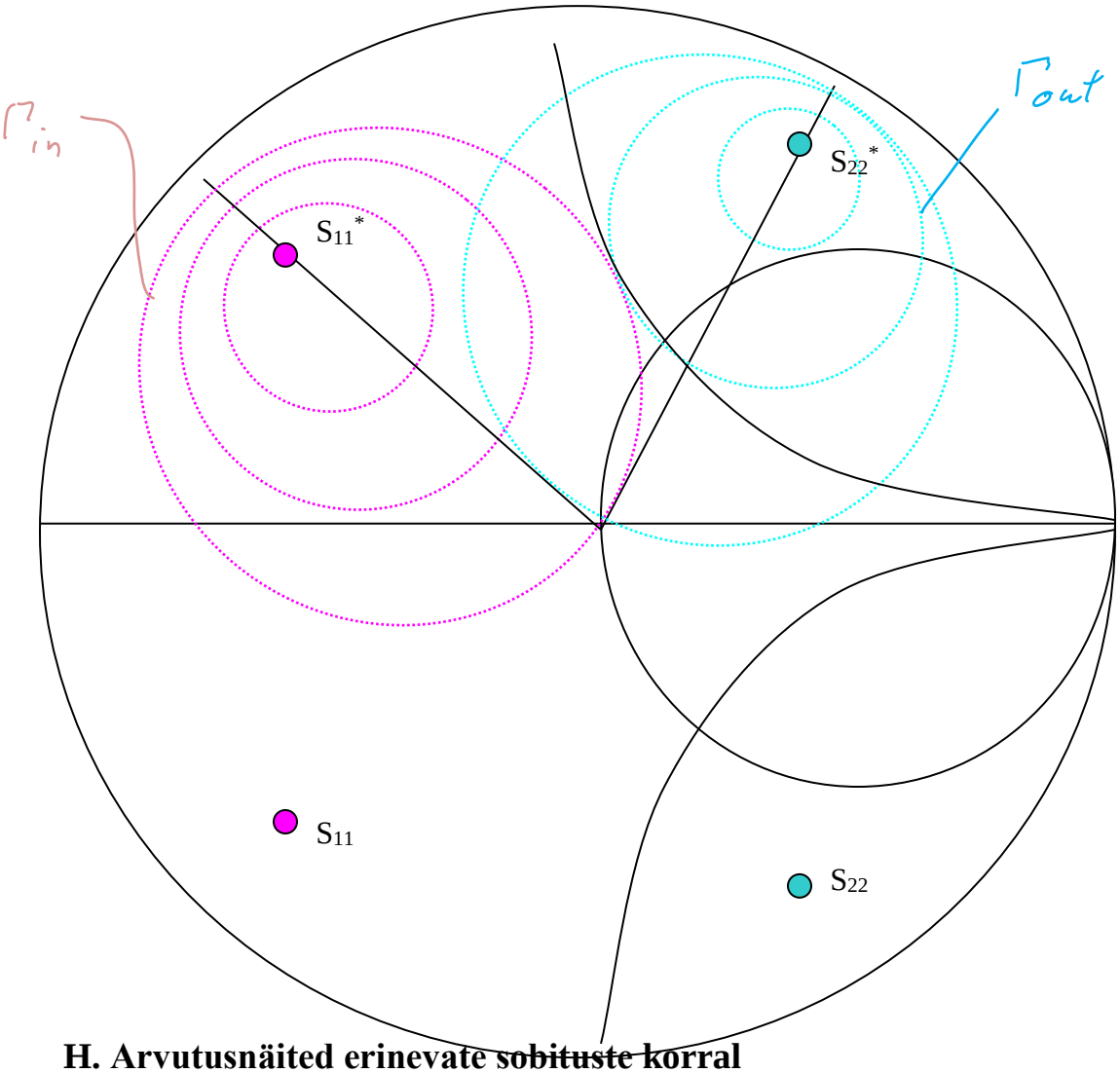
Meeldetuletuseks – võimendustegur G_O näitab transistori võimendust normeeritud koormustakistuste (näiteks 50 oomi korral); see ei näita võimalikku maksimaalset võimendust!
Sest võibolla näiteks maksimaalne võimedus saadakse hoopis 100 oomilise koormusega!

Nii saame, et võimendustegur sõltub sobitustest (transistorile sisendile või/ja väljundile ülekantud takistuste suurusest) nii sisendis kui/ja väljundis, olles piires

$$0 \le G_{iU} \le G_{iU\max}.$$

Seejuures nullile vastab täielik mittesobitus (sobimatus) – kas ahela lühis või katkestus.

Lahendades ülaltoodud valemitest (E,F) sobitusparameetrite Γ_S ja Γ_L suhtes, saame erinevate sobituste (jällegi – transistorile ülekantavate erinevate takistuste korral) Smithi diagrammil järgi erinevad ringjooned. Need näitavad võimendusteguri sõltuvust sobitustest, saades erinevatele sobitustele vastavad püsivõimendusringid. Järgnevalt on illustreeritud normeeritud Smithi diagrammil võimendustegurite ringid sõltuvatena nii signaaliallika kui ka koormuse sobitustest (takistustest). Vt joonis siin ja edasi.



H. Arvutusnäited erinevate sobituste korral

Olgu antud:

- transistor BPF 405 lähtevõimendusega G_O (see tähendab siis võimendust 50 oomise signaaliallika ja koormuse korral) **14,7dB** 1,9 GHz juures.
- Leida unilateraalse püsivõimendusringide abil Smithi diagrammil sobitusahel, mis **annaks täiendava võimenduse 2,3dB**.
- Transistori S parameetrid, mõõdetuna 50Ω, 1,9 GHz, 2V ning 2mA juures, oleksid järgmised[39]:

[39] pöörame tähelepanu sellele, et siin eeldatakse ikkagi transistori väikeste signaalide režiimis – ehk siis lineaarsena.

S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
$0{,}707\angle -67^0$	$5{,}45\angle 119^0$	$0{,}058\angle 55^0$	$0{,}84\angle -32^0$

Kõigepealt leiame, kas üldse on võimalik saada parema sobitusega (kui 50 oomi korral 14,7 dB) 2,3 dB suurust võimenduse kasvu - eraldi nii sisendi kui väljundi poolel.

A. Sisendi poolel. Selleks avaldame varasemast p. C (sinine tekst) seosest maksimaalse võimenduse tõusu võrrelduna 50 oomilise sobitusega:

$$ML_1 = 10\lg(1-|s_{11}|^2) = 10\lg(1-0{,}707^2) = 3dB$$

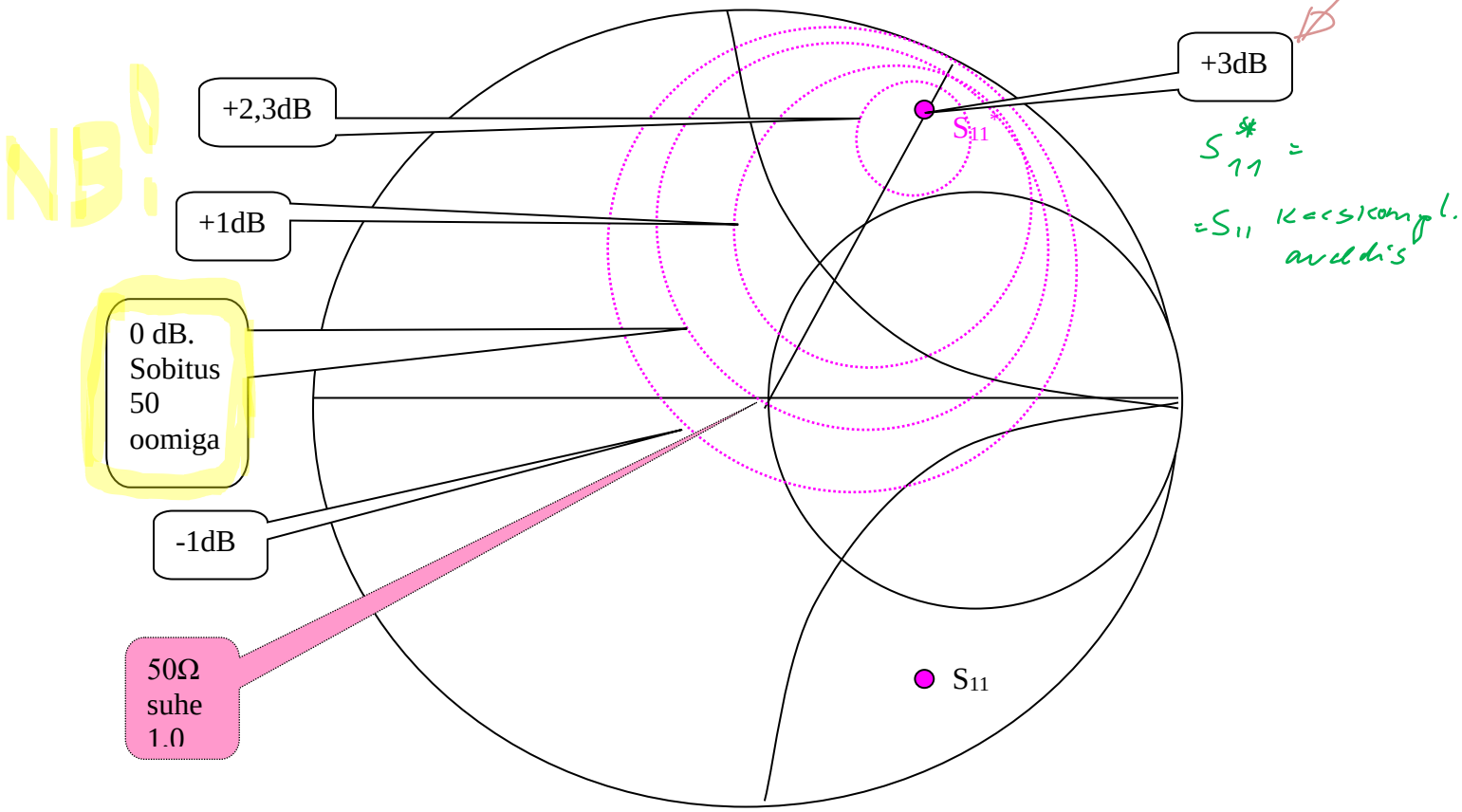
Kuna võimendus 50 oomilise sobituse korral on 3 dB väiksem – siis 2,3dB võimenduse kasvu saavutamine **sisendahela parema sobituse korral** on täiesti reaalne.

A. Väljundi poolel. Saame:

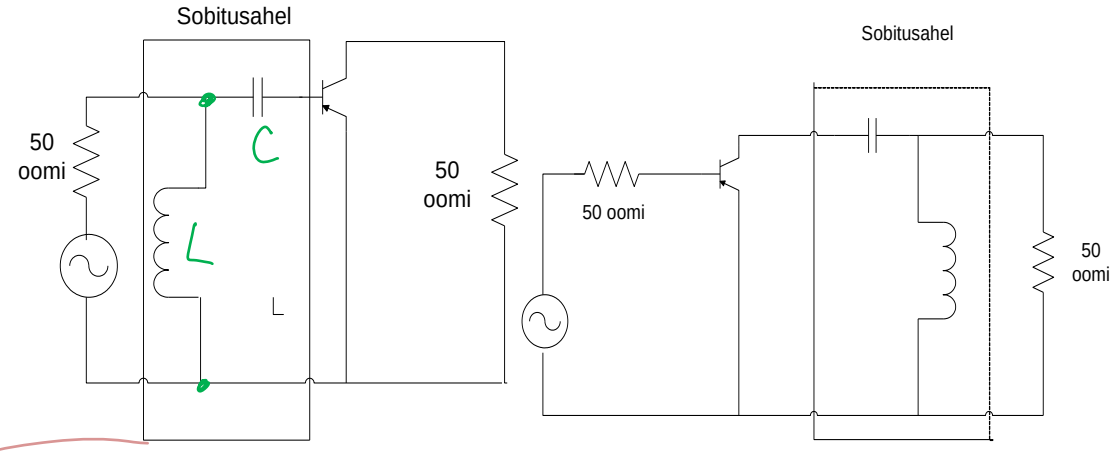
$$ML_2 = 10(\lg(1-|s_{22}|^2)) = 10(\lg(1-0{,}84^2)) = 5{,}3dB$$

kust selgub, et võimenduse kasvu varu parema väljundahela sobituse korral on veelgi suurem.

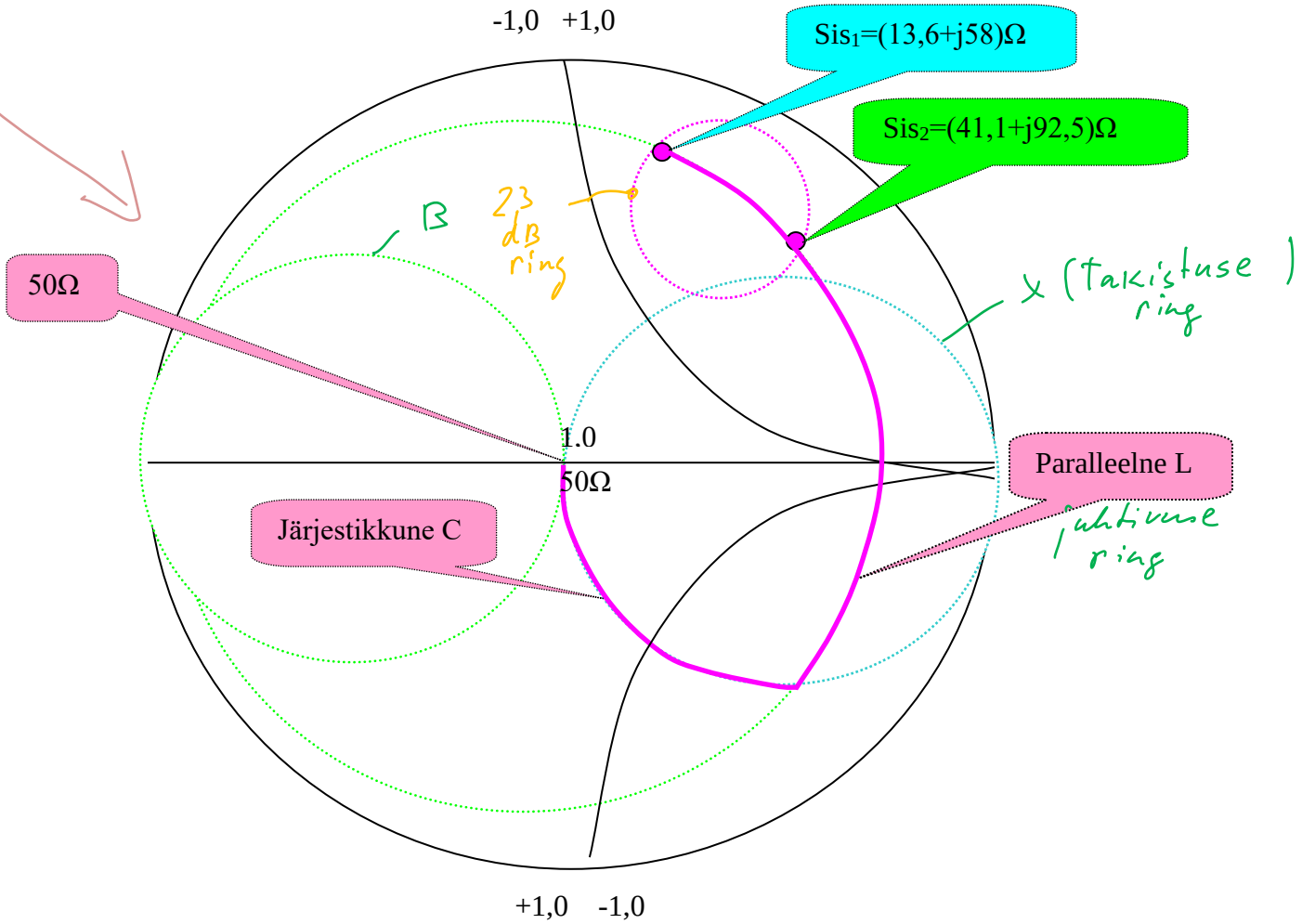
Toome siin illustratsiooniks **sisendahela sobitusega** määratud püsivõimendusringid



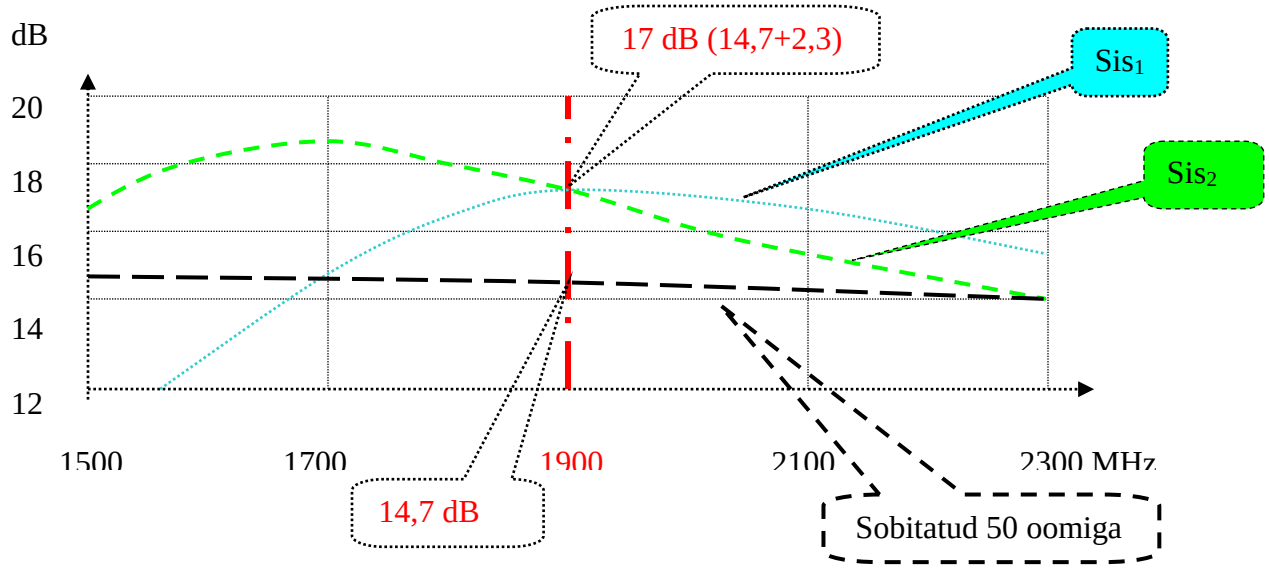
Seega soovitud võimenduse saavutamiseks võib kasutada sobitusahelaid nii sisendis või ka väljundis (järgnev joonis).



Siin on valitud kõrgpääsfiltri struktuur – see tagab ühtlasi ka alalisvooluahela katkemise signaaliallikale/koormusele. Allpool toodud ringdiagrammis on näidatud sisend-sobitusahela elementide valik – kusjuures 2,3dB võimenduse kasvu saab tagada antud näites kahe erineva induktiivsuse väärtusega (vt. kaks punkti ringjoonel).



Ülalnimetatud 2,3 dB võimenduse kasvu tagavat 2 sobitusahelat omavad aga erinevaid sageduskäike (vt joon.)



Analoogselt saab konstrueerida diagrammi väljund-sobitusahela elementide valikuks, saavutamaks 2,3dB võimenduse suurenemist.

2.8.6. Raadiosageduslike võimendite stabiilsus.

A. Lähtepunktid

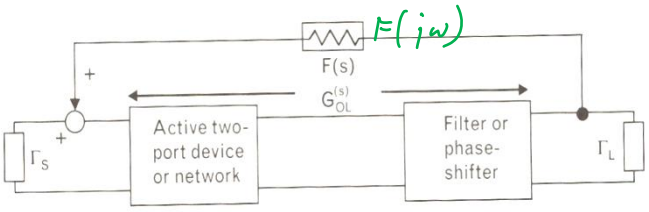
Siin peetakse stabiilsuse all silmas võimendi tööd ilma et ta läheks genereerima (võnkuma). Teatavasti olukorras, kus võimendus on üle ühe – ja tekib positiivne tagasiside – on oht, et skeem läheb võnkuma nendel sagedustel – kus need võnkumise tingimused on täidetud. Alljärgnev materiali koostamisel on lähtutud põhiliselt allikast [13].

Kuna raadiosageduslikud võimenduselemendid (transistorid) on võimelised töötama laias sagedusribas – on sellise analüüsi teostus vastavate transistori ning skeemielementide matemaatiliste mudelite järgi küllalt keeruline[40]. Seetõttu püütakse kasutada lihtsutatuid meetodeid saamaks esialgseid hinnanguid skeemi stabiilsuse kohta.

Tuleb välja, et iga transistor võib olla ebastabiilne **teatud sageduspiirkonnas**, millest aga **tootjafirma vaikib**, andmata andmeid transistoride stabiilsustegurite kohta. Madalatel sagedustel tõepoolest võib piirduda üldtuntud teoreetiliste (näit. Nyqwisti) stabiilsuskriteeriumitega. Nende rakendamine aga laiemas sagedusribas, seoses RS ja ULL sagedusdiapasoonides tekkivate lisanähtustega (näiteks signaalide peegeldused, hajuparameetrite mõju), on raskendatud.

[40] Transistoride ja skeemielementide parameetrid ise on ka sagedusest sõltuvad, lisaks sõltuvad veel transistoride parameetrid signaali amplituudist, toitepingest, temperatuurist.

B. Võnkumiste põhjused.



Vaatleme skeemi, mis kujutab endast tagasisidestatud võimendit, kus positiivne tagasiside on tekitatud (ebasoovitava, parasiitse) faasinihkeahelaga.

Tagasisidestatud võimendi (Closed Loop) võimsusvõimendus (vt varasemast, tagasisidestatud võimendi teooriast võimendusteguri avaldust) $G_{CL}(j\omega)$ avaldub:

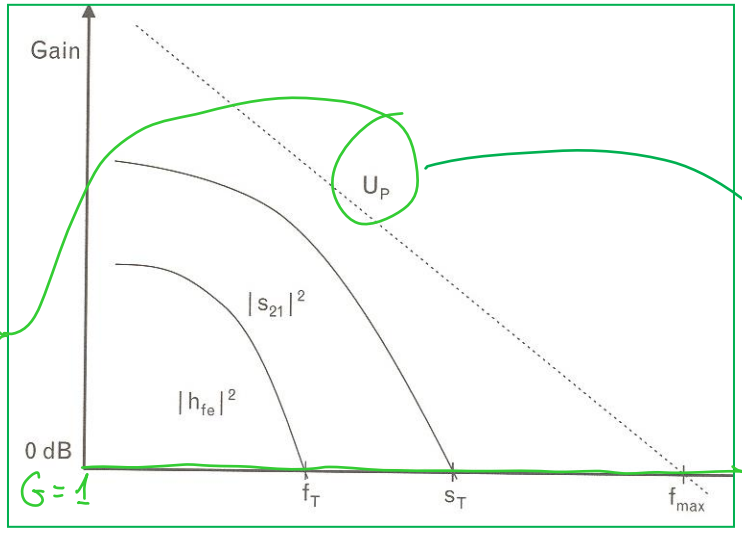
$$G_{CL}(j\omega)=\frac{G_{OL}(j\omega)}{1-G_{OL}(j\omega)F(j\omega)};$$

kus $G_{OL}(j\omega)$ - võimendi enda (tagasisidestuseta, Open Loop) ülekanne (võimendustegur);

$F(j\omega)$ - tagasiside ahela ülekanne (tavaliselt <1 "võimendustegur").

Võnkumised tekivad, kui murru nimetaja muutub nulliks ehk $G_{OL}(j\omega)F(j\omega)=1$.

Toodud skeem võib võnkuda ükskõik millistel sagedustel, niikaua kuni aktiivelement säilitab võimendusteguri suuremana ühest.



Kujutades nüüd suurimat võimalikku (potentsiaalset) võimendust U_P, mis eeldab transistorisisese tagasisiside täielikku neutraliseerimist ja transistori täielikku takistuslikku sobitust nii sisendi kui ka väljundi poolel, saame kõrvaloleva pildi.

Piirsagedusel f_{max} muutub see võimendus siis üheks (0 dB).

Joonisel on muide ära näidatud ka kataloogides kasutatavate piirsagedusi tähistavate f_T ja S_T mõisted.

Üheks kasutatavaks stabiilsuse hindamise kriteeriumiks on stabiilsustegur K. Nii võib selle kaudu avaldada ülalnimetatud maksimaalse võimenduse valemi U_P,

$$U_P=\frac{\left|\frac{s_{21}}{s_{12}}-1^2\right|}{2K\left|\frac{s_{21}}{s_{12}}\right|-2\,\mathrm{Re}\left(\frac{s_{21}}{s_{12}}\right)},\ \text{kus stabiilsustegur}\ K=\frac{1-|s_{11}|^2-|s_{22}|^2+|s_{11}s_{22}-s_{12}s_{21}|^2}{2|s_{12}s_{21}|},$$

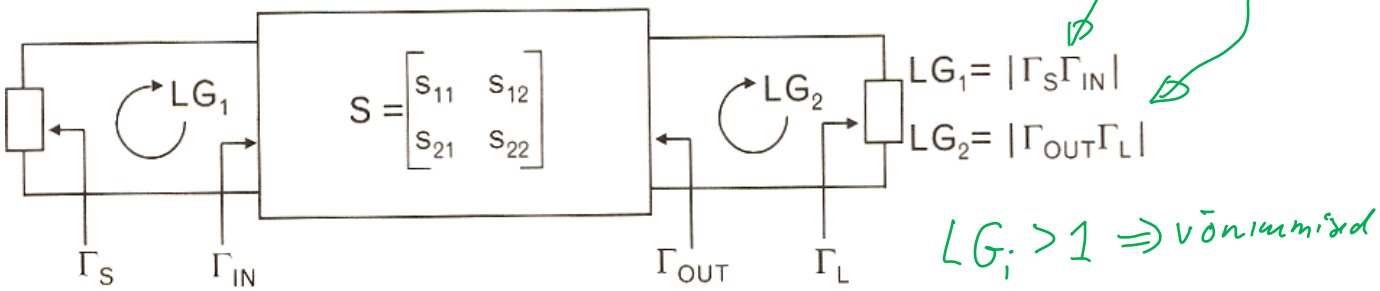
olles sagedusest sõltuv funktsioon kakspordi S parameetritest.

U_P valemist on näha, et stabiilsuse saavutamiseks peab K olema suurem ühest.

C. Stabiilsuse tingimused.

Kakspordi korral (vt joonis) võivad võnkumised tekkida, **kui:**

- **sisendi ringahela LG_1 [41] või väljundi ringahela LG_2 ülekanne on suurem kui üks**.
- Kui allika ja koormuse reaalosad on kas nullid või positiivsed nii et $|\Gamma_S| < 1$ ja $|\Gamma_L| < 1$, siis võnkumised saavad tekkida ainult siis kui Γ_{IN} ja Γ_{OUT} on ühest suuremad (vt joonisel toodud seoseid LG-de kohta).



Niisiis, kui me:

- piirdume allika ja koormuse suurustega, mis mahuvad Smith'i ringdiagrammi sisse (allikas ja koormus omavad positiivset reaalosa)
- ja eeldame välise tagasiside puudumist – saame kirjutada:

Võnkumised tekivad juhul, kui: $\boxed{|\Gamma_{IN}| > 1}$ või $\boxed{|\Gamma_{OUT}| > 1}$.

D. Stabiilsuse tegur – K – tegur (faktor)

Võimendi võib olla kas:

- tingimusteta stabiilne
- tingimuslikult ehk potentsiaalselt stabiilne.

Vaatleme kõigepealt esimest varianti.
Tingimusteta stabiilse võimendi saame siis kui lähtudes ülaltoodust on täidetud:

$$\boxed{|\Gamma_{IN}| = \left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right| < 1} \quad \text{ja} \quad \boxed{|\Gamma_{OUT}| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right| < 1}.$$

kõikide $|\Gamma_S| \le 1$ ja $|\Gamma_L| \le 1$ juures.

[41] Loop Gain

Arendades neid seoseid edasi, saadakse, **et**

- **tingimusteta stabiilne võimendi** peab vastama viimati toodud seostest väljatoodud kahele nõudele:
  - K – faktor: $$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} > 1;$$
  - Ja üks järgmistest tingimustest:

$$|\Delta| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| < 1 \quad \text{või} \quad B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0.$$

- Kui need tingimused pole täidetud, siis saame potentsiaalselt ebastabiilse võimendi (mida küll vahest kutsutakse ka potentsiaalselt stabiilseks...)

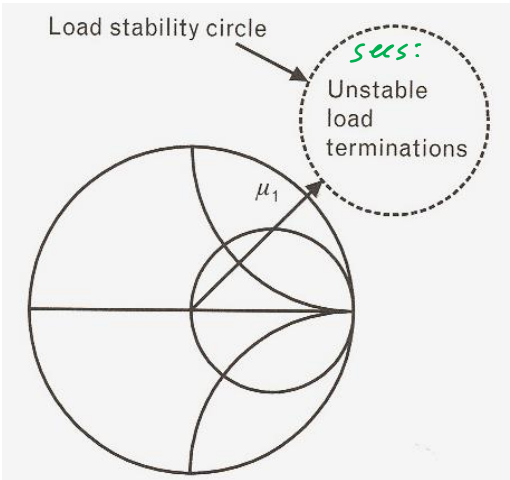
E. Stabiilsuse tegur - μ - tegur (faktor)

Tihti eelistatakse stabiilsuse iseloomustamiseks teist, μ - faktorit, sest sellega on võimalik võrrelda erinevaid lahendusi - võrreldes omavahel erinevaid μ - tegureid. Sest μ - tegur peab olema ka suurem ühest.

Mida suurem on μ - faktor – seda stabiilsem on skeem.

$$\mu = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - \Delta(s_{22}^*)| + |s_{21}s_{12}|} > 1.$$

Sellel teguril on ka piltlik tõlgendus - μ - tegur näitab Smithi diagrammil, kui kaugel on Smithi kaardi keskpunkt koormuse stabiilsuse ringist.[42].
Stabiilsusringe vaadeldakse lähemalt järgnevas peatükis.



[42] Kirjanduses toodakse vahest ka teine μ - tegur, mis näitab kui kaugel on Smithi kaardi keskpunkt allika stabiilsuse ringist. Sellisel juhul tähistatakse need faktorid kui μ_1 ja μ_2.

F. Stabiilsusringid Smithi diagrammil

K-faktor ja μ faktor võimaldavad määrata, kas kaksport on:

- stabiilne (tingimusteta)
- potentsiaalselt ebastabiilne.

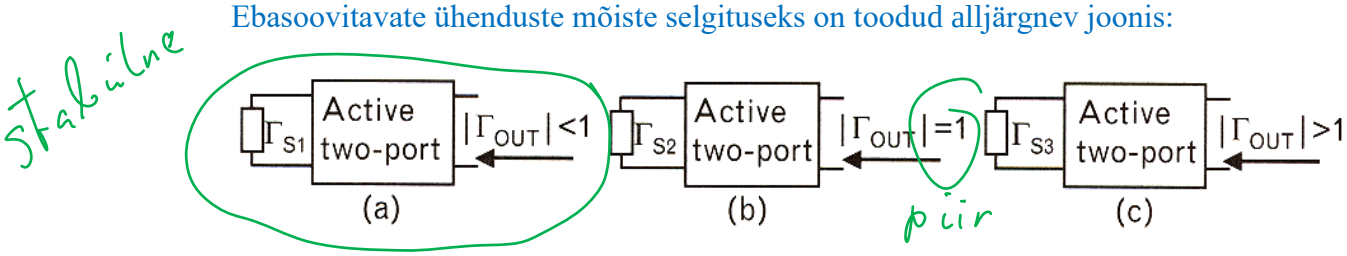
Selleks, et muuta kaksport stabiilseks, peame teadma, millised klemmid (sisend- või väljundklemmid) võivad viia võimalike võnkumisteni.

Kui kaksport on potentsiaalselt ebastabiilne – siis:

- On tegemist nn ebasoovitavate[43] (ebasõbralike) allikapoolsete väljundklemmidega, millede kohta väljundi peegeldustegur on suurem ühest.
- On tegemist nn ebasoovitavate koormuse sisendklemmidega, millede kohta sisendi peegeldustegur on suurem ühest.

Ebasoovitavate klemmid (ühendamine) on selline, mis viib peegeldusteguri väärtuse suuremaks kui 1 ning ebasoovitavate võnkumiste teke on seega võimalik.

Ebasoovitavate ühenduste mõiste selgituseks on toodud alljärgnev joonis:



Ülaltoodud joonisel on toodud kolme tüüpi allikaid peegeldusteguritega Γ_{S1}, Γ_{S2} ja Γ_{S3}, millised põhjustavad erinevaid, soovitud või mittesoovitud väljundite peegeldustegureid vastavalt varemtoodud vajaliku sobituse seosele, mida siin kordame:

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \ .$$

Nii on allikas peegeldusteguriga:

- Γ_{S1} soovitatav, kuna selle korral väljundi peegeldustegur on väiksem ühest (a);
- Γ_{S2} (b) piiripealse olukorraga;
- Γ_{S3} ebasoovitav, kuna väljundi peegeldustegur muutub seetõttu suuremaks kui üks (c).

Teatavasti transistoridel on oht kõrgetel sagedustel laias sagedusdiapasoonis vaadatuna olla mõnedel sagedustel ebastabiilsed:

- Seega tuleks kõigepealt määrata võimalikud ülalmärgitud ebasoovitavad ühendused, millised võivad viia võimendi võnkumistele.
- Seejärel aga stabiliseerida võimendi täiendava kaitseskeemiga, välistamaks otseseid ebasoovitavate ühenduste liideseid.

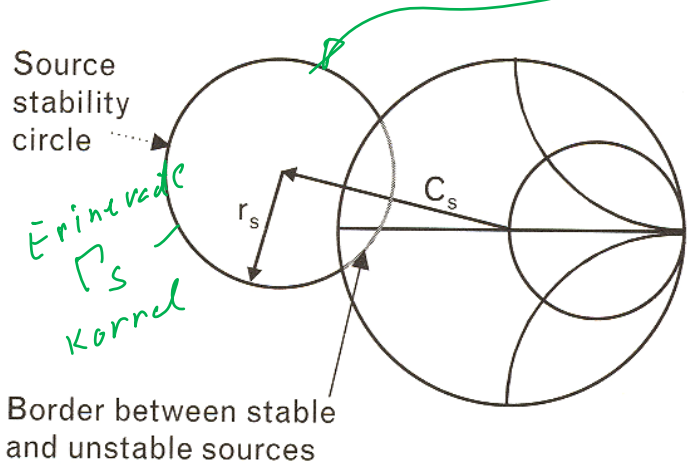
[43] Inglise keeles unfriendly terminations

Et minna lähemale kujutlustele Smithi diagrammil, selleks toome veelkord ära seose väljundi peegeldusteguri kohta: $|\Gamma_{OUT}| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right|$; valime siin ülatoodud variandi (b) järgi piirijuhu $|\Gamma_{OUT}| = 1$, saades $\left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right| = 1$.

Selle lahendamine Γ_S suhtes annab ringjoone võrrandid, millised nimetatakse allika stabiilsusringiks.

- Nii saame kõrvaloleva pildil: selle ringi keskpunkti kauguse Smithi diagrammi keskpunktist:

$$C_S = \frac{(s_{11} - s_{22}^* \Delta)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$



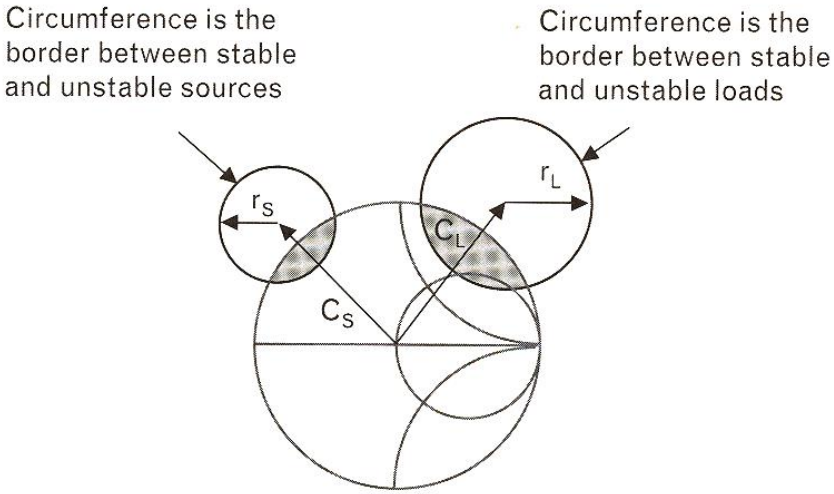
- ja ringi raadiuse:

$r_S = \frac{|s_{21}s_{12}|}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$. Täpselt analoogselt saame me kirjutad seosed Γ_{IN} suhtes, saades võrrandi, $\left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right| = 1$

kust saame avaldada koormuse stabiilsuse ringi võrrandi.

Need seosed on tänapäeval arvutatavad kaksport - S parameetritest lähtuvalt vastavate RS skeemide arvutusprogrammidega.

Lõpptulemina saame siis olukorrast järgmise pildi:



Nüüd on jäänud siis veel – kuidas määrata just stabiilse osa stabiilsusringidega seotud piirkondades.

Kõrvaltoodud joonisel on näidatud **allika** valik lähtudes sellest, kas see põhjustab **väljundis** peegeldusteguri

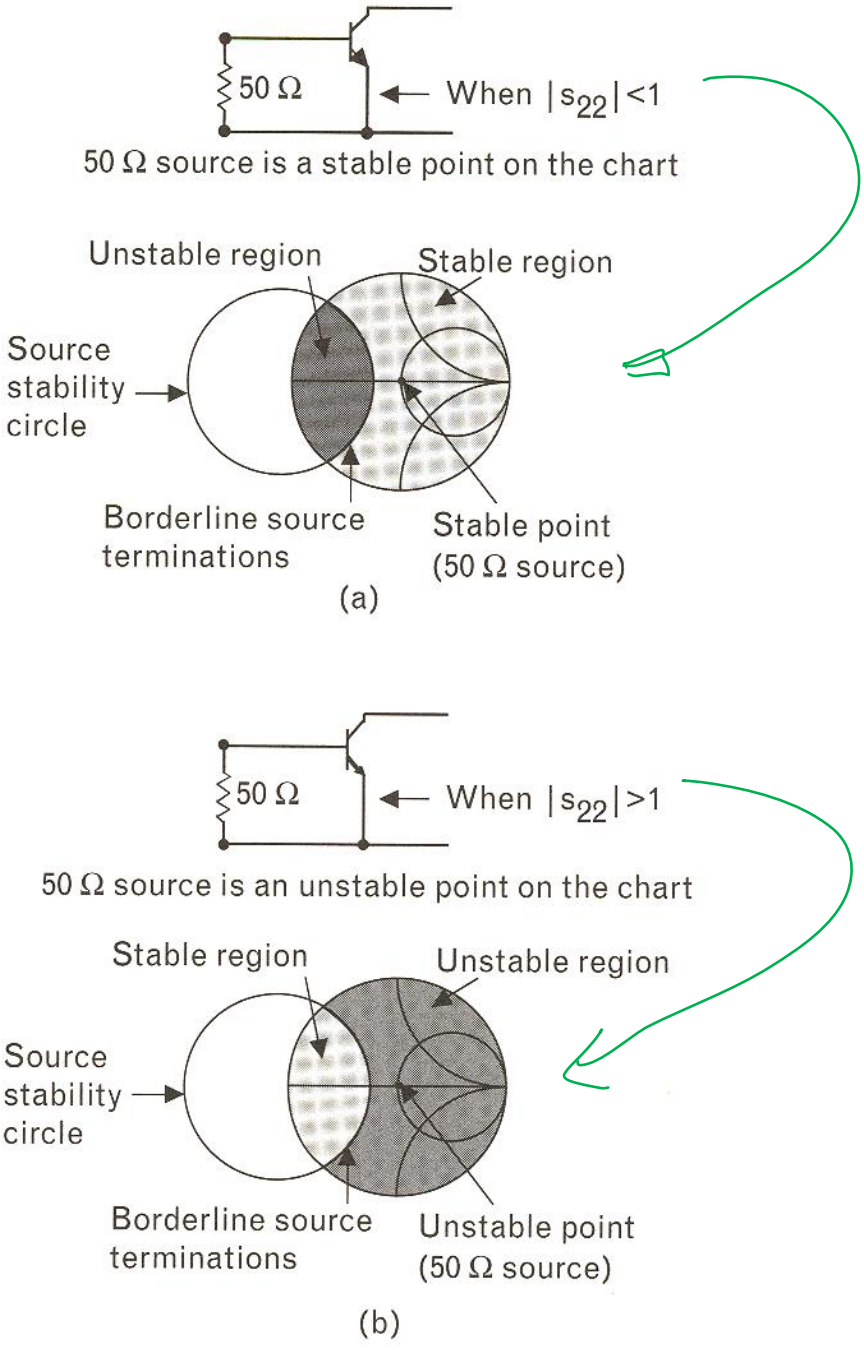
Γ_{OUT} ehk $|s_{22}|$ mis oleks:

- väiksem kui üks (stabiilne)
- või suurem kui üks (potentsiaalselt ebastabiilne skeem)

50 oomisele takistusele vastava (sellele vastab Smithi kaardi keskpunkt) sobituse korral (Γ_S =0)[44]

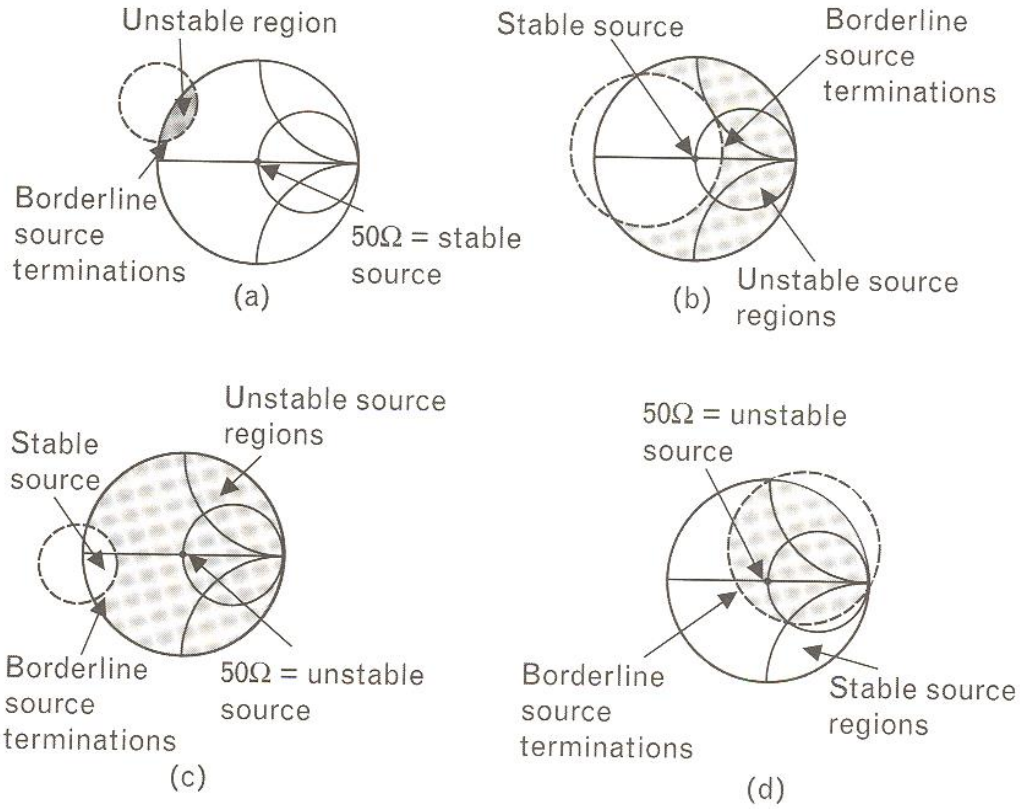
Seega, kui allika takistus on 50 oomi, siis juhul:

- kui $|s_{22}|<1$ on see 50 oomine takistus nn soovitud ehk siis stabiilsust tagav suurus; järelikult Smithi kaardi keskpunkt on stabiilses piirkonnas (näide a)
- kui aga $|s_{22}|>1$, on see takistus ebasoovitav ja võib põhjustada võnkumisi, Smithi kaardi keskpunkt asetseb ebastabiilses piirkonnas (näide b).



[44] Juhime tähelepanu sellele, et 50 oomisel sobitusel peegeldustegur sisendis $\Gamma_S = 0$. Nii saamegi siis et $|\Gamma_{OUT}| = s_{22}$ - tuginedes seosele $|\Gamma_{OUT}| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \right| < 1$.

Selgituseks toome veel mõned näited.



On antud sisendite peegeldustegurid 4 erineva transistori kohta ning neile vastavad allika stabiilsusringid. Viimased on arvutatud vastavate programmide toel. Määrata ebastabiilsed piirkonnad. Ka siin lähtume 50 oomise takistusega normeeritud Smithi diagrammist – kus siis ringi keskpunkt vastab 50 oomisele allika takistusele.

- Variant a. $s_{22} = 0{,}50\angle -140^0$. Siin $|s_{22}| < 1{,}0$ ja allika stabiilsusring ei haara Smithi kaardi keskpunkti.

Järeldus: Sisemine stabiilsusringi piirkond ebastabiilne, väline stabiilne. 50 oomine allikas on stabiilne.

- Variant b. $s_{22} = 0{,}66\angle -23^0$. Siin $|s_{22}| < 1{,}0$ ja allika stabiilsusring haarab Smithi kaardi keskpunkti.

Järeldus: Sisemine stabiilsusringi piirkond stabiilne, väline ebastabiilne. 50 oomine allikas on stabiilne.

- Variant c: $s_{22} = 1{,}12\angle 170^0$. Siin $|s_{22}| > 1{,}0$ ja allika stabiilsusring ei haara Smithi kaardi keskpunkti.

Järeldus: Sisemine stabiilsusringi piirkond stabiilne, väline ebastabiilne. 50 oomine allikas ei ole stabiilne.

- Variant d: $s_{22} = 1{,}20\angle -35^0$. Siin $|s_{22}| > 1{,}0$ ja allika stabiilsusring haarab Smithi kaardi keskpunkti.

Järeldus: Sisemine stabiilsusringi piirkond ebastabiilne, väline stabiilne. 50 oomine allikas ei ole stabiilne.

2.8.7. Resonantsvõimendi sobitus- ja häälestustingimused

Resonantsvõimendit on vaadeldud varasemalt raadiosaatjate kursuses. Seal käsitleti neid põhiliselt kui **võimendeid suurte signaalide** režiimis. Vastuvõtjate 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 režiimis omad iseärasused.

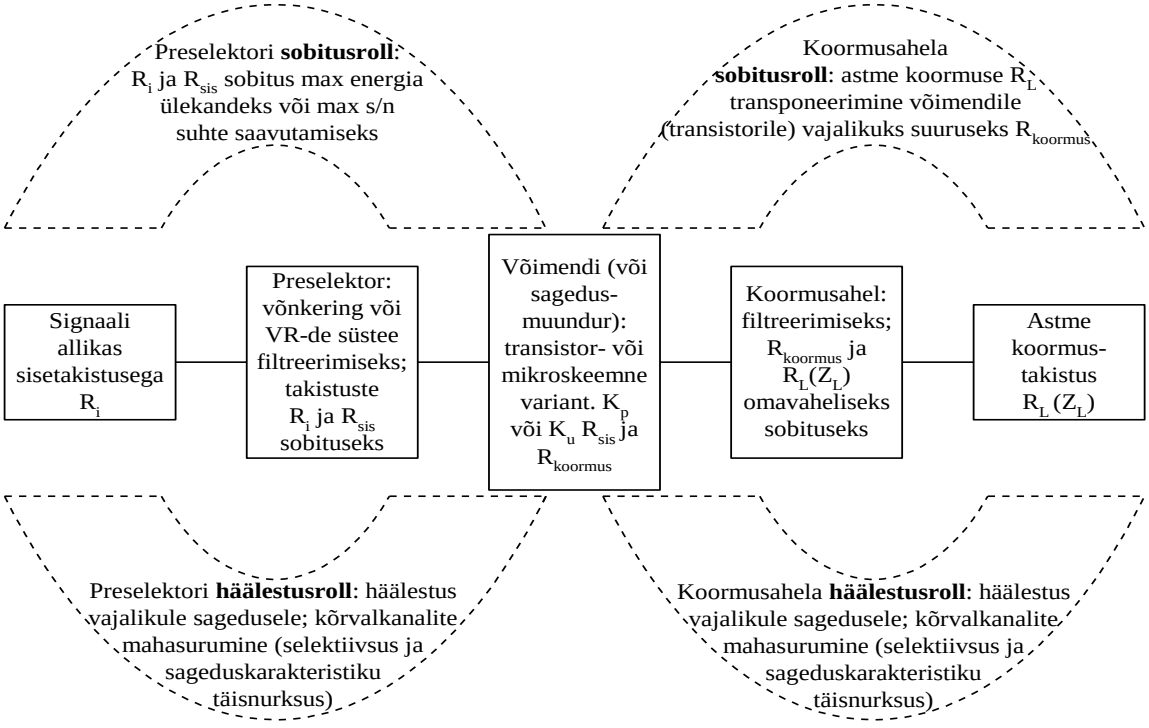
Eriti puudutab see

- võimendite lineaarsust,
- mürade minimeerimist,
- astmetevahelise sobituse valikut,
- erinevate filtrite kasutust.

Käesolevas osas on lähtutud põhiliselt allikatest [4, 12]

Sarnaselt resonantsvõimendiga käitub põhisignaali ülekandel ka sageduse muundur e. mikser. Erinevuseks, nagu ülalpool selgus, on täiendava abisignaali – heterodüünisignaali lisamine skeemi. Tegemist on siis signaalide ülekandega erinevatel sagedustel, mida iseloomustatakse muundusteguriga, olles oluliselt väiksem kui tavavõimendi samasageduslik ülekanne.

Resonantsvõimendit saab kujutada järgmisel üldkujul võimenduselemendi sisendis ja väljundis olevate sobitusahelatega (joon. 2.8.1):



Joonis 2.8.1.

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[45].

[45] 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.

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).
  - *Näited trafoga, induktiiv – ja mahtuvusliku sidestusega*

- 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[46]. 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).

- *Näide võnkeringiga*

Vaadates jällegi lihtsustatult ülaltoodud struktuuri sageduse muundurina, on selle preselektor ja koormusahel häälestatud erinevatele sagedustele, eraldamaks väljundis mitmete erisagedustega signaalide seast muundustulemust – tavaliselt siis signaali vahesagedusel.

Reonantsvõimendid projekteeritakse tänapäeval vastavate arvutiprogrammide (EvalLab, MicroSim jms). Alljärgnevalt on toodud mõned kaalutlused ja vahendid resonantsvõimendite realiseerimiseks.

Sobitusahelad (vt joon. 2.8.1) peavad täitma siis kahte ülesannet – takistuste sobitust (sobitustingimus) ja sageduslikku filtreerimist (häälestustingimus).

Takistuste sobitusel lähtutakse tavaliselt 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 ülekandele vastavast takistuste sobitusest.

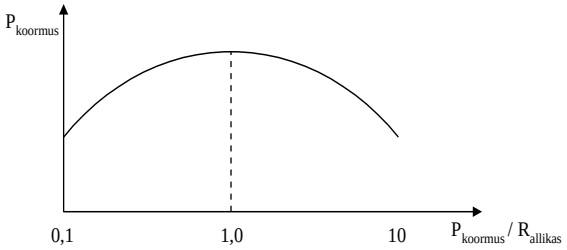
Ps:

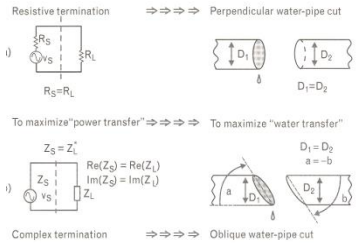
- Siia võib lisanduda veel sagedusliku selektiivsuse, realiseerituvuse jms kriteeriumid

[46] Vt ka raadiosaatjate kursuse vastavat osa – koormusahelad.

2.8.8. Sobituse lähtekohad

Niisiis, on teada, et signaali ülekandel saadakse maksimumväärtus juhul, kui **signaaliallika sisetakistus (väljundtakistus) võrdub koormuse sisendtakistusega** (joon. 2.8.2).

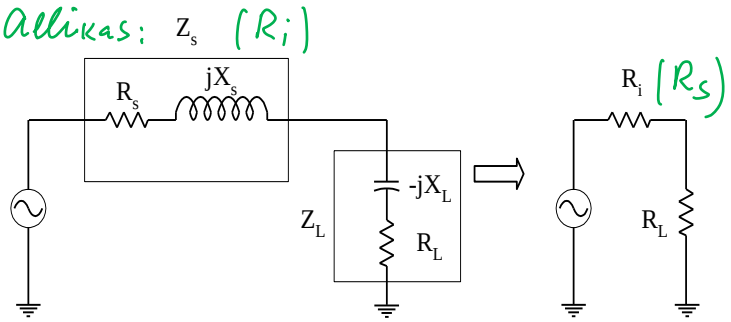




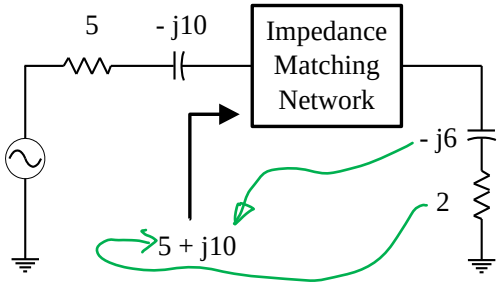
Joonis 2.8.2

Kui on tegemist komplekssete takistustega, siis kompleksne signaaliallika sisetakistusega $Z_i = R_i + X_i$, peab koormuse takistus maksimaalseks signaali ülekandeks võrduma selle kaaskompleksse avaldisega $Z_L = R_i - X_i$.

Skeemiliselt tähendakse see seda, et kui näiteks signaaliallikal on induktiivne iseloom, siis koormus peaks olema samasuure, kuid mahtuvusliku iseloomuga reaktiivsusega (joon. 2.8.3) 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.



Joonis 2.8.3



Joonis 2.8.4

Suvaliste takistuste sobitamisel tulebki silmas pidada:

- tuleb tekitada olukord, kus takistused moodustuksidki kui kaaskomplekssed suurused.
- Selleks luuakse täiendav ahel, mida kutsutaksegi siis ***sobitusahelaks***.
  - Katsume seda seletada joonisel 2.8.4 toodud näite abil:

Olgu signaaliallika impedantsiks **5-j10 oomi** ja koormuse impedantsiks **2-j6 oomi**.

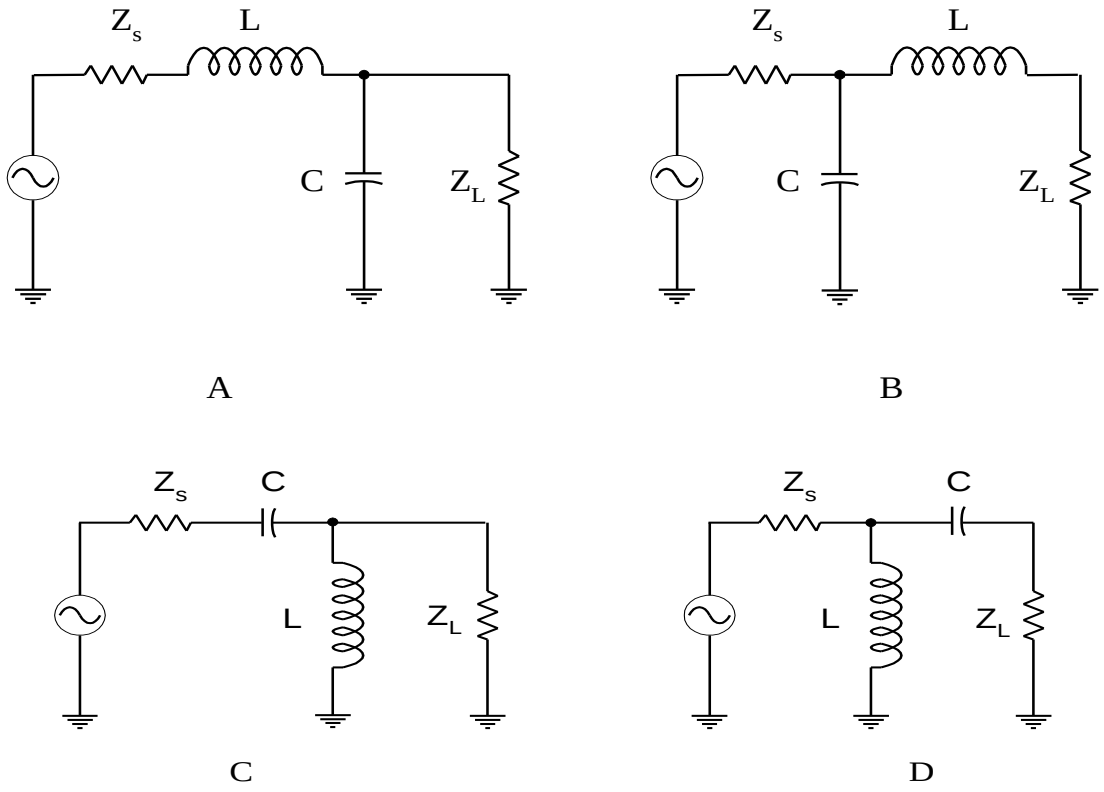
Sobitusahela ülesandeks on seega transformeerida 2-j6 oomi signaaliallika kaaskomplekssseks suuruseks 5+j10 oomi.

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.

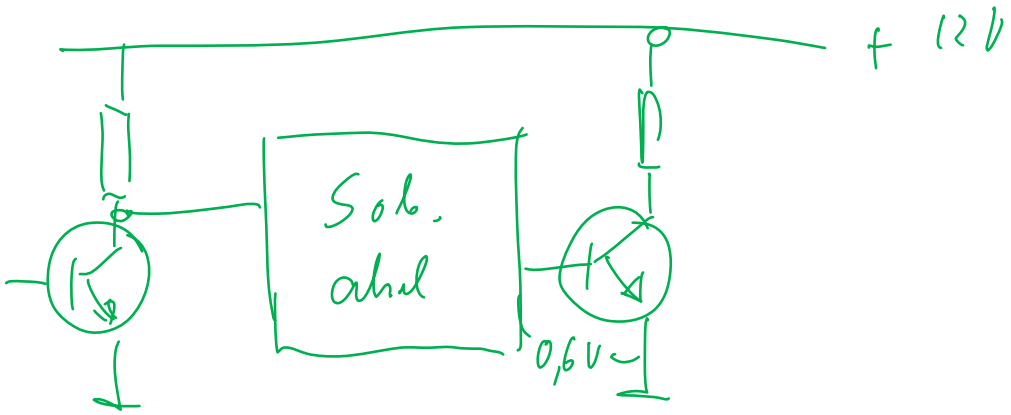
2.8.9. L – kujulised sobitusahelad

A. 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. 2.8.5, a-d).

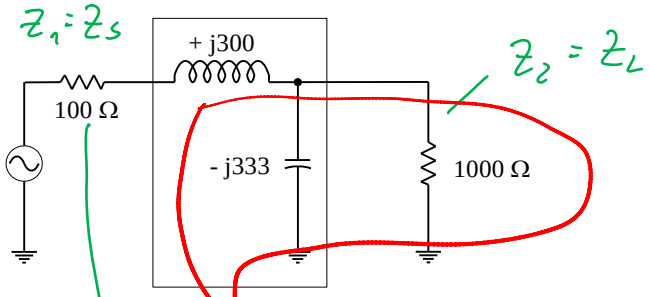


Joonis. 2.8.5

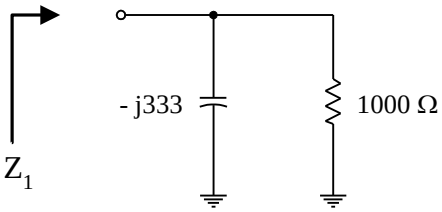


Enne kui pöördume ülaltoodud skeemide poole konkreetsemalt, vaatleme L-ahela üldist sobituspõhimõtet. Olgu meil vaja sobitada 100 oomine signaaliallika takistus 1000 oomise koormustakistusega (joon. 2.8.6). (Siin võiks meelde tuletada sobitust trafoga).

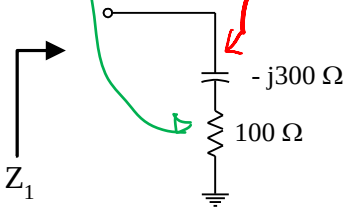
- Ühendades need takistused otse omavahel, kaotame ülekandes 4,8 dB ehk ca 1/3 signaaliallika võimalikust võimsuse ülekandest.
- Joonisel toodud sobitusahela ülesandeks ongi selle võimsuse kao ärahoidmine.
- Järgnevalt vaatleme, kuivõrd lihtsa selgituse saab anda sobitusahelale (joon. 2.8.7).



Joonis 2.8.6



Joonis 2.8.7



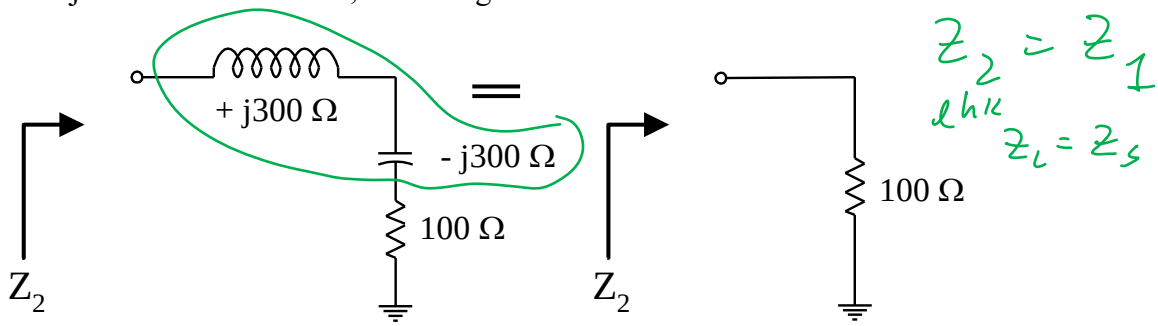
Joonis 2.8.8

Vaatleme milline näeb välja signaaliallika koormus, kui -j333 oomine takistus on paralleelne 1000 oomise koormusega. Arvutame takistuste paralleelühenduse valemist

$$Z = \frac{X_c R_L}{X_c + R_L} = \frac{-j333(1000)}{-j333+1000} = 315\angle -75{,}58^0 = 100 - j300 \text{ oomi (vt joon.2.8.8.).}$$

Näeme, et valitud paralleelühendus on signaaliallika takistusega kaaskompleksne (joonis 2.8.8) suurus!

Seega vastavalt joonisele 2.8.9 näeme, et olemegi sooritanud takistuste sobituse.



Joonis 2.8.9

Ülaltoodust võib teha ka järgneva üldistuse:

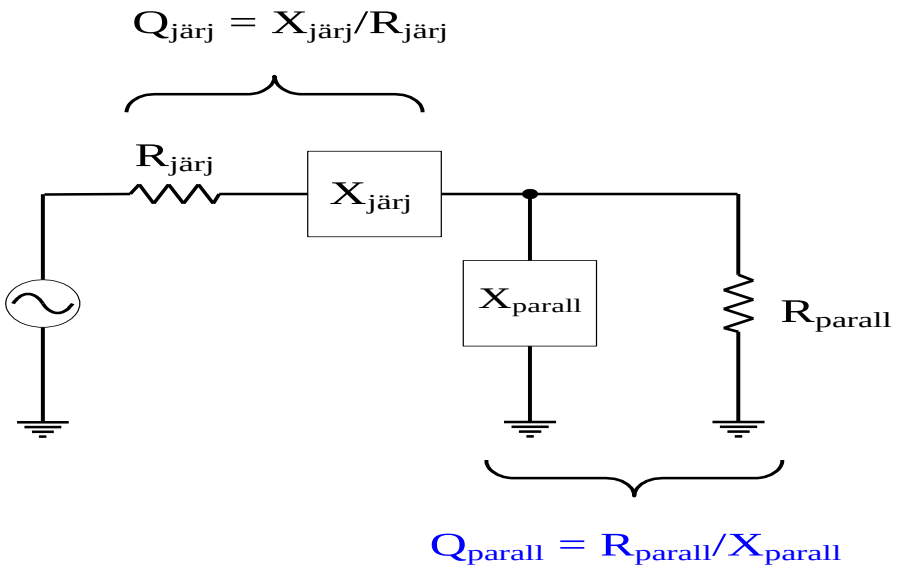
Sobitusahela **šunteeriv** (paralleelne) element on suurema takistuse allatransformeerimiseks (antud näites 1000 oomi 100-oomiseks), olles **suurema** takistuse poolel.

Järjestikkune element aga kompenseerib, resoneerides resonantssagedusel, reaktiivosa ahelast, olles **väiksema** takistuse poolel.

Siinjuures on siis kehtivad järgmised valemid:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1}; \quad Q_{järj} = \frac{X_{järj}}{R_{järj}}; \quad Q_{parall} = \frac{R_{parall}}{X_{parall}}$$

Kokkuvõtlikult saame L-kujuliste ahelate kohta teha järgmised järeldused (joon. 2.8.10):



Joonis 2.8.10.

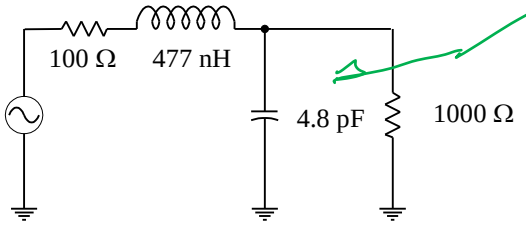
Arvutusnäide 2.8.1. Konstrueerida sobitusahel 100 oomise sisetakistusega signaaliallika ja 1000 oomise koormustakistuse vahel. Töösagedus 100 MHz. Lisaks on vajadus ülekanda ka voolu alaliskomponenti.

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 2.8.11)



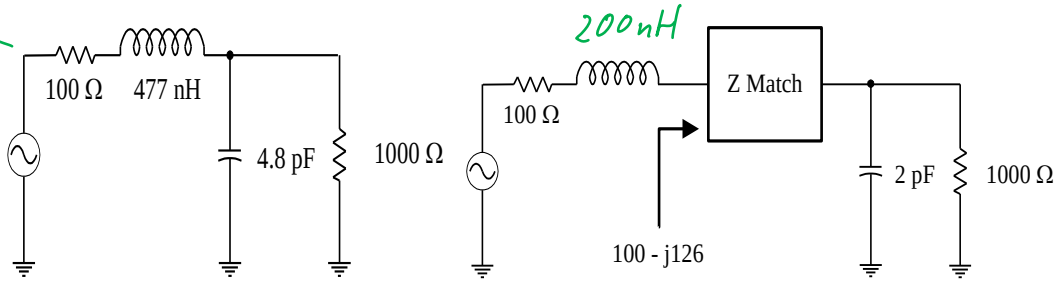
Joon 2.8.11

B. Komplekstakistuste sobitus

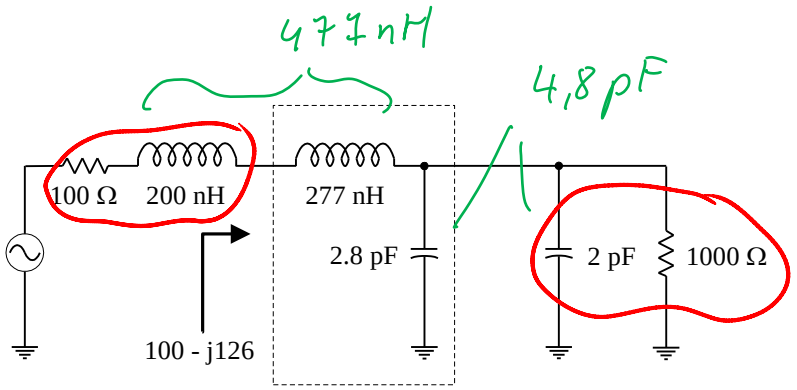
Tavaliselt on tegemist mitte puht-aktiivtakistuste sobitamisega, vaid tuleb arvestada ka takistuste reaktiivosadega ehk tuleb siis sobitada kompleksseid takistusi. Siin on kaks lähenemist:

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 võrdset ja vastasmärgilist reaktiivsusi üksteise kompenseerimiseks (resonantsi olukord).

Arvutusnäide 2.8.2. Kasutame **absortsioon-meetodit** järgmise olukorra lahendamiseks (joon. 2.8.12), sageduse 100 MHz juures).



Joonis 2.8.12 (L=200nH)

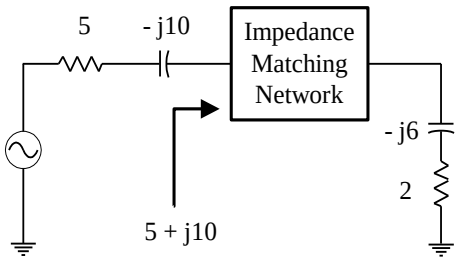


Joonis 2.8.13

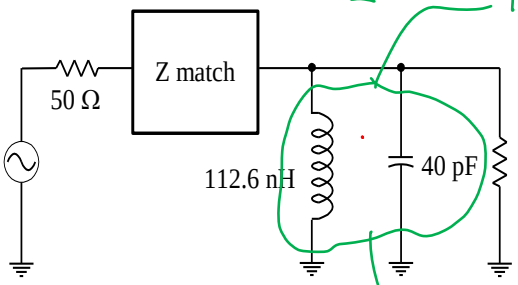
- Ignoreerides reaktiivsusi, sobitame 100 oomi 1000 oomiga. Selline lahendus meil oli juba eelmises näites (joon. 2.8.10).
- Koormuse poolses otsas saime puht takistuste sobitamiseks 4,8pF. Kuna meil on koormuses olemas juba sellest mahtuvusest 2 pF, jagame sobituseks vajaliku kogumahtuvuse 4, pF kaheks – etteantud reaktiivkoormuse mahtuvuseks 2pF ja konstrueeritava sobitusahela mahtuvuseks 2,8pF, (kokku 4,8pF). Nii oleme saanud sobitusahela ühe elemendi – kondensaatori väärtuseks 2,8pF (joon. 2.8.13).
- 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 2.8.3. Konstrueerida sobitusahel, mis blokeerib ühtlasi alalisvoolu ülekandumise vastavalt üldpõhimõttele (joonise kordus 2.8.14). Töösageduseks on 75 MHz. Lahendada **resonantsolukorra meetodil**.



Joonis 2.8.14 (üldpõhimõte)



Joon 2.8.15

- Takistamaks alalisvoolu ülekannet valime sobitusahela struktuuriks joon. 2.7.5. c variandi.
- Leiame induktiivsuse, mis annaks resonantsi 40pF kondensaatoriga

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{\left[2\pi(75\cdot 10^6)\right](40\cdot 10^{-12})} = 112{,}6 \text{ nH}$$

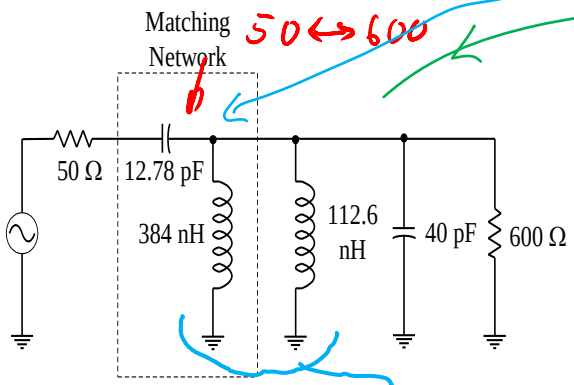
- Nüüd, kus oleme elimineerinud resonantsahelaga reaktiivsuse - mahtuvuse 40pF(joon. 2.8.15), vaatleme edasi sobitust puht- aktiivsete - 50 oomise ja 600 oomise takistuse vahel. Seega toimime nagu varemalt:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{600}{50} - 1} = 3{,}32.$$ Siit $X_{järj} = Q_{järj} R_{järj} = 3{,}32 \cdot 50 = 166$ oomi ja

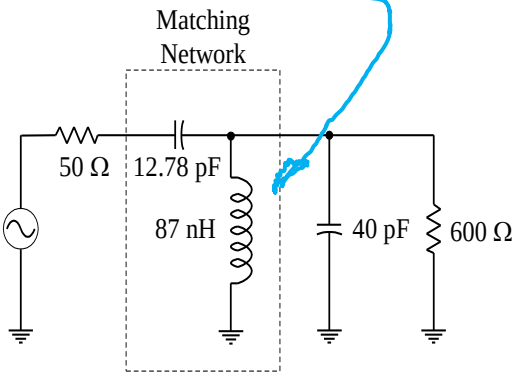
$X_{parall} = R_{parall} / Q_{parall} = 600 / 3{,}32 = 181$ oomi.

Saadud tulemuste elementväärtused 75 MHz-l on C=12,78pF ja L=384nH.

- Saime järgmise sobitusahela skeemi (joon.2.8.16)



-



Joonis 2.8.16 Joonis 2.8.17

- Võib näha, et lõpptulemust saab lihtsustada, asendades kahe induktiivsuse paralleelühenduse ühega: $L_{ekv} = \dfrac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ = 87 nH (joon. 2.8.17).

L-kujuliste sobitusahelate

- **eeliseks** on nende lihtsus (minimaalne arv elemente),
- **puuduseks** – nimelt sobitatavate takistuste vahekord määrab sobitusahela hüveteguri. Toome veelkord siin valemi $Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\dfrac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1}$.

Kui on vajadus **kõrgemate** hüvetegurite järele– millised tagavad ühtlasi ka sobitusahelale paremad filtreerimisomadused – tuleb 2 elemendilist sobitusahelat täiendada kolmanda elemendiga.

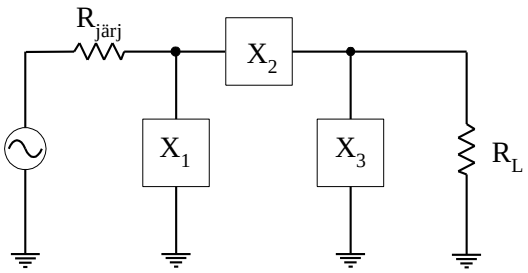
2.8.10. Kolmeelemendilised sobitusahelad.

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

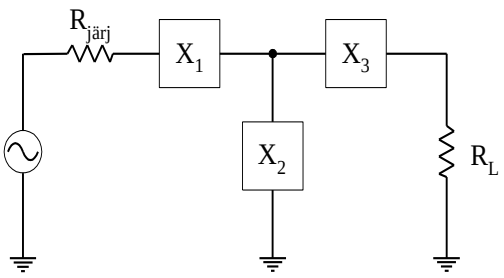
$$Q = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1}$$

määrab kolmeelemendise sobitusahela võimalike lõpmatu arvu hüvetegurite väärtuste juures nende **alumise piiri**.

Kolmeelemendilised sobitusahelad jagunevad Pii-kujulisteks ja T-kujulisteks ahelateks (joon. 2.8.18,19)



Joonis 2.8.18

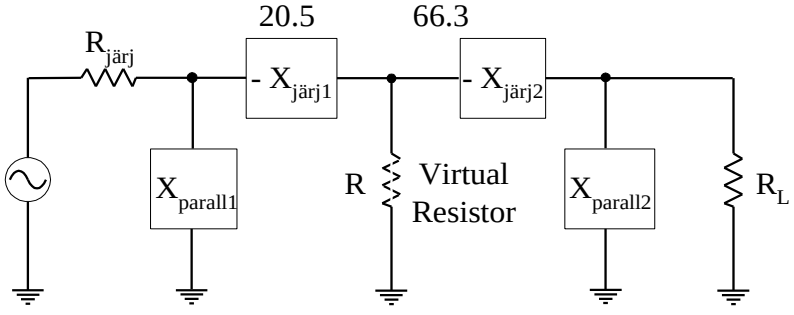


Joonis 2.8.19.

Siin R_s on kui signaaliallika sisetakistus, (mitte järjestikkune) olles R_i rollis; R_L jääb samaks

A. 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. 2.8.20). Oluline on täheldada, et sobitusahela järjestik – ja paralleelelemendid peavad olema vastasmärgilised (induktiivsused – mahtuvused või mahtuvused – induktiivsused).



Joon .2.8.20

Mõlemi L-sektsiooni projekteerimine toimub samamoodi 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

$$Q = \sqrt{\frac{R_{suurim}}{R} - 1}.$$

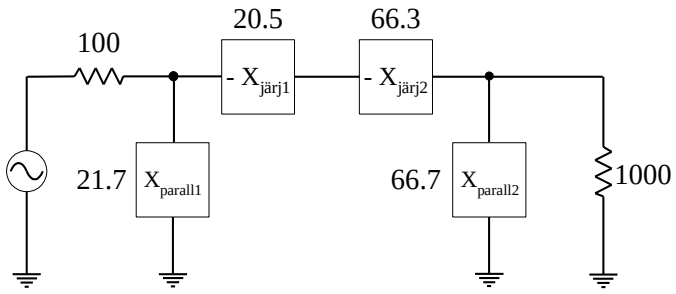
Siin R_{suurim} võrdub kas takistusega $R_{i\ allikas}$ või takistusega R_L, olenevalt kumb on suurem.

Arvnäide 2.8.4. Projekteerida 4 Pii kujulist ahelat lähteskeemi 2.7.20 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

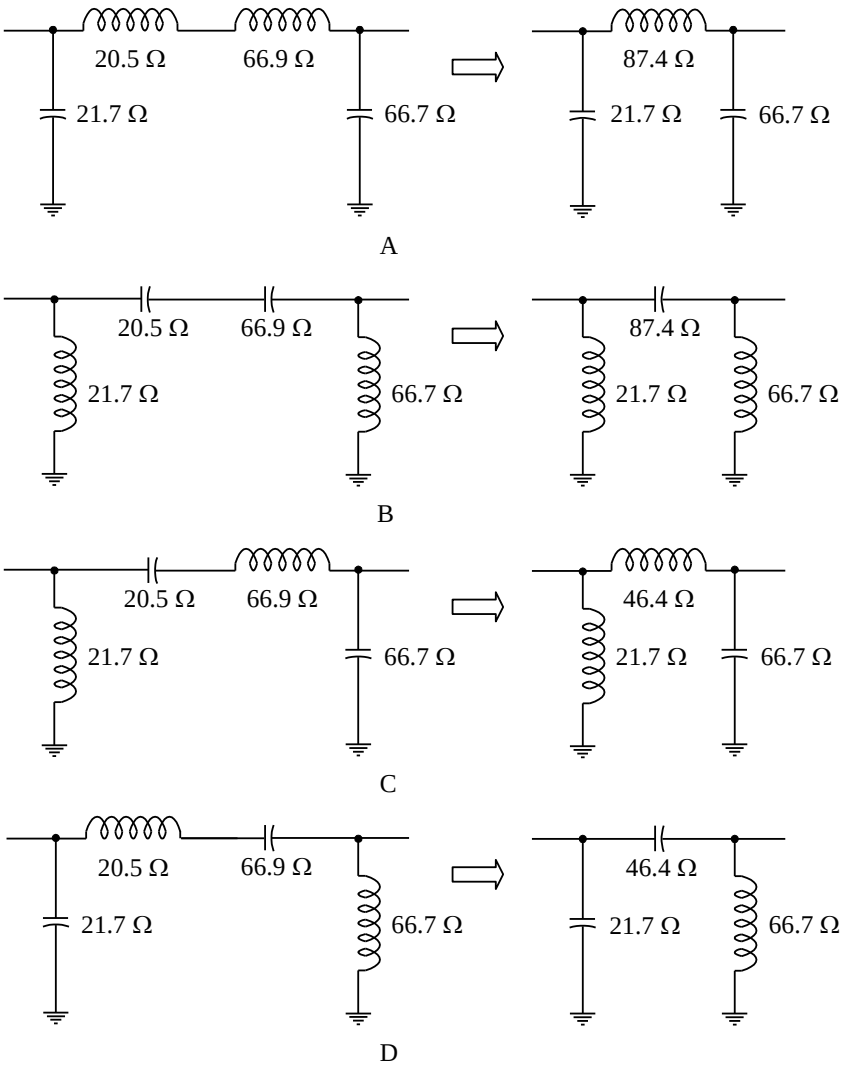
Oleme saanud komplekteerida sobitusahela koormuse poolel. Teise poole lahendame järgnevalt:

- Teise L-ahela hüve määrame nüüd kui $Q_1 = \sqrt{\frac{R_{järj}}{R} - 1} = \sqrt{\frac{100}{4{,}42} - 1} = 4{,}6$ oomi.
- 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 2.8.21.



Joonis 2.8.21

Selle skeemi alusel saame konstrueerida 4 põhiparameetrite osas samaväärset Pii-kujulist filtrit (joon. 2.8.22)



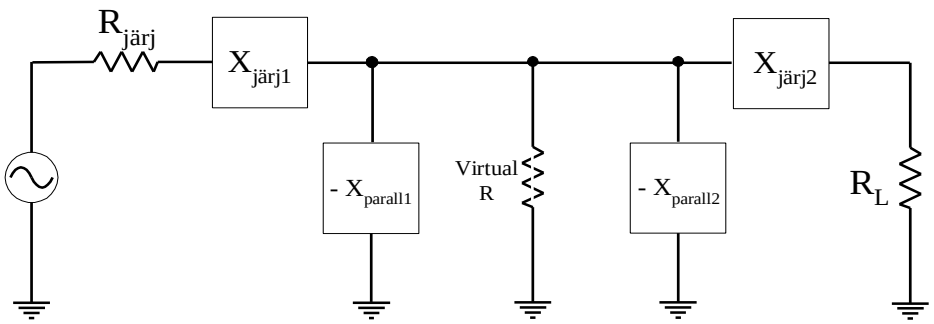
Joon 2.8.22

Saadud filtrid erinevad üksteisest

- erinevate lõpptulemina saadud üksikelementide väärtuste poolest
- alaliskomponendi ülekandmise/mitteülekandmise vaatevinklist
- üla- või subharmooniliste mahasurumisvõime poolest

B. 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. 2.8.23)



Joonis 2.8.23

T kujulise ahela hüve Q koormatud olukorras määratakse L-ahelaga, kus on kõrgem hüve. Kõrgema hüvega on L-ahel, mille lõpus on väikseim sumbuvustakistus[47]. 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 soes:

$$Q_{järj} = Q_{parall} = \sqrt{\frac{R_{parall}}{R_{järj}} - 1},$$

kus siis R_{parall} – L- ahela šunteeriva haru takistus;
$R_{järj}$ – L- ahela järjestikharu takistus.

Arvnäide 2.8.5. Lähtume joonisest 2.8.23. Konstrueerime 4 erinevat sobitusskeemi 10 oomilise allika takistuse sobituseks 50-oomilise koormusega. Iga lahenduse koormatud hüveteguri väärtuseks Q = 10.

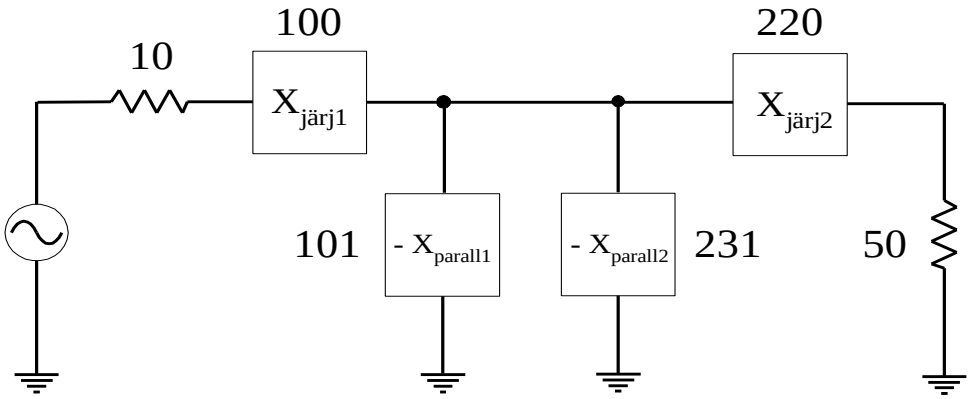
- Määrame virtuaaltakistuse suuruse: $R = R_{väikseim}(Q^2 + 1) = 10 \cdot 101 = 1010$ oomi (joonis2.8.24).
- Leiame esimese L-ahela järjestikreaktiivsuse $X_{järj.1} = QR_{järj} = 10 \cdot 10 = 100$ oomi;

[47] Sumbuvustakistuseks (terminating resistance) antud juhul on siis L-ahela järjestiktakistus

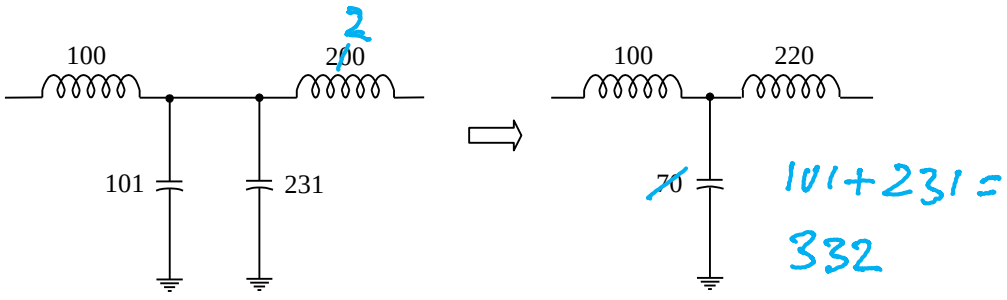
- Leiame esimese L-ahela paralleeltakistuse $X_{parall1} = \frac{R}{Q} = \frac{1010}{10} = 101$ oomi
- Koormusepoolse L-ahela hüva on määratud virtuaalse takistuse ja koormustakistusega:

  $Q_2 = \sqrt{\frac{R}{R_{koormus}} - 1} = \sqrt{\frac{1010}{50} - 1} = 4{,}4$ 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.

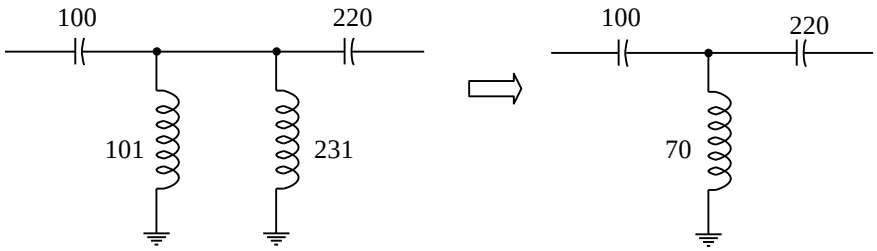
Lahendus on toodud üldkujul joon. 2.8.24, olles aluseks konkreetsete lahenduste koostamisel (joon. 2.8.25).



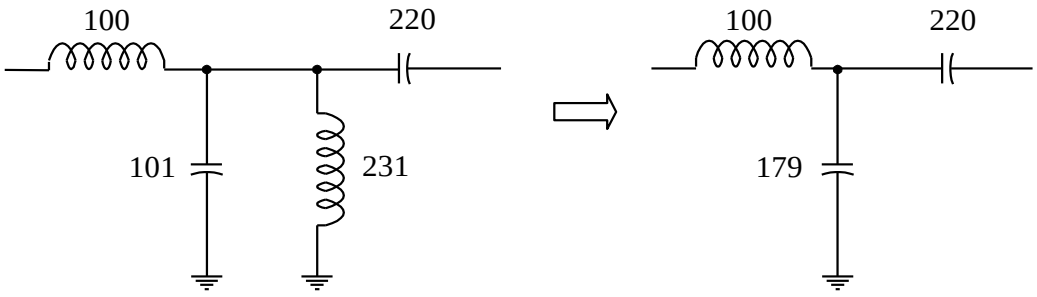
Joonis 2.8.24



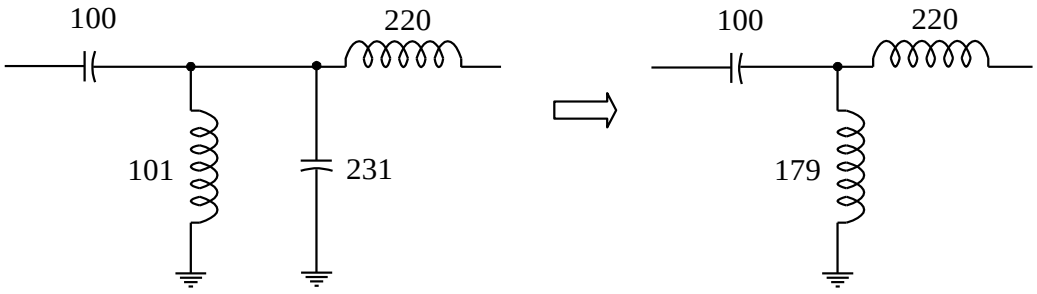
A



B



C

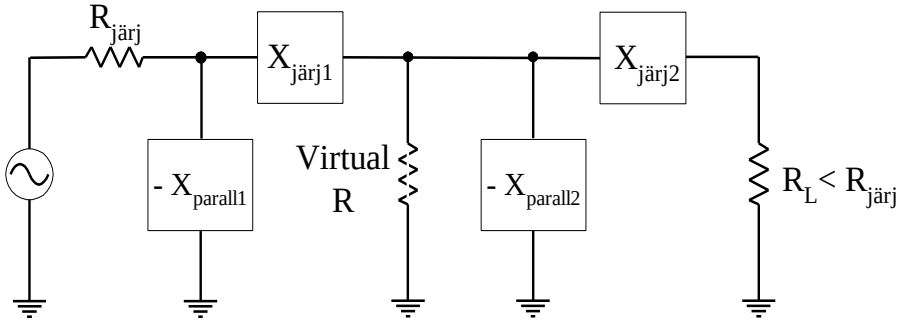


D

Joonis 2.8.25

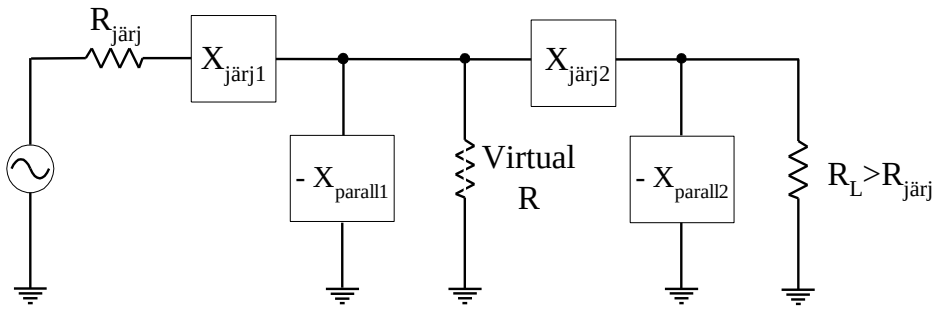
2.8.7. Laiaribalised sobitusahelad

Laiaribalised 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[48] (joon. 2.8.26).



A

[48] T- ja Pii-kujulistes ahelatse ühendati 2 ühesugust L-kujulist ahelat vastakuti, siin aga 2 või rohkem ühesugust L- ahelat ühtepidi (ühes suunas) järjestikku.



B

Joonis 2.8.26

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.

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;

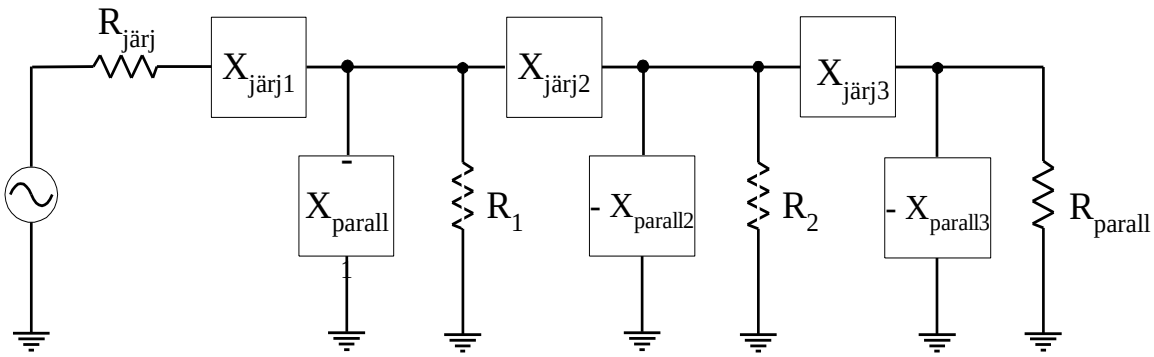
R_{suurim} – suurim sumbuvustakitus.

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:

$$\frac{R_1}{R_{väikseim}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \cdot .. = \frac{R_{suurim}}{R_n}.$$

Siin takistused R_1, R_2, ... R_n – L-ahelate vahelised virtuaalsed takistused.

Ülaltoodut aitab selgitada kolmeastmelise sobitusahela joonis 2.8.27



Joonis 2.8.27

2.8.8. Smithi kaart (ringdiagramm)

A. 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.

Vaadeldes siinkohal Smithi diagrammi kui vahendit takistuste sobitamiseks, saame signaali ülekandmisel allikast takistusega Z_s koormusele takistusega Z_L avaldada signaali peegeldusteguri (reflektsiooniteguri) Γ [49] alljärgnevalt: $\Gamma = \frac{Z_s - Z_L}{Z_s + Z_L}$. Normeerides seda avaldust koormustakistuse Z_L suhtes, saame: $\Gamma = \frac{Z_0 - 1}{Z_0 + 1};$ kus normeeritud komplekstakistus $Z_0 = \frac{Z_s}{Z_L} = R + jX$.

Reflektsiooniteguri polaarkuju saab esitleda samuti reaal- ja imaginaarosana, saades $\Gamma = p + jq$

Asetades toodud komplekskujud normeeritud peegeldusteguri lähtevalemisse, saame tulemuseks:

[49] Seose loogilisust saab kontrollida, võttes $Z_s = Z_L \Rightarrow \Gamma = 0$.

$p + jq = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1}$ 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: $X = \left(\frac{p(R+1)^2 - R^2 + 1}{1 - p} \right)$. Pannes selle q valemisse, saame X elimineerimisega:

1. Seos aktiivtakistusega R: $\left(p - \frac{R}{R+1} \right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{R+1} \right)^2$.

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:

2. Seos reaktiivtakistusega $(p-1)^2 + \left(q - \frac{1}{X} \right)^2 = \left(\frac{1}{X} \right)^2$.

Ka see kujutab endast ringjoonte võrrandit, kus **igale reaktiivtakistusele vastab oma ringjoon** keskmega $p = 1; \quad q = \frac{1}{X}$ ja raadiusega $r_X = \frac{1}{X}$.

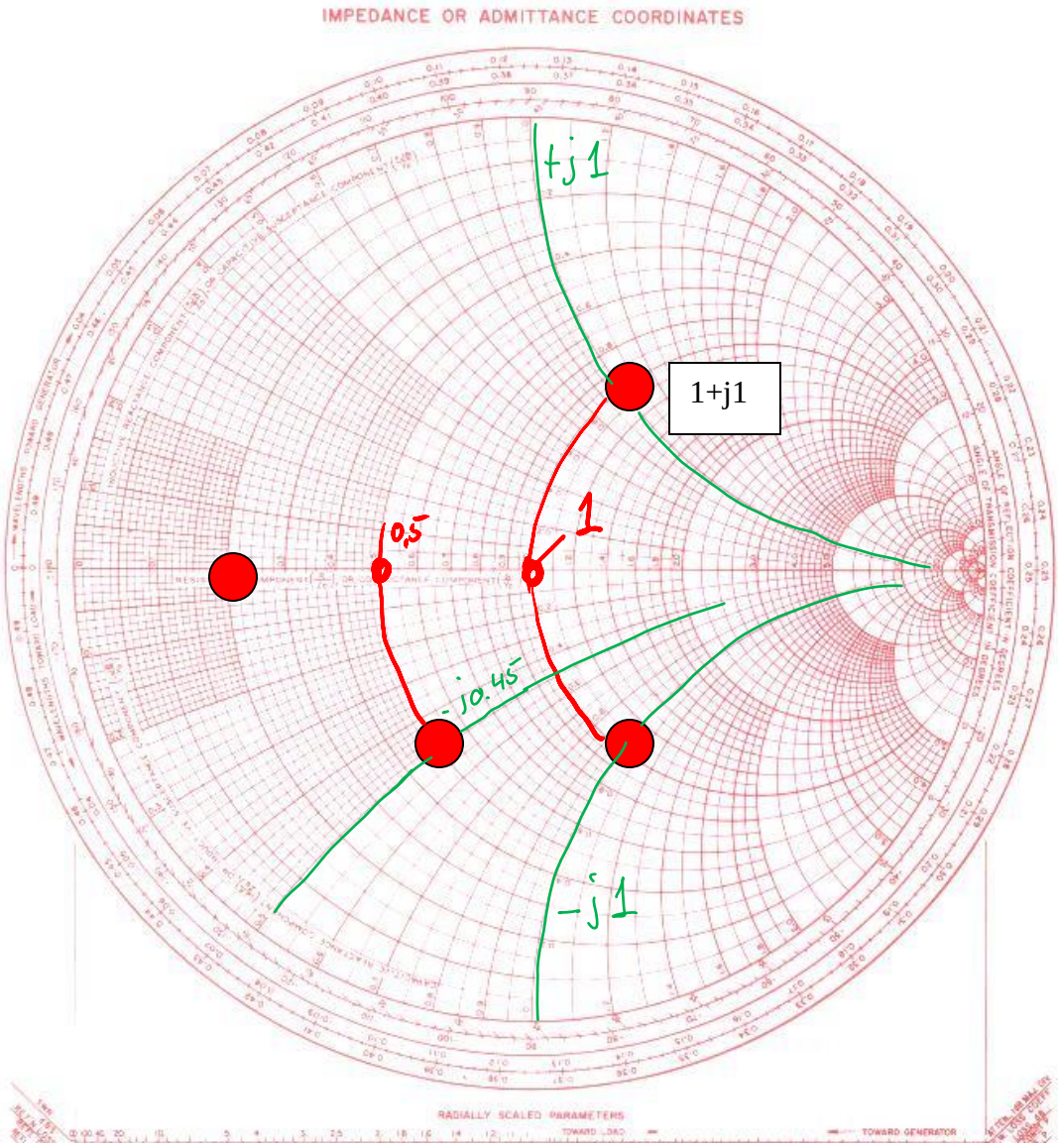
Vastavad ringjooned iseloomustavad siis kas induktiivse või mahtuvusliku iseloomuga püsitakistuslikku reaktiivsust.[50]

Pannes ülaltoodud kaks graafikut kokku, saamegi aktiiv- ja reaktiivtakistusi kujutava Smithi ringdiagrammi[51] (joonis 2.8.28)

---

[50] 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).

[51] Smithi kaart omab tavaliselt veel lisaskaalasi seisevlaine teguri (SLT, SWR), peegeldusteguri ja transmissiooni kadude määramiseks.



Joonis 2.8.28

B. Takistuste kandmine Smithi kaardile

Iga punkt Smithi kaardil kujutab järjestik-aseskeemina kujutatud (järjestikku ühendatud) aktiiv- ja reaktiivtakistust kujul $Z = R + jX$.

Näide 1 (joon. 2.8.28):

- 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.

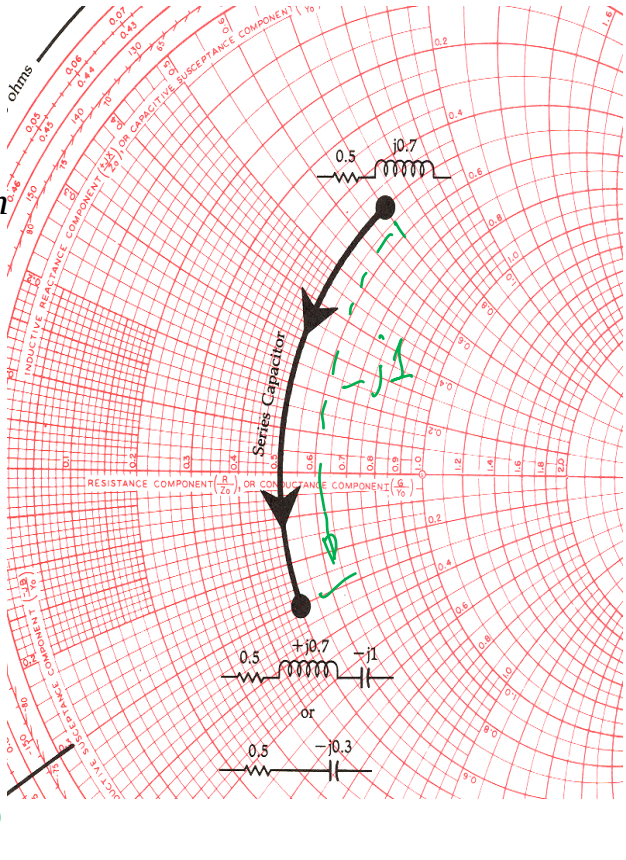
Näide 2.

Kujutame graafiliselt, kuidas mõjutub lähteskeem $z = 0{,}5 + j0{,}7$ *oomi* järjestikmahtuvuse $-j1{,}0$ *oomi* juurdelisamisel. Matemaatiliselt saame:

$$Z = 0{,}5 + j0{,}7 - j1{,}0 = 0{,}5 - j0{,}3 \text{ oom}$$

.

Selline peaks siis olema lõpptulemus. Vaatleme seda protsessi graafiliselt (joon. 2.8.29):



Joonis 2.8.29

Reeglid on järgnevad:

- Järjestik**mahtuvuse** lisamisel impedantsi kaardil[52] tuleb liikuda **vastu kellaosuti liikumise suunda** mahtuvusliku takistuse väärtuse võrra (kogureaktiivsus läheb mahtuvuslikumaks); (negatiivsemaks)

- Järjestik**induktiivsuse** lisamisel tuleb liikuda **kellaosuti liikumise suunas** induktiivtakistuse väärtuse võrra . kogureaktiivsus läheb induktiivsemaks.

[52] Smithi diagrammi kujutatakse ka juhtivuste baasil

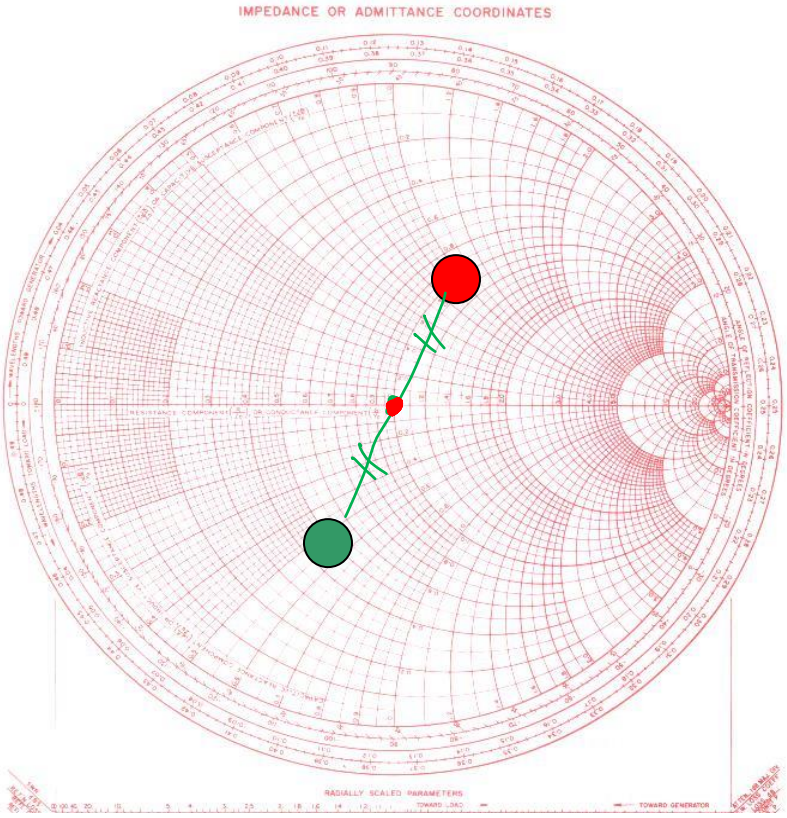
C. Takistuste kujutamine juhtivustena

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: $Y = G \pm jB$.[53]

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 (joon. 2.8.30):

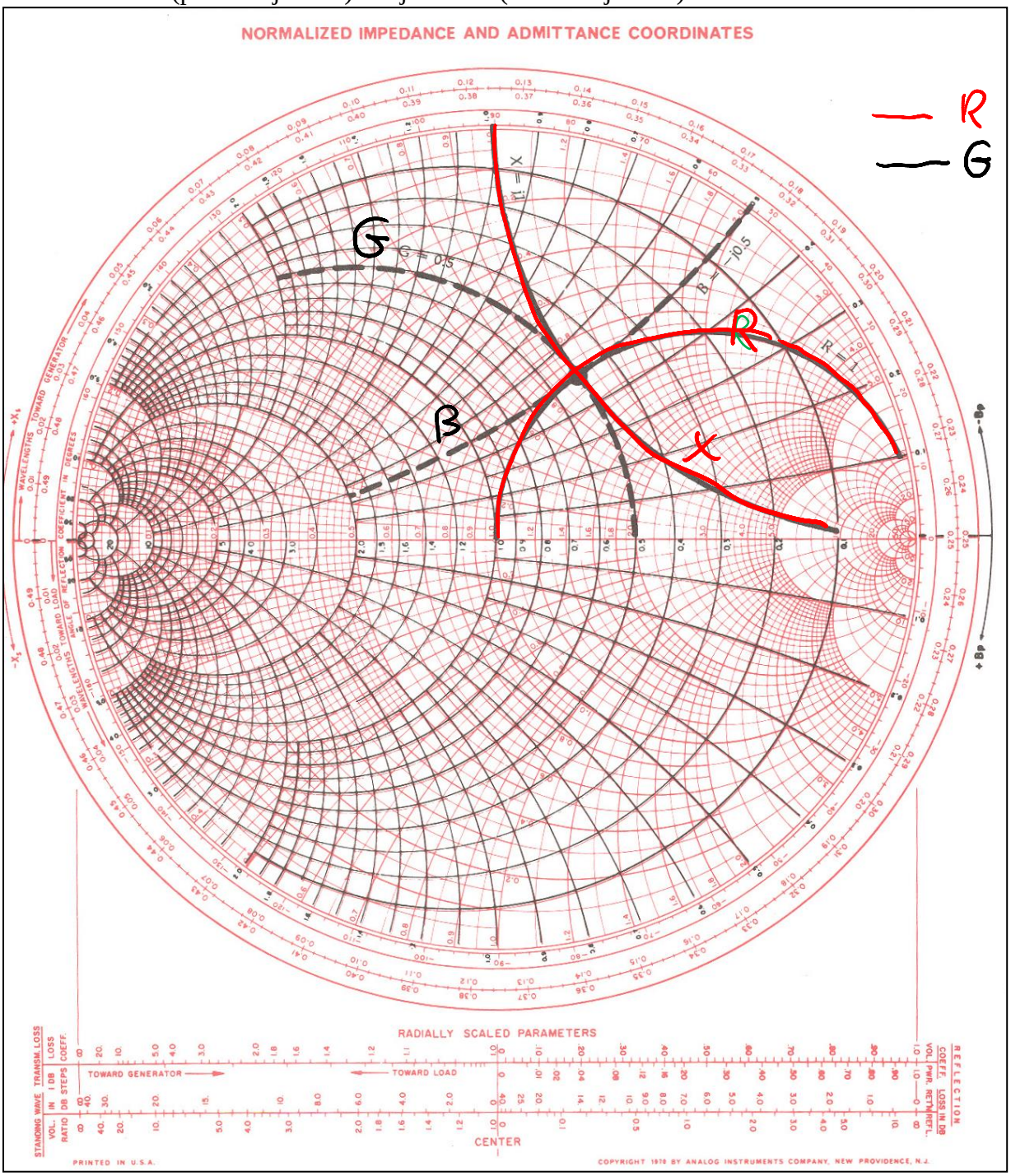


Joonis 2.8.30

Mõlemad punktid asetsevad samal kaugusel keskpunktist, kuid vastassuundades. Seetõttu saame ilma täiendavate arvutusteta leida takistusele vastava juhtivuse ja vastupidi.

[53] 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.

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 (joon.2.8.31) - nii takistusi (punased jooned) kui juhtivusi (tumedad jooned).



Joonis 2.8.31

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:

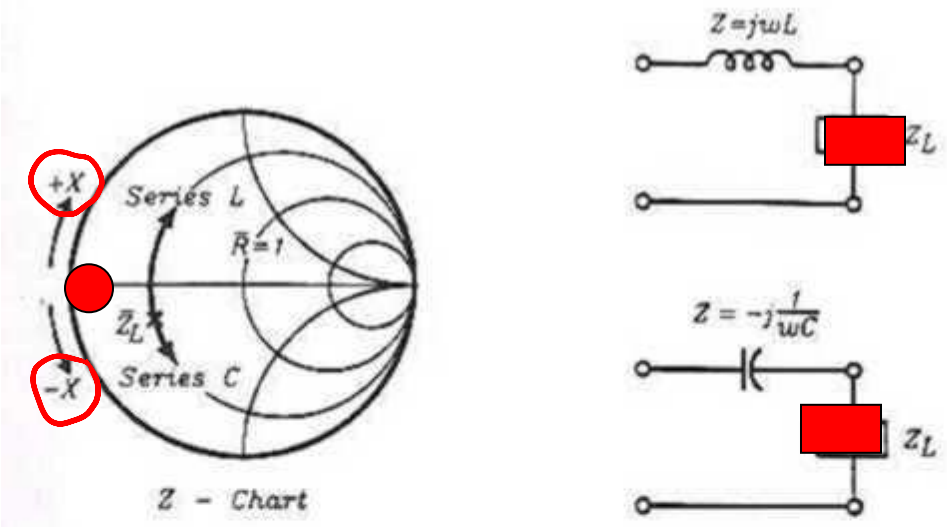


FIGURE 2.35 Adding a series reactance to a load.

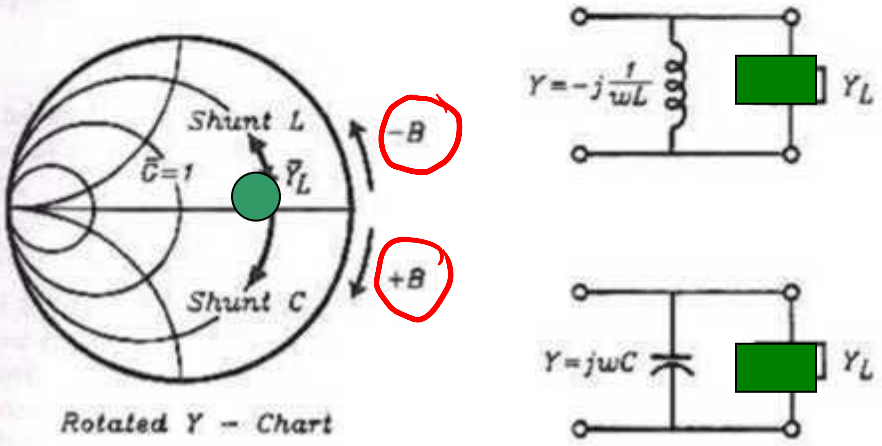
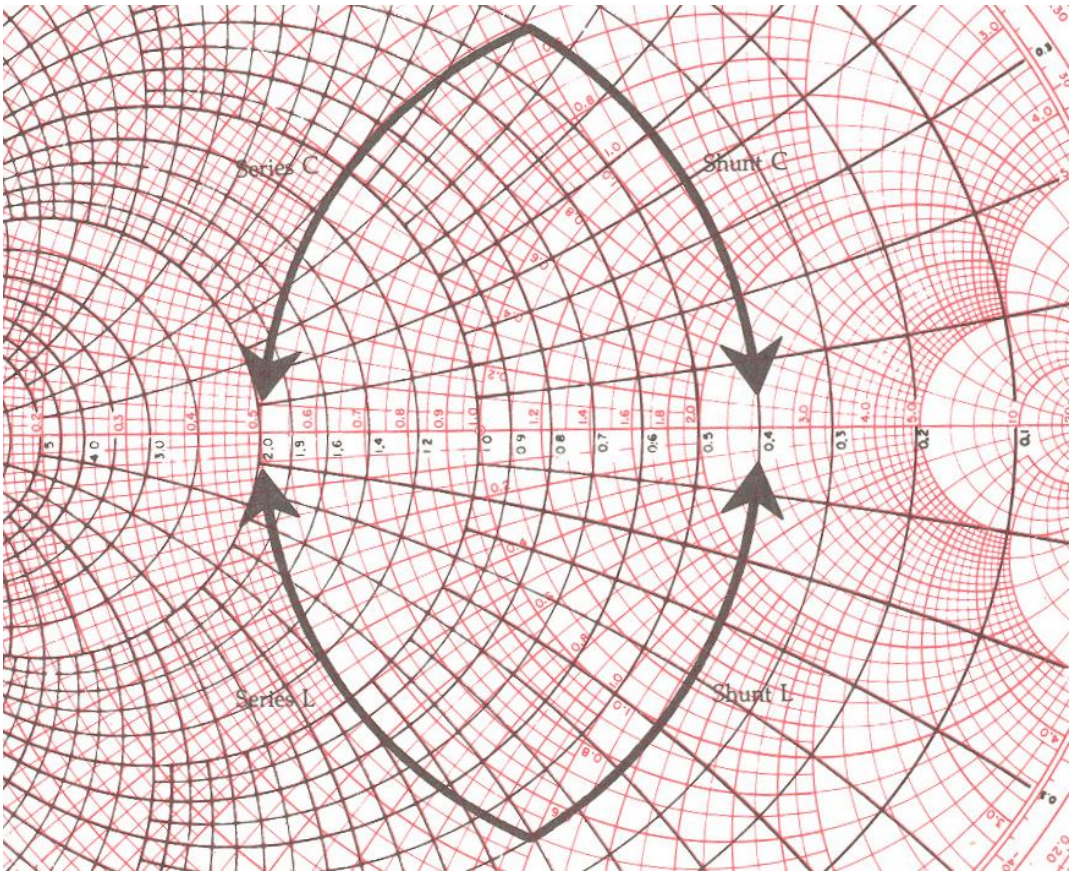


FIGURE 2.36 Adding a shunt reactance to a load.

Joonis 2.8.32

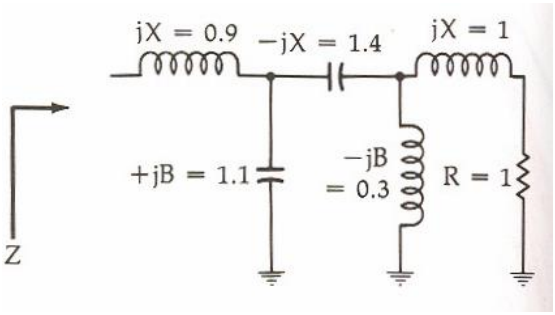
1. Järjestikühendus esitatakse takistusühikutes
2. Paralleelühendus esitatakse juhtivusühikutes
3. Positiivne reaktiivsus lisandub mööda kaart kellaosuti liikumise suunas
4. Negatiivne reaktiivsus lisandub mööda kaart vastu kellaosuti liikumise suunale



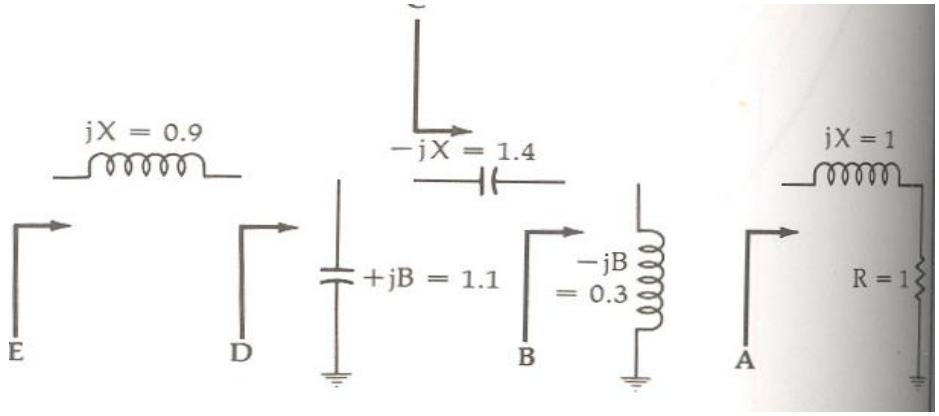
Joonis 2.8.33

Kujutades seda kõike ühel takistuste – juhtivuste Smithi kaardil, saame ülaltoodud pildi (joon. 2.8.33).

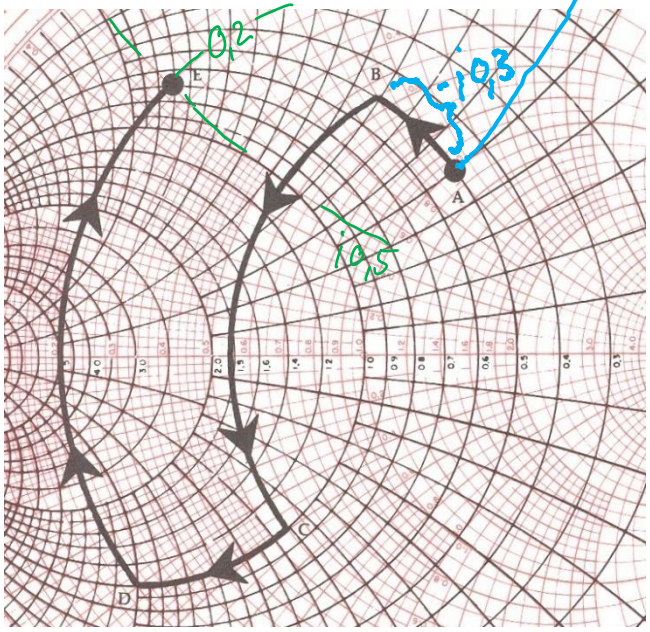
Näide 1. Kujutame skeemi (joon. 2.8.34) sisendtakistust Smithi diagrammil. Selleks esitame toodud skeemi kui üksikelementidest koosnevana (joon. 2.7.35). Järgnevalt konstrueerime üksikelementide kaupa nende esituse ringdiagrammil (joon. 2.8.36).



Joonis 2.8.34



Joonis 2.8.35



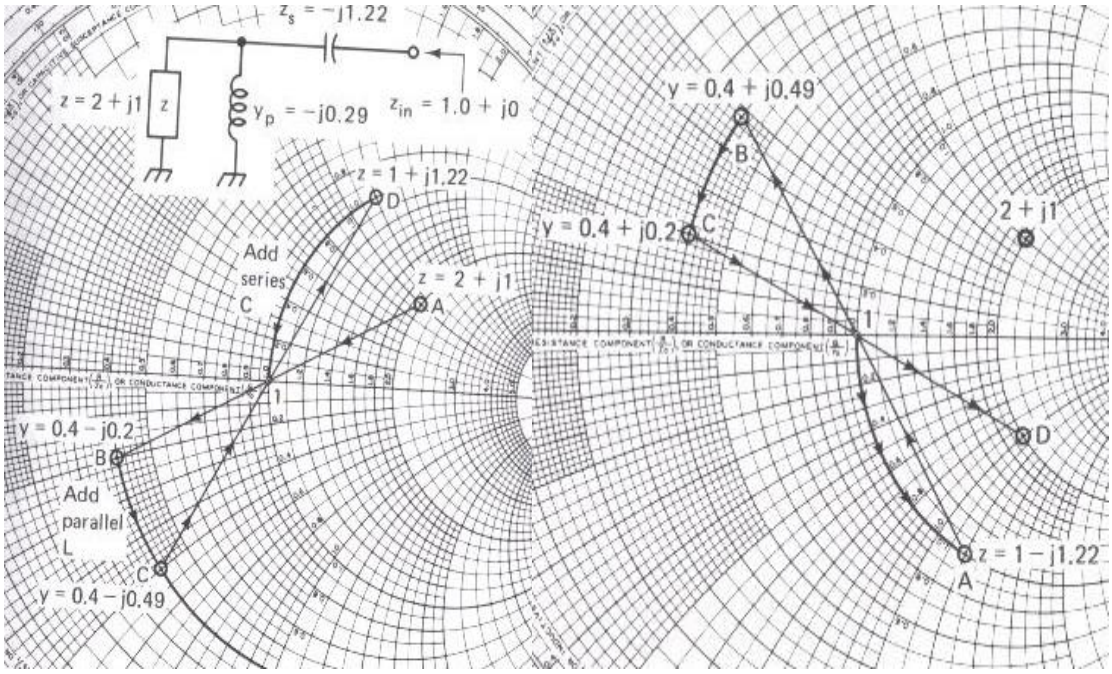
Joonis 2.8.36

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. Konstrueerime joonisel 2.8.37 toodud toodud ahelast kujutise ringdiagrammil alates koormusest (vasakpoolne näide) ja signaaliallikast (parempoolne näide)



Joonis 2.8.37

2.8.9. Takistuste sobitus Smithi kaardil

A. Kaheelemendiline takistuste sobitus

Nägime, et Smithi kaardil on lihtne kujutada elementide järjestikkuseid (Z esitus) ning paralleelühendusi (Y esitus). Nurksagedus $\omega = 2\pi f$:

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**

$$L = \frac{N}{\omega B}.$$

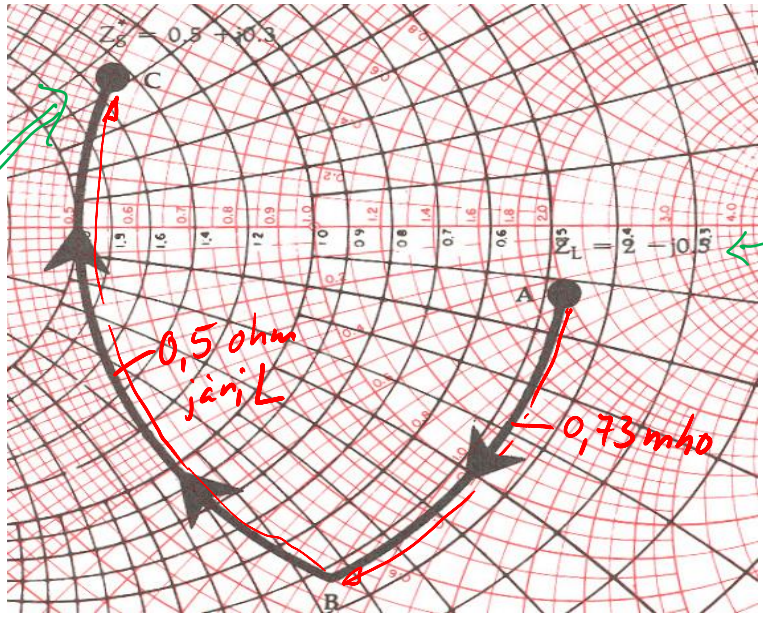
X – kaardilt loetud reaktiivtakistus
B – kaardilt loetud reaktiijuhtivus
N – normaliseerimistegur (normeerimistegur), kasutatud tegelike sobitussuuruste kohaldamisel normeeritutega.

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 transformeeruma (signaaliallika suhtes):
kui 25-j15 kaaskompleksne suurus: 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 (joon.2.8.37):

1. Signaaliallika normeeritud takistuseks kujul, millega allikas peaks olema koormatud (lähtesuurusega kaaskompleksne takistus) **0,5+j0,3 oomi** (punkt C);

   Koormuse normeeritud takistuseks Z_L = **2-j0,5 oomi** (punkt A). Kanname märgitud suurused Smithi kaardile, saades vastavad punktid C ja A.



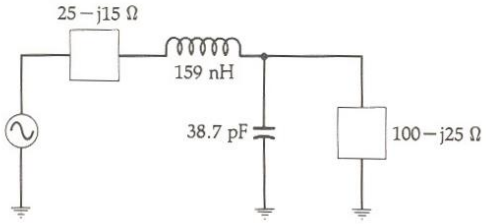
Joonis 2.8.37

2. Ainukeseks teeks (madalpääsfiltri lahenduseks) jõudmaks punktist A punkti C on minna üle punkti B:
3. Jõudmaks allika kaaskomplekssет 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:

$$X_C = \frac{1}{+jB} = \frac{1}{j0,73mho} = -j1,37oomi \ :$$

6. Minnes üle normaliseeritud suurustelt tegelikele, saame:

$$X_L = 60oomi; \quad X_C = 68,5oomi .$$



Joonis 2.8.38

7. Komponentide tegelikud suurused tuleksid:

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{60}{2\pi(60*10^6)} = 159nH ; \qquad C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi(60*10^6)(68,5)} = 38,7\,pF .$$

Arvutuste tulemina saadud skeem on toodud joonisel 2.8.38.

B. Kolmeelemendiline sobitus

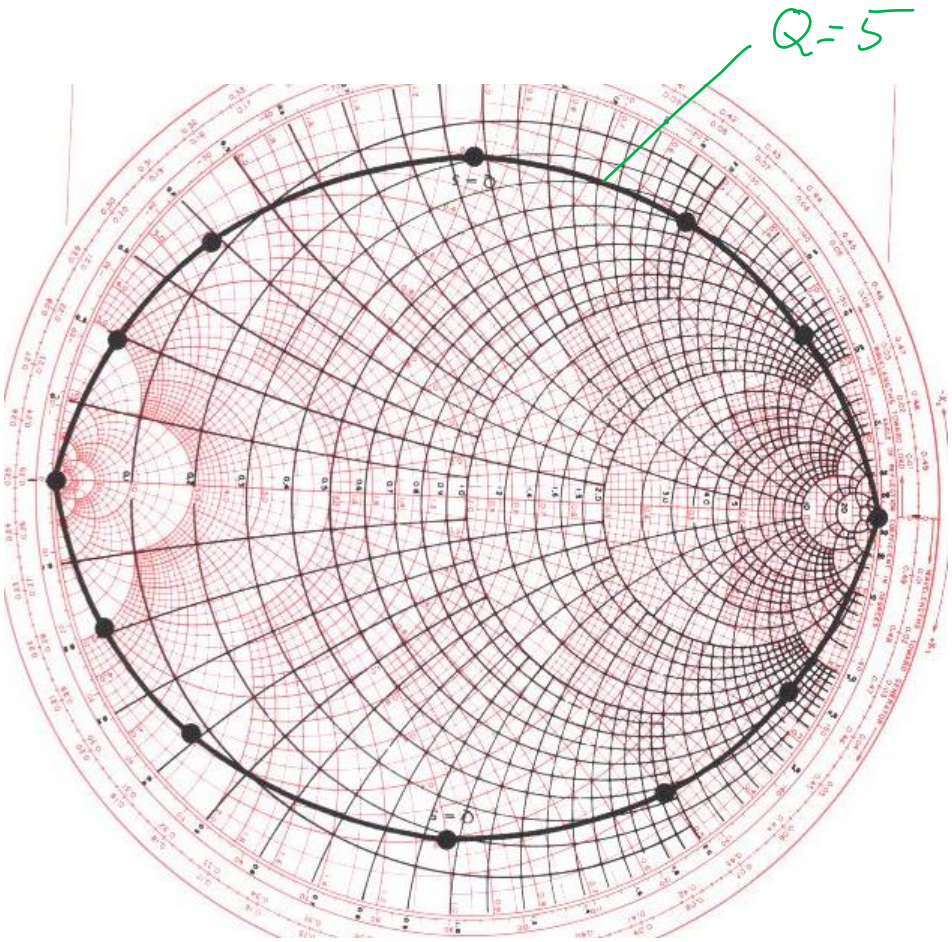
Varasemast nähtus 3- elemendilise sobitusahela eelis 2- elemendiliste ees – võimalus valida, ette anda sobiv hüvetegur (selektiivsus). Tekib küsimus, kuidas kajastub hüvetegur Smithi kaardi kaudu ja kuidas siis selle järgi projekteerida sobitusahelat.

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:

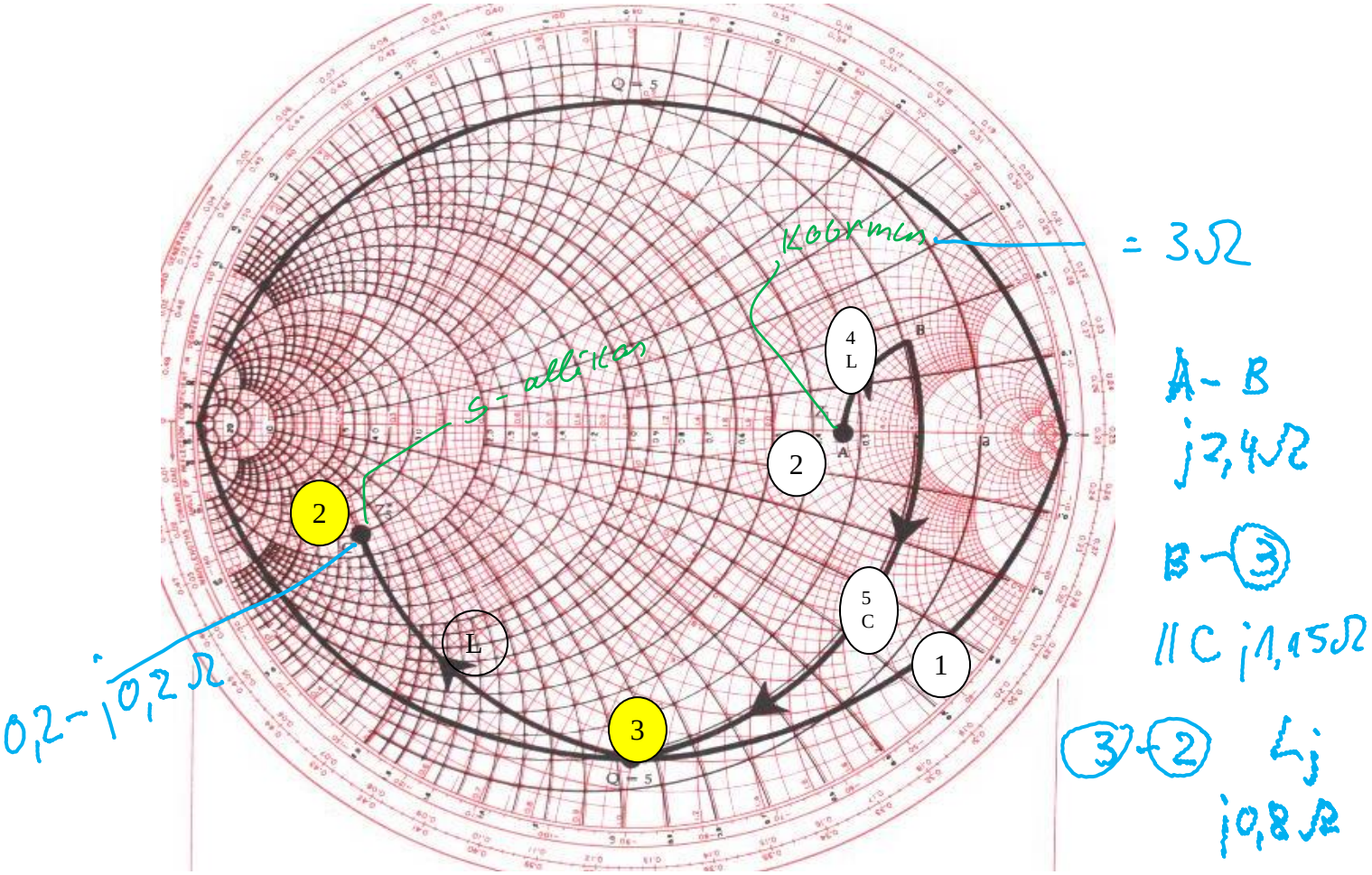
$R + jX = 1 \pm j5; \quad 0{,}5 \pm j2{,}5; \quad 0{,}1 \pm j0{,}5.$

Joonisel 2.8.39 on toodud jooned, millede punktid vastavad hüvele Q=5.



Joonis 2.8.39

Näide 1. Vaatleme (joonis.2.8.40) 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 $Q = 5$.



1. Joonistada diagrammile etteantud hüvele vastavad jooned. Joonis 2.8.40
2. Tähistada
   - koormuse takistus Z_L (punkt A)
   - allika takistuse kaaskomplekssne suurus Z_S^* (punkt C)

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)

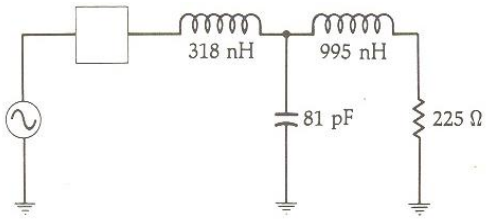
3. Määrame lõikepunkti I, mis iseloomustab Q=5 joone lõikumist allika kaaskomplekssse suuruse Z_S^* väärtusele vastava püsitakistuse ringiga. Sest T-kujulise ahela korral määrab hüveteguri väikseim takistus[54], seega T-kujulise ahela korral[55] on määravaks takistuseks signaaliallika takistus, kuna $R_s < R_L$.
4. ja 5 samm: Ühendame punkti A punktiga I kahe kaare abil - AB ja BI.

---

[54] Pii kujulisel ahelal oli see võrratus vastupidine

[55] 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.

Oleme saanud liikudes koormuse poolt allika poole, järgnev T-kujulise sobitusskeemi:

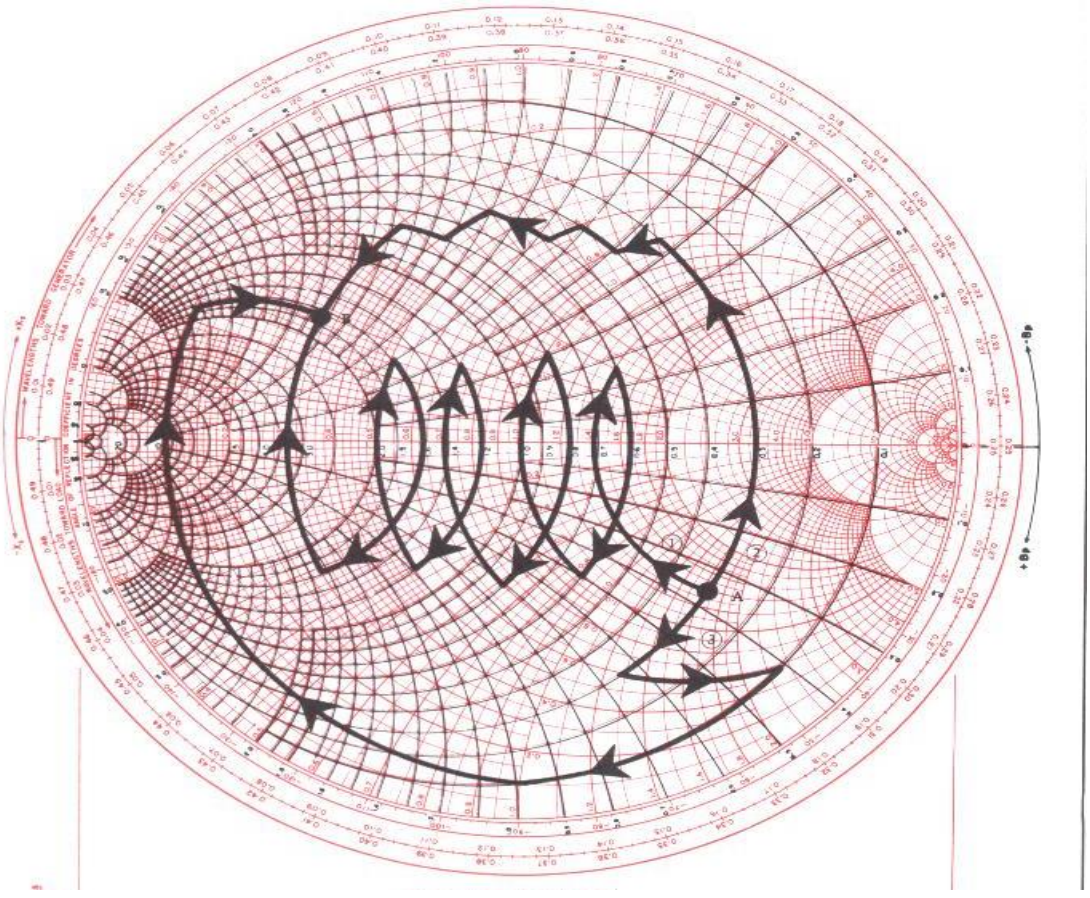


1. kaar AB – järjestikkune L=j2,5 oomi (995nH)
2. kaar BI – paralleelne C=j1,15 oomi (81 pF)
3. kaar IC – järjestikkune L=j0,8 oomi. (318 nH).

Ülaltoodud induktiivsuste ja mahtuvuse väärtused on leitud 30 MHz töösageduse kohta p.2.7.7.A. toodud valemite alustel, kasutades normeerimistegurit väärtusega 75.

C. Mitmeelemendiline sobitus

Mitmeelemendilise sobituse korral, kus hüve ei ole konstantne suurus, on võimalik saada lõpmatu arv lahendeid. Nii näiteks on kujutatud (joon. 2.7.41) kolme (lõpmatu hulga variantide seast) näitlikku võimalust ühe sobitusülesande lahendamiseks.



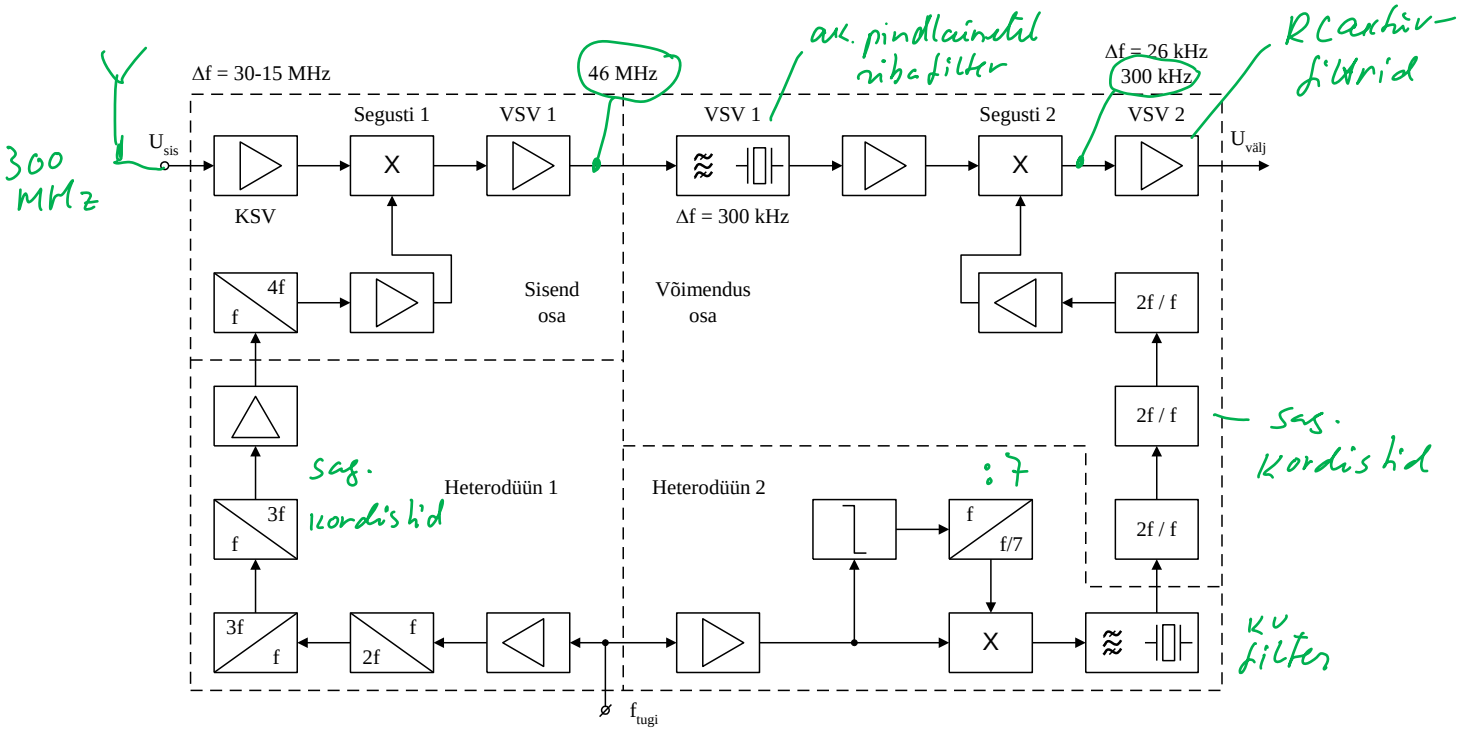
Joonis 2.7.41

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.

2.9. VMT skeemitehnika

Toome ühe näite 300 MHz diapasooni VMT realiseerimisel



Trakt koosneb

- sisendosast Sis.,
- võimendusosast Võim.
- heterodüünosast Het_1 ja Het_2.

Sisendosa sisaldab kõrgsageduslikku võimendit, esimest segustit heterodüüniga, ja esimese vahesagedustrakti võimendit, teist segustit heterodüüniga ning väljund – puhvervõimendit.

Sisendosas on kaheastmeline raadiosageduslik võimendi realiseeritud transistoridel, mikroribafiltritel. Sisendfiltri ribalaius on 30 MHz, teise ja kolmanda ribafiltri laiuseks on 15 MHz. Kõrgsagedusvõimendi mürategur on 2. Segusti on balanssskeem dioodidel, üheastmeline esimese vahesageduse (46 MHz) võimendi võimendus tagatakse transistoride kaskoodlülitusega ning filtri induktiivsuseks kasutatakse toroidaalset mikropooli.

Võimendusosa koosneb 300 kHz läbilaskega akustilisele pindlainele tuginevast ribafiltrist, kolmeastmelisest esimese vahesagedussignaali mikroskeemsest võimendist toroidaalsetel mikropoolidega filtritel, teisest segustist analoogkorrutil ning teisest, 300 kHz-l töötavast, RC aktiivfiltritel realiseeritud vahesagedusvõimendist. 26 kHz ribalaiusega aktiivfiltrite elementbaasiks on operatsioonvõimendid. Võimendusosa koostisse kuuluvad ka teise heterodüüni sageduskordistid.

Kogu siintoodud VMT on realiseeritud hermeetilisena, õhukeseseinalise hübriidtehnoloogia baasil.

2.10. Detektorid (analoog)

Signaal, mis kuulub detekteerimisele, võib olla moduleeritud nii **amplituudi, faasi kui ka sageduse** järgi. Kirjeldame sellise signaali üldjuhtu:

$$u_{sis} = \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right]\cos\{\left[\omega_{sign} + \Delta\omega_{sign}(t)\right]t + \varphi_{sign} + \Delta\varphi_{sign}(t)\}$$

kus $U_{sign}\cos(\omega_{sign}t + \varphi_{sign})$ on algne kandevsignaal, millele lisanduvad nii (kas) amplituudi-, sageduse- või faasimuutused, tähistatuna vastavalt $\Delta - ga$. Need muutused on vaadeldavad kui algse signaali modulatsiooni ning ülekandetraktis lisanduvate häirete, mürade tulemus. Detekteerimise ülesandeks on info eraldamine vastuvõetud signaalist. Detektoreid iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

- ülekandetegur,
- minimaalne ja maksimaalne signaaliamplituud,
- töösageduspiirkond,
- maksimaalse sageduse või faasi deviatsiooniga,
- detekteeritud signaali amplituudi- ja sagedusdiapasoonidega,
- detekteeritud signaali mittelineaarsete-, faasi- ja sagedusmoonutustega,
- väljundsignaali nivooga.

Käesolevas osas vaatleme analoog-tehnikale tuginevaid detektoreid, digitaalseid lahendusi käsitletakse järgmises osas.

2.10.1. Amplituuddetektorid

Amplituuddetekteerimise korral muundatakse sisendsignaal järgmiseks väljundsignaaliks:

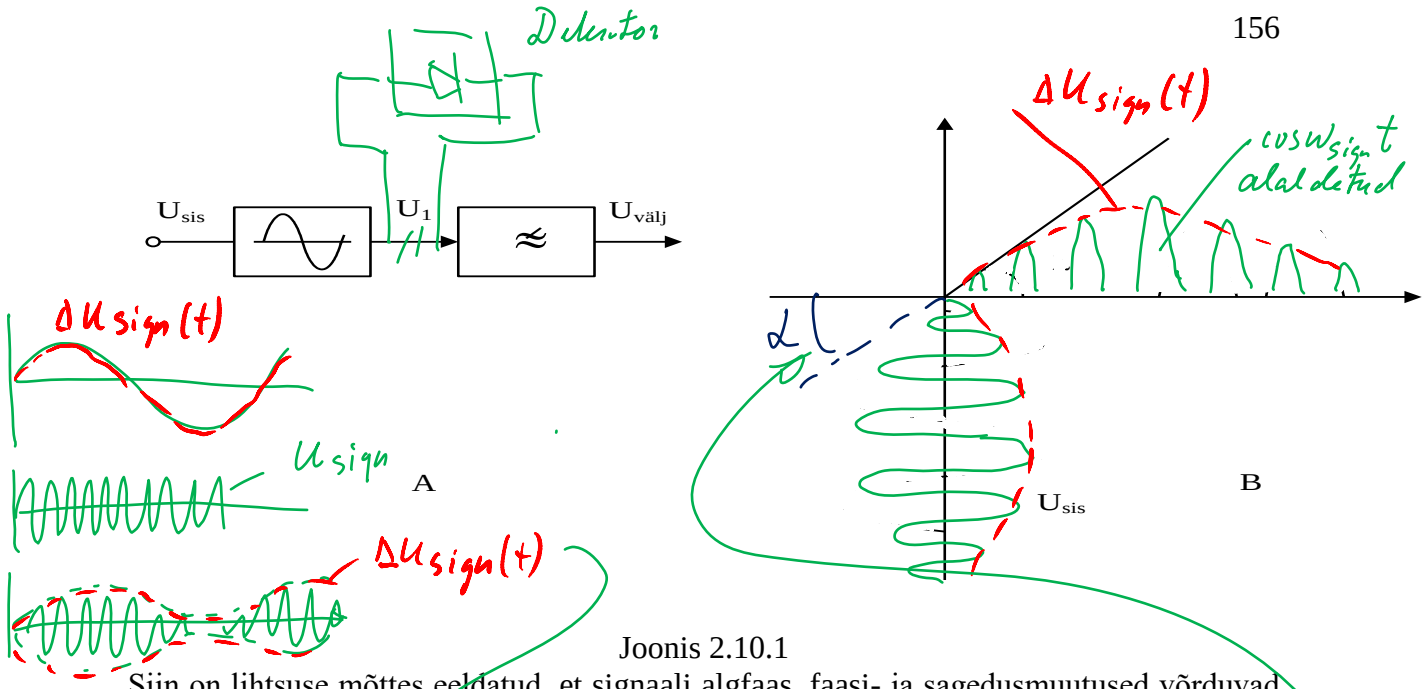
$$u_{välj} = K_{\text{det}}\left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right],$$

kus K_{det} on detektori ülekandetegur (mittemoduleeritud signaali suhtes).

Võib eristada järgnevaid AM detektorite liike: detektorid mittelineaarsetel elementidel, korrelatsioon-, sünkroon- ja komplekssignaali mähiskõverat eraldavad detektorid.

2.10.1.A. Detektorid mittelinaarsetel elementidel

Mittelineaarsete elementide kasutamine detektoreis on ajalooliselt vaadatuna esimene detektori liik. Kui anda joonisel 2.10.1 a toodud detektorile (joonisel puudub keskmine, dioodiplokk!) peale sisendpinge, saame tema väljundis detekteeritud pinge joonisel b toodud pool-sinusoidaalkujus.



Joonis 2.10.1

Siin on lihtsuse mõttes eeldatud, et signaali algfaas, faasi- ja sagedusmuutused võrduvad nulliga. Laotades saadud signaali Fourier'I ritta, saame enne filtrit:

$$u_1 = \alpha\left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right]\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega_{sign}t + \frac{2}{\pi}\frac{\cos 2\omega_{sign}t}{1\cdot 3} + \ldots\right].$$

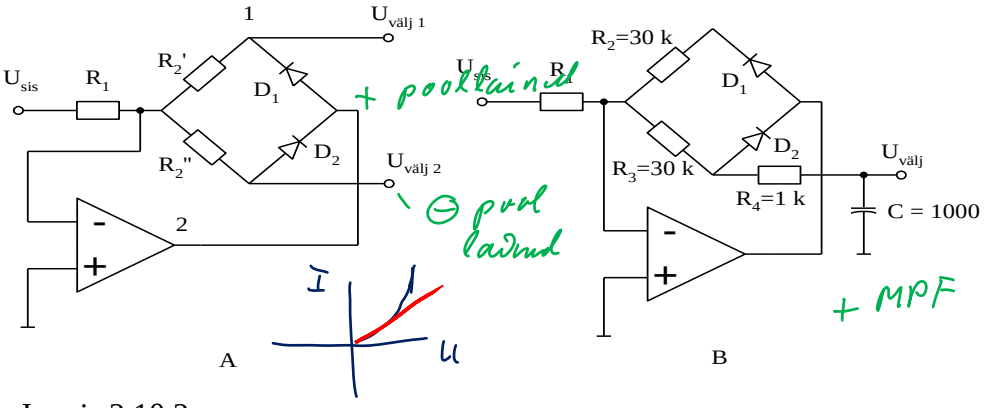
- Signaali komponendid sagedustega ω_{sign}, $2\omega_{sign}$ jne filtreeritakse välja
- filtri väljundis saadakse detektori väljundsignaal lähtesignaali $u_{sis} = \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right]\cos(\omega_{sign}t + \varphi_{sign})$ kujuga:

$$u_{välj} = (\alpha/\pi)\left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right].$$

Kui alaliskomponent $\alpha U_{sign}/\pi$ pole vajalik, võetakse see detektori väljundsignaalist välja eralduskondensaatoriga detektori väljundis.

Analoogselt töötab ka täisperiooddetektor, erinevus seisneb vaid paaritute harmooniliste puudumises pärast alaldamist saadud signaalis. Need detektorid kuuluvad AM vastuvõtjate raudvarasse ning leiavad kasutust ka tänapäeval. Selliste lahenduste puuduseks on väike ülekandetegur, madal sisendtakistus, sisendtakistuse suur mittelineaarsus, piiraja (alaldi) mitteideaalsus, mis tingib märgatavaid moonutusi detekteerimisel väikeste (alla 1…2 V) signaalide korral.

Dioodi VA karakteristikut saab idealiseerida operatsioonvõimendi abil (joon. 2.10.2.a). Skeem võrdleb sisendsignaali 0 nivoo suhtes.



Joonis 2.10.2

Võimendi, olles haaratud mittelineaarse tagasisidega, lähendab dioodi karakteristiku ideaalsele. Võttes signaali punktist 1, alaldatakse sisendpinge positiivne poollaine, D_2 on positiivsel poolperioodil suletud:

$$u_{välj.1} = \begin{cases} K_{ts.1} u_{sis} & kui\ u_{sis} \geq 0, \\ 0 & kui\ u_{sis} \leq 0, \end{cases}$$ kus tagasiside suurus on määratud kui $K_{ts.1} = -R_2^{'} / R_1$.

Võttes aga signaali punktist 2, alaldatakse signaali negatiivne poollaine:

$$u_{välj.2} = \begin{cases} 0 & kui\ u_{sis} \geq 0 \\ K_{ts.2} u_{sis} & kui\ u_{sis} \leq 0 \end{cases}$$ kus $K_{ts.2} = -R_2^{"} / R_1$.

Saadud nn "ideaalse dioodi" **sisendtakistus võrdub R_1-ga**. Vahelduvalt mittetöötav õlg piirab pinget operatsioonvõimendi väljundis kui seda läbib piiramisele kuuluv vastavamärgiline poolaine. OV korrektrioonіahel valitakse vastaalt OV võimendusele. Piirsisendsagedus määratakse tagasisidestatud OV võimendusteguri K_{ts} piirsagedusega.

"Ideaalse dioodi" mittelineaarsuse hinnag näitab, et:

- pingelangu (dioodil olev pingelang, sõltudes dioodi töörežiimist, on üks põhilisi ml-moonutuste põhjuseid) mõju reaalsetel dioodidel (D_1 ja D_2) **väheneb** K / K_{ts} **korda**, kus K - OV võimendustegur tagasisideta olukorras.
- Nii näiteks, kui suhe $K / K_{ts} \geq 1000$, saame suhteliselt väikesed (ca 1mV suurusjärgus) mittelineaarmoonutused.
- Seega jäävad "ideaalse dioodi" põhilisteks moonutuste allikateks OV ebabalanss eelpinge ning sisendvoolude erinevuse tõttu, mis tavalistel OV -l küünib orienteeruvalt 10 mV suurusjärguni.
- Arvestades sisendsignaaliks 50…100 mV, võib lugeda ideaalsel dioodil realiseerituda amplituuddetektorit ka ideaalseks.
- Vastava detektori ülekanne oleks

$K_{det} = K_{ts} / \pi$. Maksimaalne sisend –ja väljundsiganaal on leitavad seostest:

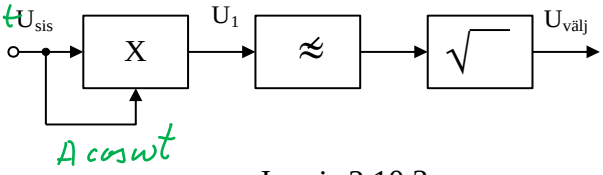
$U_{det.sis.max} = U_{det.välj.max} / K_{ts}$; $U_{det.välj.max} = U_{OV.välj.max} / \pi$, kus $U_{OV.välj.max}$ on lubatud maksimaalne OV väljundpinge.

Ülaltoodud "idealiseeritud dioodist" lähtudes saab koostada nii pool- kui ka täisperiood-detektorite skeeme (joonisel 5.10.2 b on toodud näide täisperiood-detektorist). Detekteeritud signaali kõrgsageduskomponentide väljafiltreerimiseks on detektoril väljundis tavaliselt madalpääsfilter. Kuna idealiseeritud detektori väljundtakistus (arvestatav mahtuvuse laadimisel) on palju väiksem kui mahtuvusele järgnev (mahtuvust tühjendav) koormustakistus, siis kondensaator laadub detektori maksimaalse väljundpinge järgi. Seega oleme saanud nn tippdetektori. Takisti R_4 lisaks filtreerimisele piirab ka OV väljundvoolu kondensaatori laadimisel.

2.10.1.B. Korrelatsioondetektorid

B1. Autokorrelatsioondetektor

-Detekteerimine saadakse detekteerimine signaali korrutamisel iseenda kujutisega (joonis.2.10.3).



Joonis 2.10.3

Selles detektoris väljundsignaal on võrdeline sisendsignaali ruuduga ning on avaldatav:

$$u_1 = K_M \left\{ \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t) \right] \cos \omega_{sign} t \right\}^2 = 0{,}5 K_M \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t) \right]^2 \cdot (1 + \cos 2\omega_{sign} t).$$

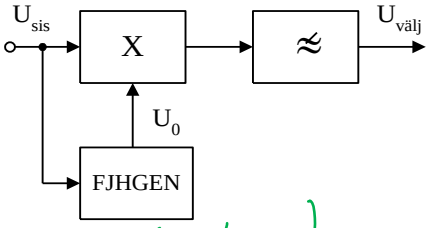
Siin K_M - korruti mastaabitegur.

- Filter korruti väljundis eraldab tekkiva kandevlaine teise harmoonilise,
- väljundis olev ruutjuure võtja tagab muudab kvadratuurse detekteerimise lineaarseks.
- Signaali vahepealne ruutu tõstmine vähendab detektori dünaamilist diapasooni, mis võib olla piirenguks antud meetodi kasutamisel.

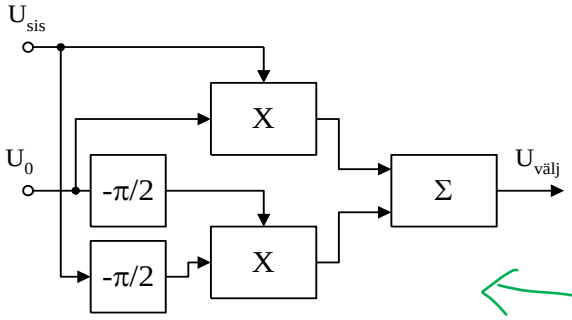
B2. Sünkroondetektor

Sünkroonsetes ehk nn koherentsetes detektorites on vastuvõtjas vajalik:

- sünkroniseerimine signaali kandevsageduse järgi.
- Seetõttu on nad hakanud levima alles pärast mikroskeemsete faasluku süsteemide (faasi järgihäälestussüsteemide FJS) väljatöötlust.
- Koherentseks detektoriks on jällegi korruti, mis korrutab sisendsignaali FJH abil formeeritud, kandevlainega sünkroonis oleva tugisignaaliga (joonis 2.10.4 a).



A



B

Joonis 2.10.4

- Oluline on siin tagada nulline faasinihe kandev- ja tugisignaalide vahel.
- Sellisel (sünfaassel) juhul korruti väljundpinge avaldub:
  $U_1 = 0{,}5 U_0 K_M \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t) \right] (1 + \cos 2\omega_{sign} t)$,
- teine harmooniline surutakse maha korrutile järgnevas madalpääsfiltris.

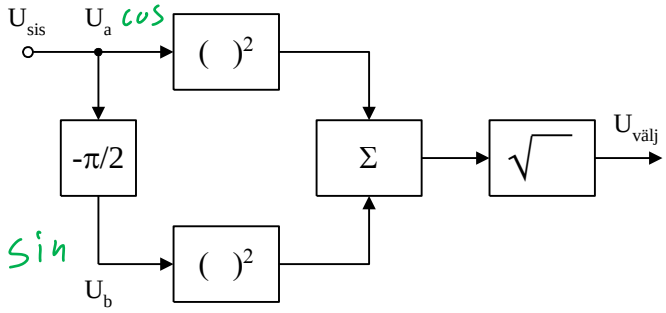
Selle detektori **ülekanne on aga lineaarne**, kusjuures minimaalne sisendsignaal määratakse detektori sisendmüradega; maksimaalne kasutatava korruti lineaarsusega. Võib kasutada ka lahendust ilma väljundfiltriteta, kus kahekordse sagedusega komponent kompenseeritakse (joonisel 2.10.4.b)

Koherentse detektori eeliseks teiste ees on:

- lineaarsuse tagamine ka väikeste sisendsignaalide korral,
- läve puudumine signaal/ müra suhte muutuste korral (faasijärgihäälestuseks piisava S/M suhte tagamisega).
- Samas on aga AM signaali korral raskusi FJS töö tagamiseks, eriti häirete ja tugevate mürade olemasolul.

Senistel detektoritel on üks ühine puudus - väljundsignaalis on sisendsignaali mittelineaarsete muunduste tõttu tekkinud ebasoovitavad komponendid.

Ülaltoodud puudusest on suuresti vaba joonisel 2.10.5 toodud skeem, kus eraldatakse signaali mähiskõver. Siin on vaja kahte ruututõstmise plokki, summaatorit ning ruutjuure võtjat. Tavaliselt leiab selline lahendus kasutamist digitaalses signaali töötluses. Vastav tööalgoritm väljendub järgnevalt:



Joonis 2.10.5

$$u_{välj} = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} = U_{sign} + \Delta U_{sign}(t),$$

kus

$$u_A = \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right]\cos \omega\, t\,, \qquad u_B = \left[U_{sign} + \Delta U_{sign}(t)\right]\sin \omega\, t\,.$$

$$A^2 \cos^2 \omega t + A^2 \sin^2 \omega t = A^2$$

$$\sqrt{A^2} =$$

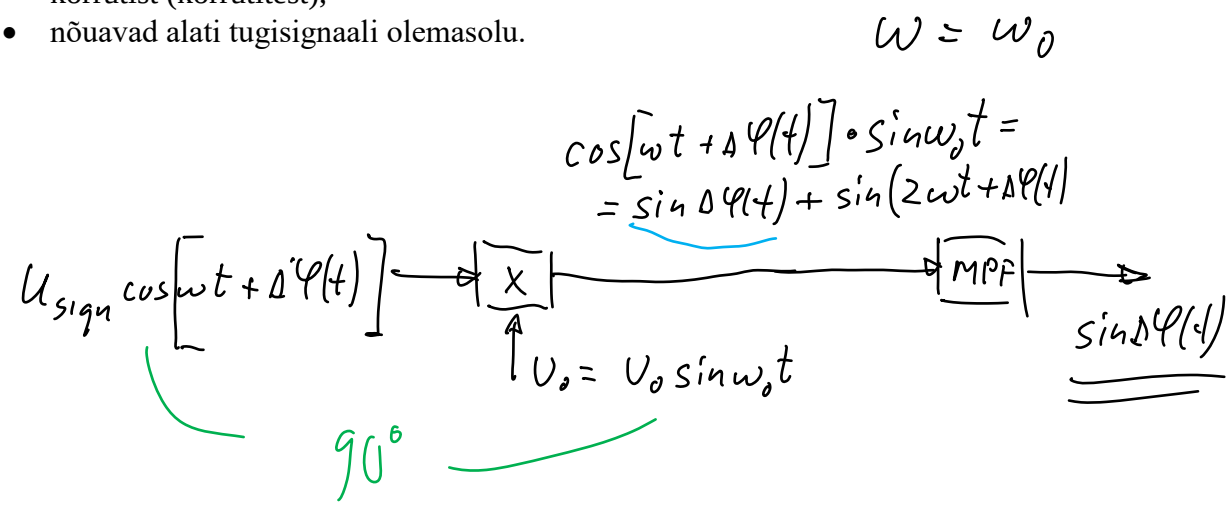
2.10.2.Faasdetektorid

Faasdetektor muundab esialgset sisendsignaali (vt detektorite osa algus) väljundsignaaliks: $u_{välj} = K_{det}\Delta\varphi(t)$,

kus K_{det} - faasdetektori ülekandetegur.

Kõik faasdetektorid on koherentsed, nad koosnevad reeglina:

- korrutist (korrutitest),
- nõuavad alati tugisignaali olemasolu.



- Detektoreid liigitatakse korrutite tüüpide järgi, amplituudipiirikute olemasolu või puudumise järgi, tugisignaali formeerimismeetodi järgi.
- Korruti väljundis olev signaal avaldub (lihtsustamise mõttes eeldame, et lähte-sisendsignaali amplituud – ja sagedusmuutused puuduvad ning et:
  - tugisignaali U_0 sagedus võrdub FM signaali kandevlaine sagedusega
  - tugisignaali faas on kandevlaine suhtes nihutatud 90^0 (cos*sin keskväärtus=0): kui $\varphi = 0$

$$u_{välj} = 0{,}5K_M U_{sign} U_0 \left[\sin\Delta\varphi(t) - \sin(2\omega_{sign}t + \Delta\varphi(t))\right]$$

kus K_M - korruti mastaabitegur.

- Faasdetektori väljundis on vajalik madalpääsfilter, mis eraldab väljundsignaalist teise harmoonilise.
- Faaside vahet (muutust) eristav diskriminatsioonikarakteristik on sinusoidaalne, detektori ülekanne sõltub nii sisend- kui ka tugisignaali amplituudist.
- On ka võimalik koostada faasdetektori skeem ilma madalpääsfiltrita, kasutades teise harmoonilise mahasurumiseks faasmeetodit, kuid tavaliselt kujuneb madalpääsfiltri kasutamine lihtsamaks.

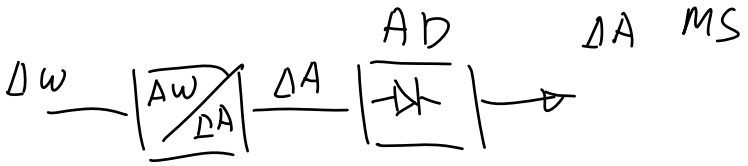
2.10.3. Sagedusdetektorid

Sagedusdetektorid muundavad varem üldkujul toodud sisendsignaali signaaliks:

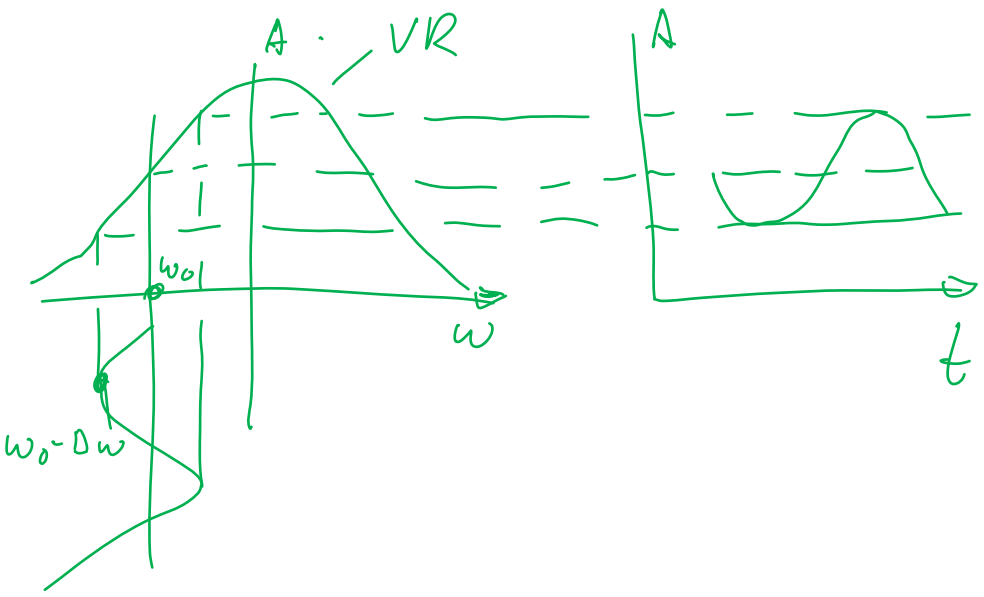
$$u_{välj} = K_{\det} \Delta\omega\,(t)\,.$$

Detektorid jagatakse tööpõhimõtte järgi kahte liiki, kus:

- toimub sagedusnihke muundamine amplituudimuutusteks, mille järel AM signaal detekteeritakse amplituuddetektoris.
- toimub sagedusmodulatsiooni teisendamine faasmodulatsiooniks, mille järel FM signaal detekteeritakse faasidetektoris.



$\Delta\omega \rightarrow \Delta A$

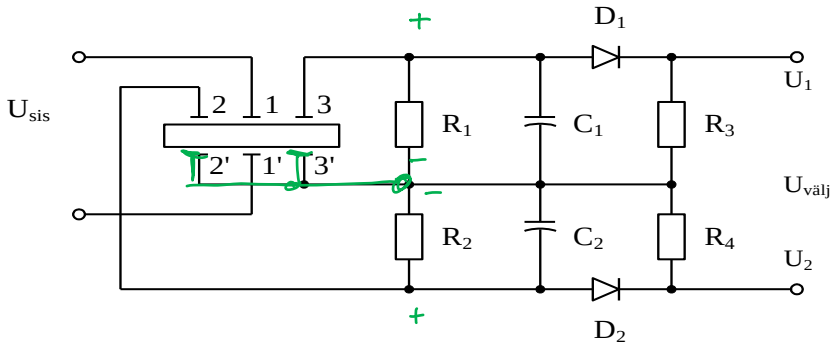


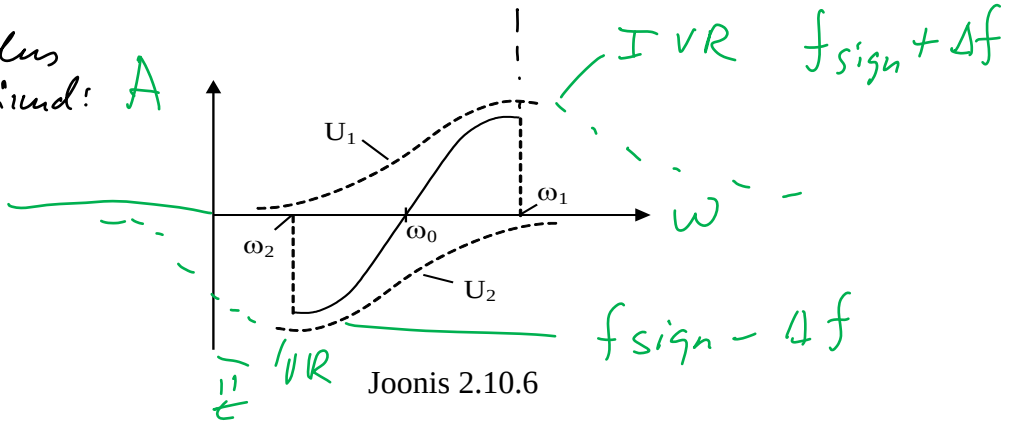
Liitsaim-sagedusje kõrvalhäälestusega VR

Esimene variant. Sagedus-amplituudmuunduses kasutatakse kahte sageduslikku filtrit, millised realiseeritakse kas RC või ARC filtrina[56] madalatel, alla 1 MHz sagedusdiapasooni; LR, piesoelektrilised, piesokeraamilised, mikroribaliin filtrid kõrgematel sagedustel.

Seejuures:

- Filtrid on kandevlaine suhtes sümmeetriliselt lahku häälestatud.
- Põhiline nendele filtritele püstitatud nõudeks on sümmeetriline amplituud-sageduskarakteristik SM signaali hetksageduste muutuste diapasoonis, kuna tööpõhimõte tugineb **amplituud**-sageduskarakteristikutele.
- Lineaarsus tagatakse suure filtrite lahkuhäälestusega, mis aga omakorda vähendab sagedusdetektori ülekandetegurit.





Joonis 2.10.6

Töö põhimõtet saab selgitada monoliitsel piesofiltril realiseeritud sagedusdetektori skeemiga (joonis 2.10.6):

- Ergutuselektroodidega 1 sidestatud filtri piirkondadest 2 ja 3 on üks häälestatud sisendsignaali deviatsiooniga saavutatavale maksimaalsele sagedusele $f_{sign} + \Delta f$ ning teine minimaalsele sagedusele $f_{sign} - \Delta f$.
- Mõlemi piirkonna väljundpinge antakse oma amplituuddetektorile ning saadud tulemused summeeritakse takistitel.
- Nullisel lahkuhäälestusel on väljundsignaal võrdne nulliga, sageduse kõrvalekalletel alla- või ülespoole moodustub vastava polaarsusega alaliskomponent väljundis.

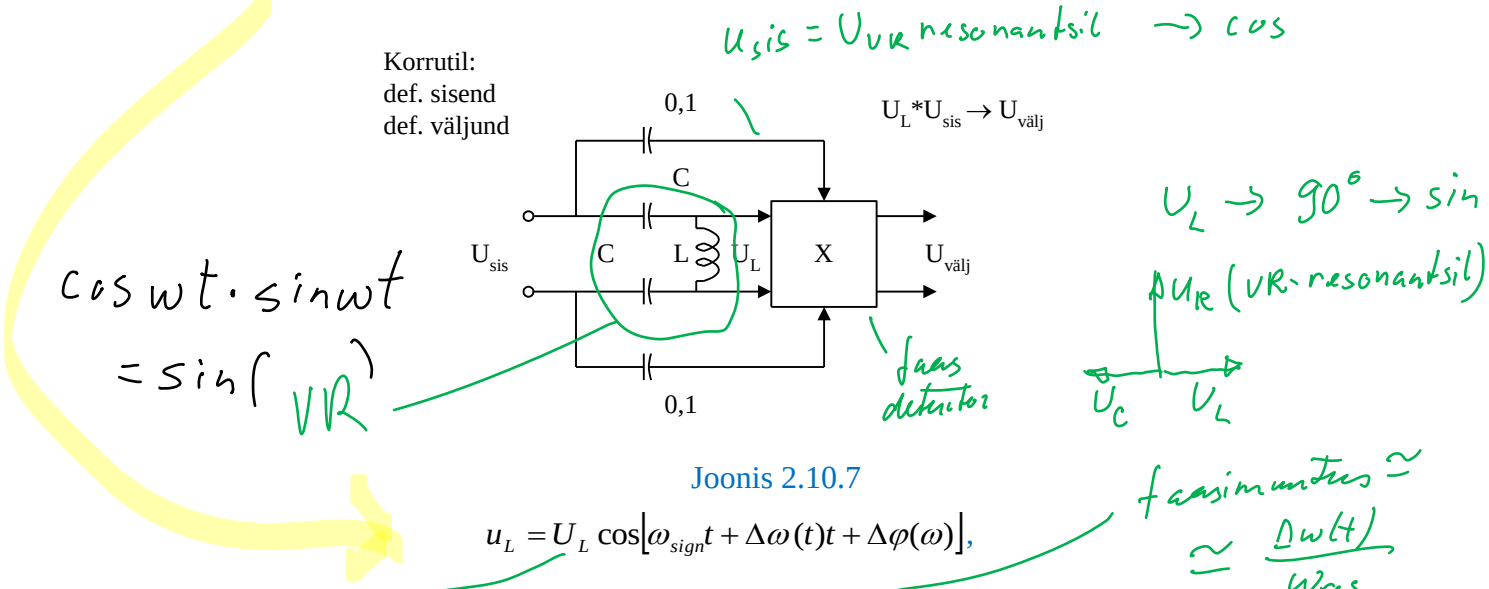
[56] ARC filter – aktiivne RC filter

- Sagedusdetektori sisendsignaali võimalik sagedusdiapasoon sõltub filtrist ning küünib 0,5…30 MHz piiridesse.

  Toodud sagedusdetektori eeliseks on:
  - parameetrite stabiilsus,
  - puudub vajadus järgihäälestuseks,
  - võimalus realiseerida kõrget detektori ülekannet tänu filtrite kitsale pääsuribale.

Teine variant. Sagedus-faasimuundamiseks kasutatakse samuti sagedusfiltreid. Siin aga on nõutav **faasi**-sageduskarakteristiku lineaarsus, mis on tunduvalt lihtsamini realiseeritav. Enamlevinumaks elemendiks on siin LC võnkering tänu oma lihtsusele. Detektori häälestus kujuneb siin üldjuhul lihtsamaks, kuna on vaja häälestada ühte võnkeringi kandavlaine sagedusega resonantsi.

Hindame selle detektori parameetreid. Vaatleme ka siin varemtoodud üldistatud sisendsignaali, kus lihtsuse mõttes loeme jällegi ebaoluliste parameetrite - amplituudi ja faasi muutused võrdseteks nulliga ning eeldame võnkeringi hüveks $Q > 10$. Andes siis LC võnkeringile ülalmärgitud sisendpinge (joonis 5.10.29), saame väljundpingeks induktiivsusel (võnkeringil)



Joonis 2.10.7

$$u_L = U_L \cos\left[\omega_{sign} t + \Delta\omega(t)t + \Delta\varphi(\omega)\right],$$

kus omakorda $U_L = U_{sign} Q_{res} \omega / \omega_{res} \sqrt{1 + \alpha^2(\Delta\omega)}$; $\alpha(\Delta\omega) = 2Q_{res}\Delta\omega(t)/\omega_{res}$;

$\omega_{res} = 1/\sqrt{0{,}5LC}$ - võnkeringi resonantssagedus, $\omega_{res} = \omega_{sign}$;

$\Delta\varphi(\omega) = 90 - arctg\alpha$.

See pinge korrutatakse sisendsignaaliga. Korrates varem toodud faasdetektori väljundpinge avaldist

$u_{välj} = 0{,}5K_M U_{sign} U_0 \left[\sin\Delta\varphi(t) - \sin(2\omega_{sign} t + \Delta\varphi(t))\right]$, ja asendades siin U_0 pingega U_L - saame vaadelda alljärgnevaid erijuhte:

- **Kui faasdetektori ees pole amplituudipiirikut**, on faasdetektori diskriminatsioon-karakteristik sinusoidaalne ning vastavalt faasdetektori väljundpinge avaldisele (vt ka faasdetektorite alapunkti alt)

$$u_{välj} = 0{,}5K_M U_{sign} U_0 \left[\sin \Delta\varphi\,(t) - \sin(2\omega_{sign} t + \Delta\varphi\,(t))\right]$$

saame siin

$$u_{välj} = 0{,}5K_M U_{sign} U_L \sin \Delta\varphi\,(\omega) = M\alpha\,(\Delta\omega)/\left[1+\alpha^2(\Delta\omega)\right],$$

kus

$$M = 0{,}5K_M U_{sign}^2 Q_{res}.$$

Võib leida ka sellise detektori ülekantava signaali moonutusteguri 3. harmoonilise suhtes:

$$k_\Omega = U_{3\Omega}/U_\Omega = \gamma^2/(4-3\gamma^2),$$

kus sageduse suhtelist kõrvalekallet iseloomustav parameeter γ

$$\gamma = 2Q\Delta f / f_{sign},$$

kus omakorda Δf on signaali sageduse deviatsioon moduleerides kandevsignaali infokandja sagedusega Ω.

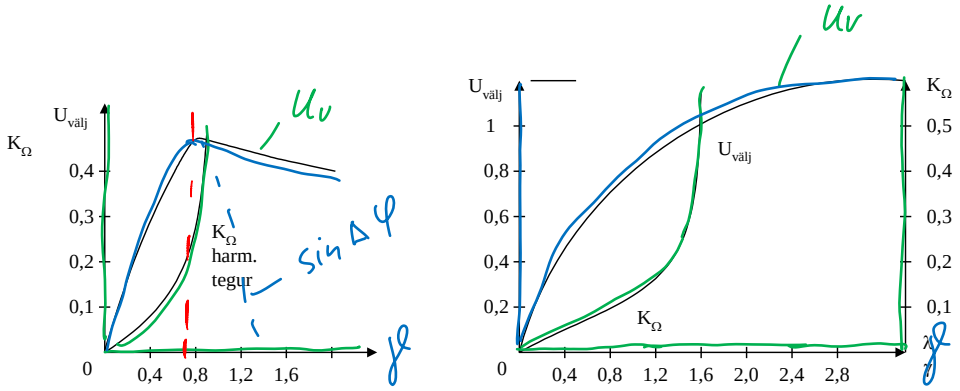
- **Kui faasdetektori ees on amplituudpiirik** või kui faasdetektor ise piirab amplituudi, siis faasdetektor töötab lineaarselt. Sellisel juhul detektori väljundsignaal avaldub

$$u_{välj} = M \cdot arctg(\Delta\omega),$$

kus M - detektori siseparameetritest sõltuv kordaja. Vastav 3 harmoonilise moonutustegur avaldub siis

$$k_\Omega = (1/3)\left[\gamma^2/(4-\gamma^2)\right].$$

Mõlemi detektorivariandi väljundpingete ja moonutuste sõltuvused sageduse suhtelist kõrvalekallet iseloomustavast parameerist γ on toodud joonisel 5.10.3 a ja b



Joonis 2.10.8

Faasinihke ja sageduse vaheline sõltuvus on täpselt lineaarne akustilistel pindlainetele tuginevates viitliinides. Viitliini pikkuse valikuga võib suures ulatuses muuta sagedusdetektori ülekannet. Kasutades viitliine akustilistel pindlainetel ning lineaarset faasdetektori lahendust, võib realiseerida detektoreid harmooniliste teguriga väärtusega murdosad protsendist ning sisendsagedustega alates paarikümnest megahertzist kuni mõne gigahertzini.

2.11. VMT digitaalvastuvõtjas

Vaatleme siin varemtoodud digitaalvastuvõtja struktuurile tuginevat lahendust. Sellekohaselt asetseb analoog-digitaalmuundur **(ADM) kohe pärast VMT väljundit**. Kui ADM asetseks pärast detektorit, projekteeritaks VMT nagu varemalt vaadeldud analoogvastuvõtja trakt. Kui ADM tagab oma kiiretoimelisusega ja tundlikkuse lävega kõrgsagedussignaalide töötluse, on mõeldav ADM asukohaks ka kõrgsagedusvõimendi väljund.

VMT ja ADM omavahelisel sobitusel osutub määravaks:

- ADM tundlikkus
- dünaamiline diapasoon. Viimased on teatavasti piiratud nii
  - tehnoloogiliste vahenditega
  - kui ka töötlusajaga.
- Erinevad lahendusvariandid sõltuvad
  - töödeldava signaali spektrilaiusest,
  - signaali modulatsiooni liigist
  - kvanteerimisel tekkivatest kõvalnähtustest (kvanteerimismüra, täiendavad spektrikomponendid).

Alljärgnevalt on toodud mõningad detailsemad kaalutlused vajaliku VMT võimendusteguri hindamiseks:

Nurkmodulatsiooni korral:

1. Laiaribalises sidesüsteemis

- võib signaal/müra suhe olla alla ühe.
- Siin (eeldusel, et harmoonilised häired on alla müranivoo) võib kasutada signaali faastöötlust
- ning kahe kvanteerimisnivooga ADM –t. Sellise ADM rollis kasutatakse tavaliselt komparaatoreid.
- Kuna kahenivooline ADM peab reageerima vaid signaali märgile, valitakse sisendsignaali pinge efektiivvärtus tunduvalt kõrgem (ca 10 korda) rakenduslävest.
- Seega vajalik VMT võimsuse võimendustegur saadakse seosest:

$$K_p \geq b^2 w^2 / N_0 \Pi_{müraVMT} R_{sis.ADM}\,,\quad \text{kus} \qquad \text{(A)}$$

b – komparaatori rakenduslävi;
w – varutegur;
N_0 – sisendmüra spektraaltihedus;
$\Pi_{müraVMT}$ – VMT müra ribalaius:
$R_{sis.ADM}$ – ADM sisndtakistus.

Vajalikku võimendustegurit kontrollitakse AVR süsteemiga, mis reageerib VSV väljundmüradele. Tehniliselt osutub aga lihtsamaks amplituudpiiriku kasutamine, mis reageerib väljundsignaali nivoole. Piiramisläveks kujuneks siis signaal, mis ületab bw taset. Tuleb hoiduda ka liiga suurtest võimendustest, mis võivad viia astmete ebastabiilsuseni, võnkumahakkamiseni.

2. Kitsaribalises süsteemis

- on signaal/müra suhe VMT väljundis suurem ühest.
- Sellegipoolest, eeldades jällegi harmooniliste häirete madalat taset ning kasuliku signaali nurkmodulatsiooni, võib leida kahenivooline kvanteerimine ka siin aset.
- Sellisel juhul

$K_p \geq b^2 w^2 /(P_{sis.\min} + N_0 \Pi_{müra.VMT}) R_{sis.ADM}$, kus (B)

$P_{sis.\min}$ – minimaalne sisendsignaal.

- **Amplituudmodulatsiooni korral**, amplituudi järgi signaali avastamise korral, ühe signaali eristamise korral teistes või ka harmooniliste häirete esinemisel kasutatakse laiaribalises süsteemis paljunivoolist kvanteerimist. Sellisel juhul peab võimendustegur tagama, et:
  - VMT väljundsignaal oleks oluliselt suurem analoogsignaali kvanteerimisel tekkivast kvanteerimismürast;
  - ADM sisendis oleva signaali pinge efektiivväärtus oleks palju suurem kvanteerimissammust;
  - Arvestades, et ADM kvanteerimismüra energeetiline spekter, taandatuna tema sisendisse, on ühtlane vahemikus 0…0,5 F_d ja võrdub $N_{kvanteerimine.} = d^2 / 6F_d R_{sis.ADM}$, kus d – kvanteerimissamm. F_d - kvanteerimissagedus.
  - Varasemast võimendusteguri avaldisest (A) tuleneb:

$K_p N_0 / N_{kvanteerimine} \geq E^2$ ehk $K_p \geq d^2 E^2 / 6N_0 F_d R_{sis.ADM}$, kus (C)

E^2 – varutegur, mille määrame võrdseks 10-ga.

- Varasemast võimendusteguri avaldisest (B) saame analoogselt:

$K_p \geq d^2 c^2 /(P_{sis.\min} + N_0 \Pi_{müra.VMT}) R_{sis.ADM}$, kus c – varutegur. (D)

Kui osutub $P_{sis.\min} < N_0 \Pi_{müra.VMT}$, on nõue (D) rangem kui (C), sest $F_d \geq 2\Pi_{müra.VMT}$. Seetõttu lineaarse trakti võimendusteguri leidmiseks tuleb kasutada seost (D). Kui $P_{sis.\min} >> N_0 \Pi_{müra.VMT}$, on nõue (C) rangem. Siinjuures tuleb aga arvestada veel, kuivõrd lubatav on vastuvõtja mürade suurenemine kavanteerimismürade arvel.

Vajalik kvanteerimisnivoode arv leitakse kaalutlusest, et harmooniline signaal on kahepolaarne, mistõttu vajalik nivoode arv on kahekordne võrralduna signaali amplituudiga. Saame

$L = 2U_{\max .ADM} / d = 2\sqrt{(P_{sis.\max .} + N_0 \Pi_{müra.VMT}) K_p R_{sis.ADM}}\, K_{tippfaktor} / d$ või kasutades seost (D), saame $L = 2cK_{tippfaktor}\sqrt{D_{välj.VMT}}$. Siin

$U_{\max .ADM}$ – ADM maksimaalne sisendsignaal;

$P_{sis.\max .vv}$ – Vastuvõtja maksimalne sisendsignaal;

$K_{Tippfaktor}$ – Summaarse, koos müradega vastuvõtja sisendsignaali tippfaktor (maksimaalse väärtuse suhe efektiivväärtusesse). Harmoonilisel signaalil võrdub see teatavasti $\sqrt{2}$, normaalse jaotusseadusega juhusliku signaali korral on see piires 2,5…3;

$D_{välj.VMT}$ – signaali ja müra summa dünaamiline diapasoon VMT väljundis. Andes selle detsibellides ning võttes varuteguri $c = 2^2 ... 2^3$, võib valida orienteeruvalt ADM järkude arvuks

$n \approx D_{välj.VMT} / 6 + (3...4).$ Eelpooltoodust nähtub, et vahesagedusvõimendi ribalaiuse suurendamisel (laiaribalised sidesüsteemid) väheneb nõutav ADM järkude arv, kuid suureneb diskretiseerimissagedus. Andes näiteks viimases seoses ette $D_{valj.VMT} = 60dB$, saame vajalikuks ADM järkude arvuks, arvestades ka märki, 13…14.

3. Vastuvõtja informatiivne trakt ***117***

3.1. Projekteerimise lähteandmed 117

3.2. Struktuurskeemide iseärasused 119

3.2.1. Maksimaalset S/N tagav filter (kasutatav signaali avastamisel ja signaali parameetrite mõõtmisel) 121

3.2.1.1. Passiivvariant (signaali töötlus sobitatud filtriga) 121

3.2.1.2. Aktiivvariant (korrelatsioonimeetod) 122

3.2.1.3. Faasitundetud lahendused 123

3.2.1.4. Töötlus komplekssignaalidega (ortogonaalne töötlus) 123

3.3. Infotrakti optimaalsete struktuuride tüüplahendused 126

3.3.1. Diskreet-info vastuvõtt – signaali avastamine ja signaalide eristamine 127

3.3.1.1. Binaarne avastamine täielikult teadaoleva signaali korral. Optimaalsuse kriteeriumid 127

3.3.1.2. Tundmatu faasiga signaali avastamine 129

3.3.1.3. Signaali avastamine faasi järgi 130

3.3.1.4.Tundmatu amplituudi ja faasiga signaali avastamine 130

3.3.1.5. Kahe signaali eristamine. 131

3.3.1.5.1.Signaalid passiivse ja aktiivse pausiga 131

3.3.1.5.2. Kahte signaali eristavate vastuvõtjate struktuuride näited. 133

3.3.1.6. Mitme signaali avastus ja eristus 136

3.3.2. Vastuvõtjad signaali parameetrite hindamiseks 139

3.3.2.1. Optimaalne vastuvõtja signaali amplituudi mõõtmiseks 140

3.3.2.2. Optimaalne vastuvõtja signaali viiteaja (objekti kauguse) mõõtmiseks 140

3.3.2.3. Optimaalne vastuvõtja sageduse mõõtmiseks 142

3.3.3. Võnkumiste vastuvõtt 144

3.3.3.1. Adaptiivsed (isehäälestuvad) optimaalsed filtrid 144

3.3.3.2. Moduleeritud signaalide optimaalne vastuvõtt 145

3.4. Sageduse süntesaatorid 146

3.5. Juht- ja indikaatororganid 146

3.6. Faasjärgihäälestuse süsteem 147

4. Digitaalvastuvõtjate funktsionaalsed plokid ja sõlmed ***150***

4.1. Üleminek analoogsignaalilt digitaalsignaalile 150

4.1.1. A/D muundus raadiosagedusel 150

4.1.2. AD muundus vahesagedusel 152

4.1.2.1. Töötlus signaali hetkväärtuste järgi (reaalse, mittekompleksse signaali töötlus) 152

Seni ülalvaadeldud käsitlusviisi kutsutakse 152

töötluseks signaali hetkväärtuste järgi või siis reaalse (mitte komplekssе) signaali töötluseks. 152

4.1.2.2. Töötlus kvadratuursete signaalidega (komplekssignaalidega) 152

4.1.3. A/D muundus videosagedusel 153

4.2. Digitaalsed sidejuhtimise süsteemid 154

4.2.1. Töö põhimõte 154

4.2.2. Spektraalanalüüsi viisid 155

4.2.2.1. Järjestikkune analüüs 155

4.2.2.2. Paralleelanalüüs 155

4.2.2.3. Filtrite lahendusnäited 155

4.2.3. Digitaalsed kvadratuurfiltrid 156

4.2.3.1. Reaalsignaali filter 156

4.2.3.2. Komplekssignaali filter 157

4.2.4. Järjestikanalüüs digitaalfiltritega 158

4.2.5. Digitaalse sidejuhtimissüsteemi eskiislahendamine 159

4.3. Automaatse võimenduse reguleerimise (AVR) digitaalsed lahendused _____ 161

4.4. AM, FM ja SM signaalide digitaalsed järgiv-detektorid _____ 163

4.4.1. Järgivdetektorid ADM –ga ringahela sees _____ 165

4.4.2. Järgivdetektorid ADM –ga enne ringahelat _____ 168

4.4.3. Järgivdetektorite põhiparameetrite valik _____ 169

5. Vastuvõtjate eripeatükid _____ 170

5.1. Sageduskordistid _____ 170

5.1.1. Mittelineaarsed filter – sageduskordistid _____ 171

5.1.2. Aperioodilised sageduskordistid _____ 172

5.1.3. Sageduskordisti harmooniliste mahasurumisega faasmeetodil _____ 172

5.1.4. Sageduse kordisti sageduse jagaja ja FJH süsteemiga _____ 174

5.2. Sagedusjagajad _____ 175

5.3. Käsitsi- ja automaatreguleerimised vastuvõtjates. _____ 176

5.3.1. Üldised võimenduse automaatreguleerimise (AVR) põhimõtted _____ 176

1. 5.3.1.1. Võimenduse muutmise viisid _____ 178

2. 5.3.1.2. Automaatse võimenduse reguleerimise põhikarakteristikud _____ 180

5.3.2. Automaatne sageduse järelhäälestus _____ 183

5.3.3. Sageduslik automaatne sageduse järgihäälestus _____ 185

5.3.4. Automaatne sageduse järgihäälestus faasi järgi (FASH) _____ 190

5.3.5. Signaalisageduse automaatsed otsingusüsteemid _____ 193

5.4. Programmeeritav raadio _____ 194

5.4.1. Sissejuhatus _____ 194

5.4.2. Analoog- ja digitaalsignaali kujutamine aja – ning sagedusteljel _____ 195

ii. Lihtsa programmeeritava vastuvõtja konstrueerimine. _____ 196

6. Lisad _____ 198

6.1. Lisa 1. Transiiveri plokkskeem _____ 198

6.2. Vox _____ 199

6.3. Signaal kui infokandja _____ 200

6.3.1. Signaalide liigid _____ 200

6.3.2. Perioodilise signaali spekter _____ 200

6.3.3. Signaalide ortogonaalsus _____ 202

6.3.4. Signaali võimsuste tasakaaluvõrrand _____ 203

6.3.5. Üksikvõnkumiste spekter _____ 203

6.3.6. Juhuslikud (mittedetermineeritud) signaalid _____ 204

6.3.7. Juhusliku signaali spektraalanalüüs _____ 205

6.3.8. Korrelatsioonifunktsioon _____ 205

6.3.9. Juhusliku signaali energeetiline spekter _____ 206

6.3.10. Seosed korrelatsioonifunktsiooni ja energeetilise spektri vahel _____ 206

1. Valge müra. _____ 206

2. Filtreeritud valge müra. _____ 207

Üldjuhul saame müratiheduseks peale filtreerimist seose: _____ 207

3. Müra, filtreeritud ideaalse ribafiltri poolt _____ 207

3. VASTUVÕTJA INFORMATIIVNE TRAKT

Informatiivse trakti struktuur sõltub:

- projekteerimise lähteandmetest (mida on eelnevalt teada signaalist, müradest)
- optimaalsuskriteeriumitest.
- kirjanduses on palju tuntud optimaalseid lahendusi teatud tüüpsituatsioonide kohta. Samas on need tüüpsituatsioonid suhteliselt lihtsad ning ei pruugi tegelike vajadustega kokku langeda.
- sellegipoolest taandub informatiivse trakti optimaalse projekteerimise lähtelahendused suurel määral lihtsustatud optimaalsete tüüpstruktuuride leidmisele.

Vastuvõtja informatsioonitraktis lahendatakse klassikalisi signaalitöötluse ülesandeid, milledeks on mürade, häirete taustal oleva signaali:

- Demodulatsioon (detekteerimine);
- Regeneratsioon (signaali taastamine – tavaliselt impulss-kood modulatsiooni korral;
- Otsimine (sageduse, amplituudi, modulatsiooni liigi, faasi järgi);
- Avastamine;
- Sünkronisatsioon (sageduse, faasi, kandevlaine viiteaja, alamkandesageduse, taktsageduse, koodi järjestuse järgi);
- Parameetrite (amplituudi, sageduse, faasi, viiteaja) hindamine[1].

3.1. Projekteerimise lähteandmed

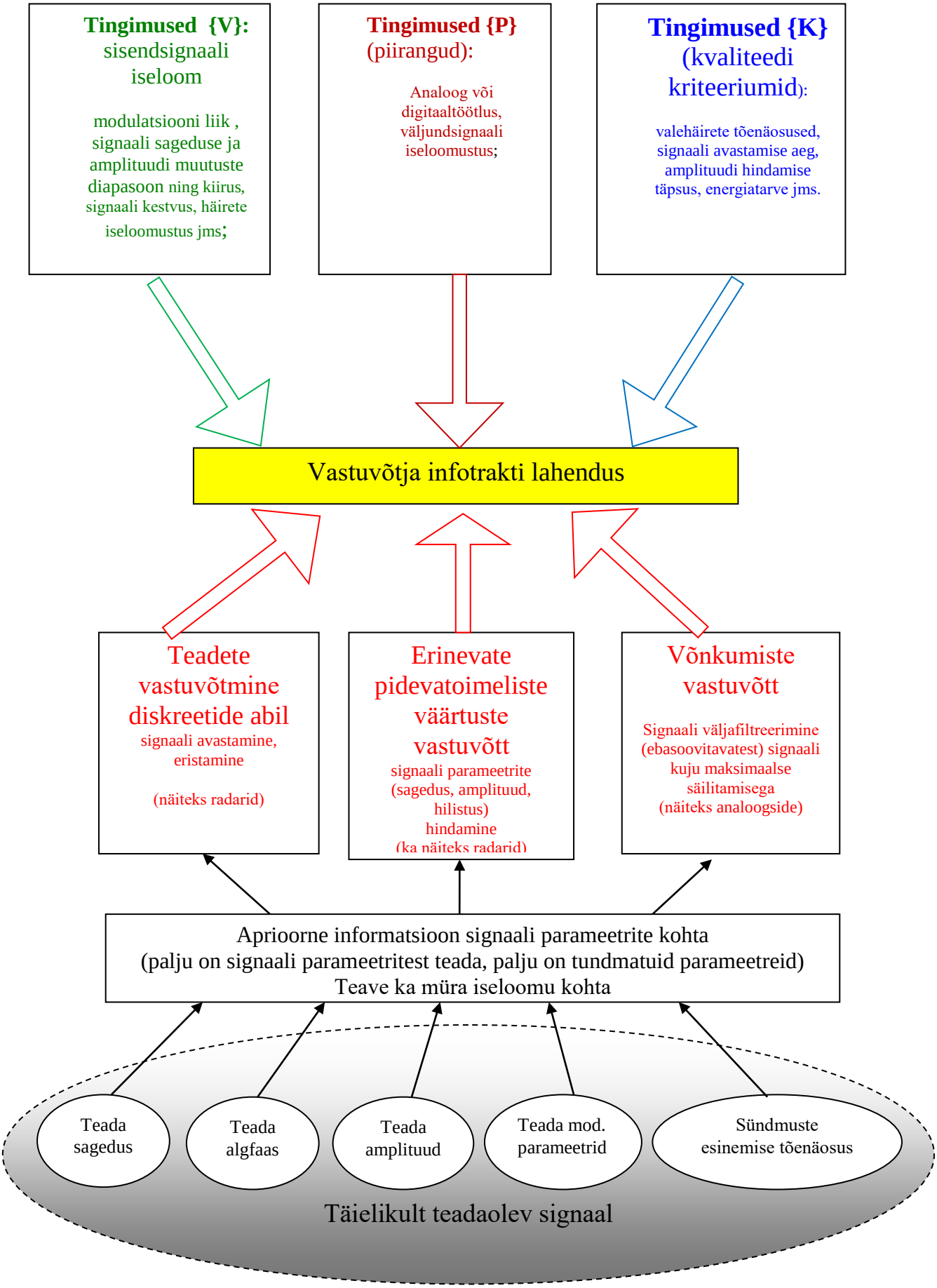
Raadiovastuvõtja projekteerimisel saab lähteandmed jagada järgmistesse gruppidesse:

- Tingimused {V}: sisendsignaali iseloom – modulatsiooni liik , signaali sagedus ja amplituud, sageduse ja amplituudi muutuste diapasoon ning kiirus, signaali kestvus, häirete iseloomustus jms;
- Tingimused {P} (piirangud): Analoog või digitaaltöötlus, väljundsignaali iseloomustus;
- Tingimused {K} (kvaliteedi kriteeriumid): valehäirete tõenäosused, signaali avastamise aeg, amplituudi hindamise täpsus, energiatarve jms.

Olenevalt infokandja kujust esineb kolm enamlevinut ülesannet:

1. Teadete vastuvõtmine diskreetide abil (signaali avastamine, eristamine);
2. Erinevate pidevatoimeliste väärtuste vastuvõtt (signaali parameetrite hindamine);
3. Võnkumiste vastuvõtt (filtreerimine).

[1] Tihti nimetatakse seda ka lihtsustatult parameetrite mõõtmiseks; kuna raadiotraktis eksisteerivad alati mürad, siis nendest tekkivate ebatäpsuste tõttu (mis muidugi lisanduvad mõõtevigadele) nimetakse parameetrite n.ö. mõõtmist mürade taustal parameetrite hindamiseks.

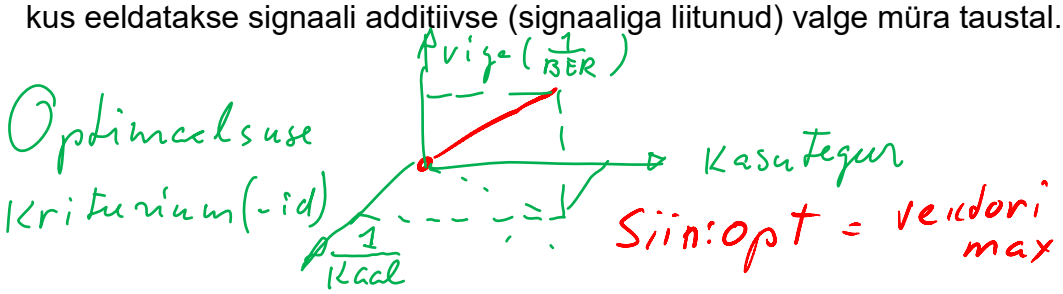

Tingimused {V}:
sisendsignaali iseloom
modulatsiooni liik , signaali sageduse ja amplituudi muutuste diapasoon ning kiirus, signaali kestvus, häirete iseloomustus jms;
Tingimused {P} (piirangud):
Analoog või digitaaltöötlus, väljundsignaali iseloomustus;
Tingimused {K} (kvaliteedi kriteeriumid):
valehäirete tõenäosused, signaali avastamise aeg, amplituudi hindamise täpsus, energiatarve jms.
Vastuvõtja infotrakti lahendus
Teadete vastuvõtmine diskreetide abil
signaali avastamine, eristamine
(näiteks radarid)
Erinevate pidevatoimeliste väärtuste vastuvõtt
signaali parameetrite (sagedus, amplituud, hilistus) hindamine
(ka näiteks radarid)
Võnkumiste vastuvõtt
Signaali väljafiltreerimine (ebasoovitavatest) signaali kuju maksimaalse säilitamisega
(näiteks analoogside)
Aprioorne informatsioon signaali parameetrite kohta
(palju on signaali parameetritest teada, palju on tundmatuid parameetreid)
Teave ka müra iseloomu kohta
Teada sagedus
Teada algfaas
Teada amplituud
Teada mod. parameetrid
Sündmuste esinemise tõenäosus
Täielikult teadaolev signaal

Olulisteks lähteandmeteks optimaalsete vastuvõtjate sünteesil see, et eeldatakse teada olevaks:

- kodeerimise viis, modulatsioon, kasutatavate signaalide klass.
- Osa või kõik signaali parameetrid (amplituud, sagedus, faas, impulsi kestvus, aprioorsed tõenäosused ühe või teise sündmuse esinemiseks).
- Signaal loetakse **täpselt teadaolevaks, kui ainsaks tundmatuks võnkumise parameetriks on teade signaali olemasolust**.
- Optimaalse vastuvõtja sünteesil eeldatakse muidugi ka aprioorset teavet vastuvõtule kaasnevate mürade, häirete iseloomu kohta.

Tundmatute parameetritega signaaliks loetakse signaali, kus lisaks tema teadaolevatele andmetele on tundmatud veel mõned signaali parameetrid (sagedus näiteks).

On sünteesitud terve rida vastuvõtjate optimaalseid lahendeid (struktuure), kus eeldatakse signaali additiivse (signaaliga liitunud) valge müra taustal.



3.2. Struktuurskeemide iseärasused

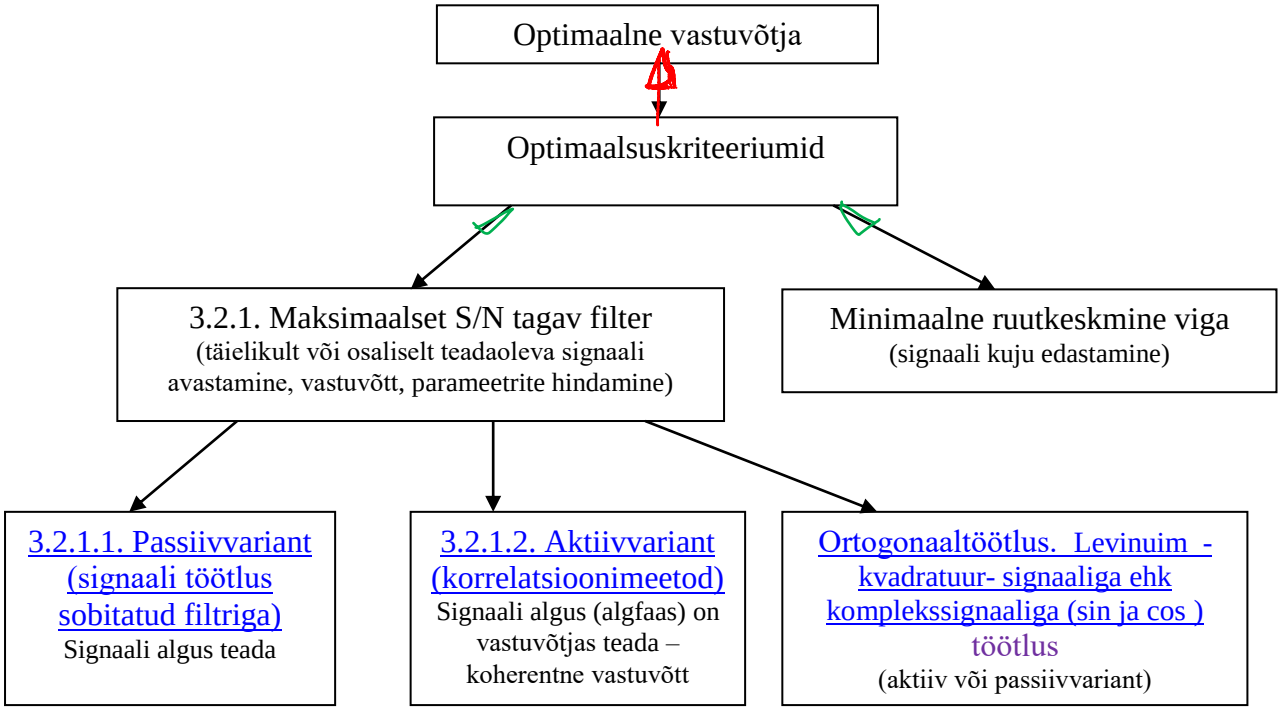
Suvalise vastuvõtja enda parameetrite hindamisel või struktuurskeemi koostamisel on kasulik teada antud ülesande (või siis selle lähedase ülesande) optimaalset lahendust. Need lahendused on leidnud valgustamist paljudes kirjandusallikates; tõsi, korrektset matemaatilist tõestust on leidnud vaid suhteliselt vähesed ning suhteliselt lihtsate ülesannete lahendamiseks ettenähtud variandid.

- Mida rohkem on signaalist teada eelnevat (aprioorset) informatsiooni
- ning mida vähem parameetreid tuleb vastuvõtjal hinnata
- seda lihtsam on ülesanne ning seda tõenäosem on leida selle ülesande lahendamiseks optimaalne lahend.

Vältimaks süvenemist statistilise raadiotehnika teooriasse, toome siinkohal mõned näited optimaalsetest lahendustest.

Levinumaks optimaalse vastuvõtja osaks on optimaalne lineaarne filter, millistest iseloomulikumad on filtrid järgmiste **optimaalsuskriteeriumitega:**

- Filtrid, mille väljundis tagatakse maksimaalne signaal/müra suhe
- Filtrid, mille väljundis moodustuv signaal kordab lähtesignaali minimaalse ruutkeskmise veaga. Kasutatakse nn võnkumiste vastuvõtul, kus on oluline eeskätt signaali kuju edastamine (näiteks analoogTV – meil praegu siis jäänud analoog-raadio)


Optimaalne vastuvõtja
Optimaalsuskriteeriumid
3.2.1. Maksimaalset S/N tagav filter
(täielikult või osaliselt teadaoleva signaali avastamine, vastuvõtt, parameetrite hindamine)
Minimaalne ruutkeskmine viga
(signaali kuju edastamine)
3.2.1.1. Passiivvariant (signaali töötlus sobitatud filtriga)
Signaali algus teada
3.2.1.2. Aktiivvariant (korrelatsioonimeetod)
Signaali algus (algfaas) on vastuvõtjas teada – koherentne vastuvõtt
Ortogonaaltöötlus. Levinuim - kvadratuur- signaaliga ehk kompleksignaaliga (sin ja cos) töötlus
(aktiiv või passiivvariant)

3.2.1. Maksimaalset S/N tagav filter (kasutatav signaali avastamisel ja signaali parameetrite mõõtmisel)

Filter realiseeritakse kas passiivvariandina või aktiivvariandina. Ka jagunevad nad koherentseteks (üksteise suhtes faasis signaalide töötlus) ja mittekoherentseteks (faasitundetud).

3.2.1.1. Passiivvariant (signaali töötlus sobitatud filtriga)

Vaatleme tüüplahendusi. Need on nn **sobitatud** (signaaliga sobitatud) **filtrid**, millede

sageduskarakteristik langeb kokku signaali spektriga

(täpsemini öeldes – kaaskomplekssе spektriga):

$K(j\omega) = a \times S^*(j\omega)\exp(-j\omega t_0)$, kus:

- a – tegur, $S(j\omega)$ – signaali spekter,
- t_0 – signaali kestvus, mis võrdub filtri ülekande ajalise nihkega (viitega) τ. Sellisel juhul tagatakse maksimaalne signaali energia ärakasutus.

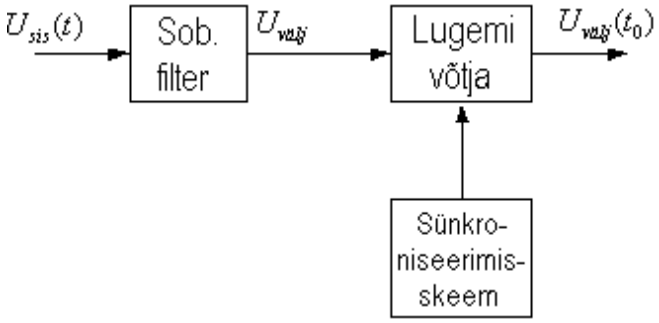
Selline filter tagab maksimaalse signaalipinge tippväärtuse suhte mürapinge efektiivväärtuse σ suhtes **ajamomendil** t_0. Selleks on:

$$\{u_{sign.välj}(t_0)/\sigma\}_{max} = \sqrt{2Q/N_0}$$

kus Q – signaali energia filtri sisendis;
N_0 – sisendmüra spektraaltihedus.

Signaaliga sobitunud filtri impulsskarakteristik kujutab endast signaali peegelpilti:

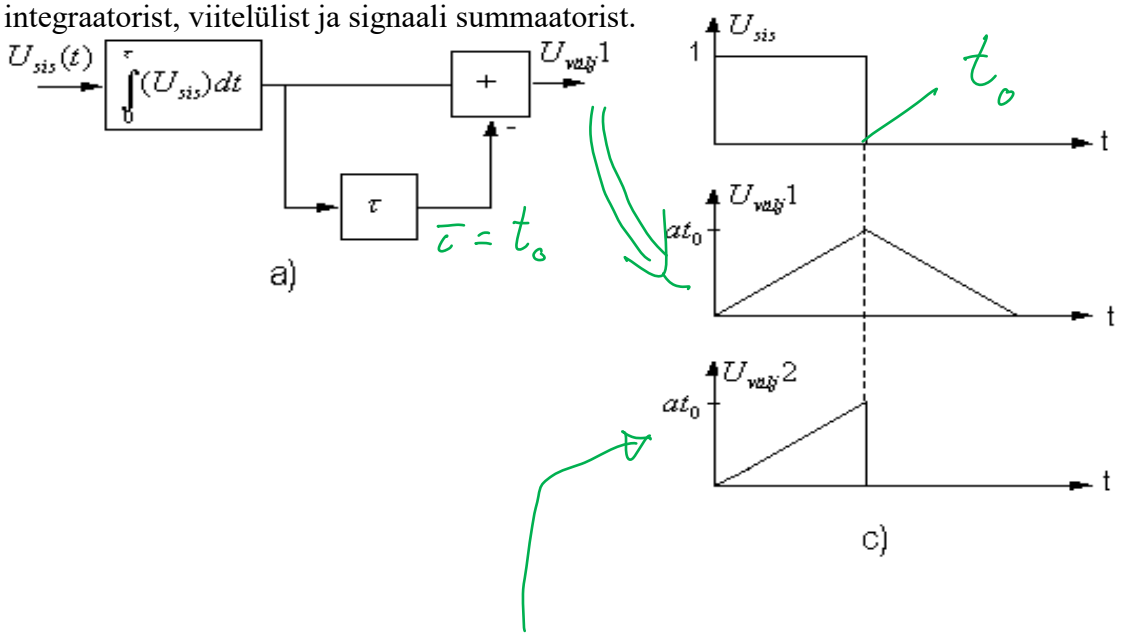
$\eta(t) = au_{sign}(t_{sign} - t)$.

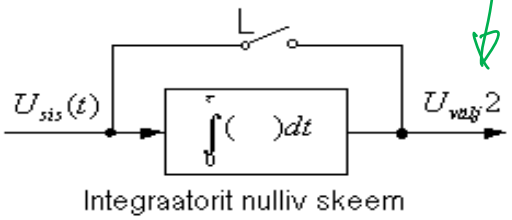


Sobitatud filtreid ei saa realiseerida kõigi signaalide jaoks; näiteks peab signaal olema lõpliku kestvusega. Tavaliselt valitakse $t_0 = t_{sign} = t_{impulss}$, kui on tegemist impulssignaaliga. Sobitatud filtri väljundisse pannakse tavaliselt lugemi võtja, milline võtab signaali amplituudi lugemi ajamomendil t_0 sünkroniseerimisskeemi abil (joon.3.2.1).

Joonis 3.2.1

Nii näiteks on võimalik lahendada optimaalne (maks S/N järgi) sobitatud filter täisnurksignaali jaoks nn passiivsel kujul. See koosneb (joon. 3.2.2) integraatorist, viitelülist ja signaali summaatorist.





Integraatorit nulliv skeem

b)

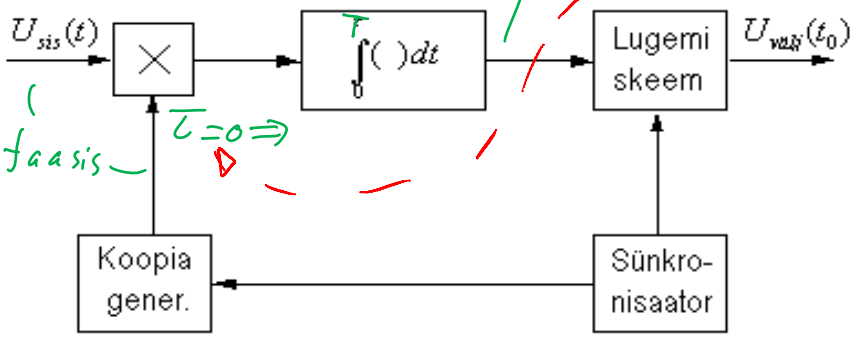
Joonis 3.2.2

3.2.1.2. Aktiivvariant (korrelatsioonimeetod)

Teiseks levinud variandiks optimaalse (maks. S/N järgi) filtri realiseerimisel on nn aktiivne variant - korrelaator (joon 3.2.3), mis koosneb:

- korrutist, kus korrutatakse signaal oma koopiaga,
- koopiageneraatorist,
- sünkronisaatorist
- integraatorist.

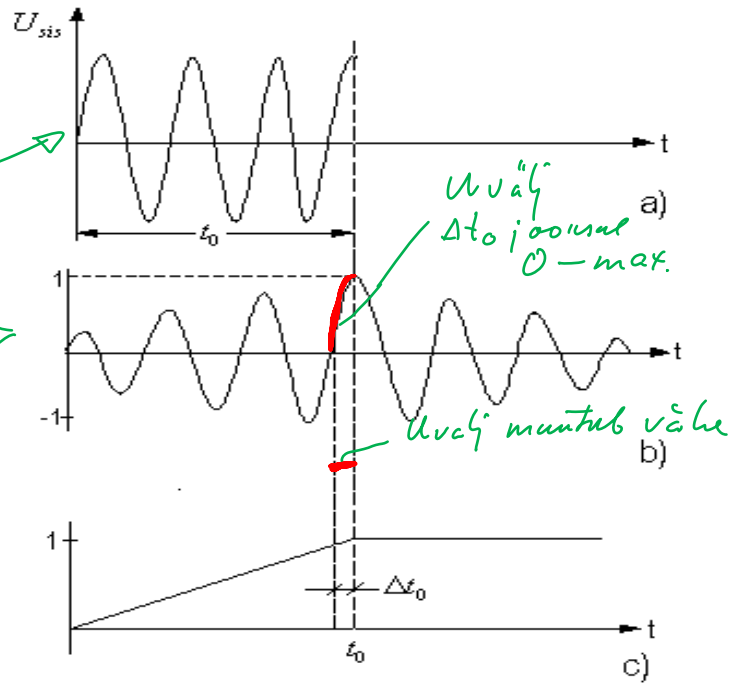
Sünkronisaator on vajalik selleks, et anda korruti teise sisendisse signaali koopia (tugisignaali) täpselt signaali saabumise hetkel (on vaja saavutada mõlemi signaali sünfaassne korrutamine).



Joonis 3.2.3

Kuigi mõlemal lahendusel tulemus on sama, on neil siiski olulisi erinevusi:

- Sobitatud filtri passiivne lahendus on küllalt kriitiline lugemi algmomendi suhtes (joon. 3.2.4,a,b). Siinussignaali korral perioodi kordsusega



- Korrelaator on aktiivne variant, tema on kriitiline
  - vastuvõetava signaali ning koopia faasinihke suhtes,
  - mitte aga eriti kriitiline lugemi alguse suhtes (joonisel c).

Joonis 3.2.4

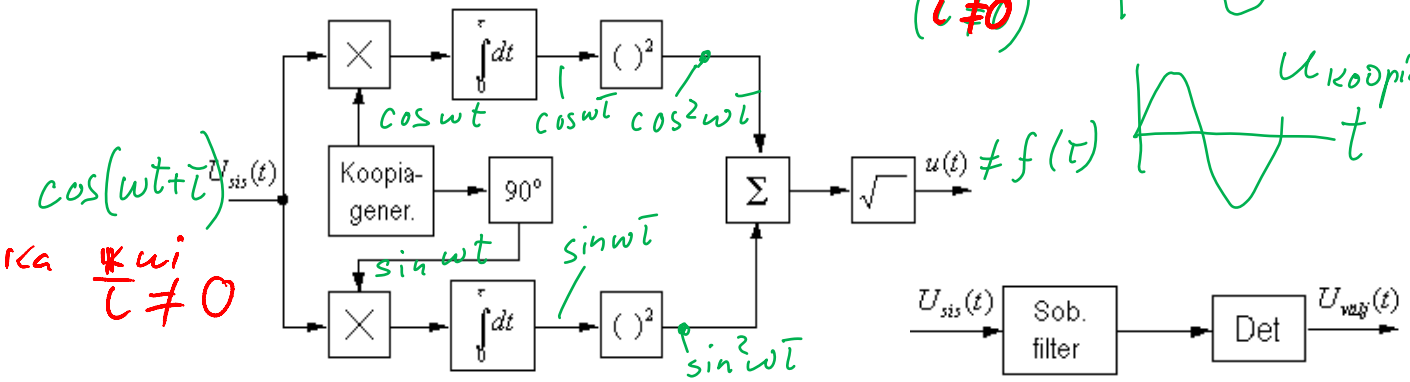
Vajadusel **vastu võtta erinevaid signaale** tuleb:

- sobitatud filtrina lahenduse korral vahetada filtrid
- lahendusel korrelaatoriga aga piisab **signaali koopia vahetamisest.**

3.2.1.3. Faasitundetud lahendused

Võib leida ka lahendusi, mis ei ole faasitundlikud –

1. korrelaator kvadratuursete kanalitega (joon. 3.2.5 a)
2. amplituuddetektoriga filter (sama, b)

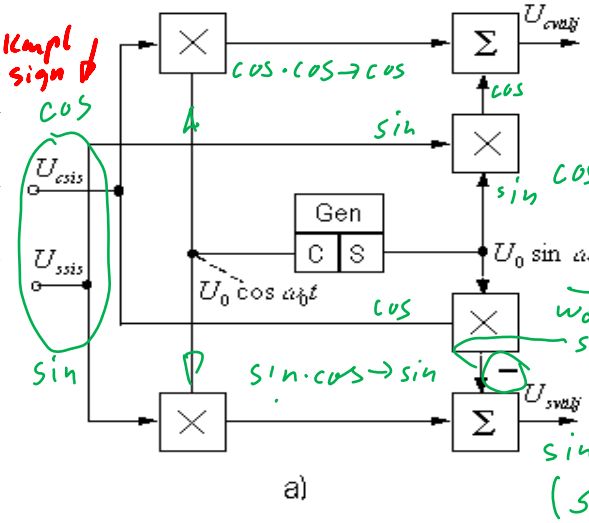


a b

Joonis 3.2.5

3.2.1.4.Töötlus kompleksssignaalidega (ortogonaalne töötlus)

Signaalide töötlusel osutub väga efektiivseks signaali kujutamine (üleviimine) komplekskujul (komplekskujule), mis sisuliselt tähendab signaali töötlust kvadratuurkanalites ja tänu sellele saame mittekoherentsed lahendid:



a)

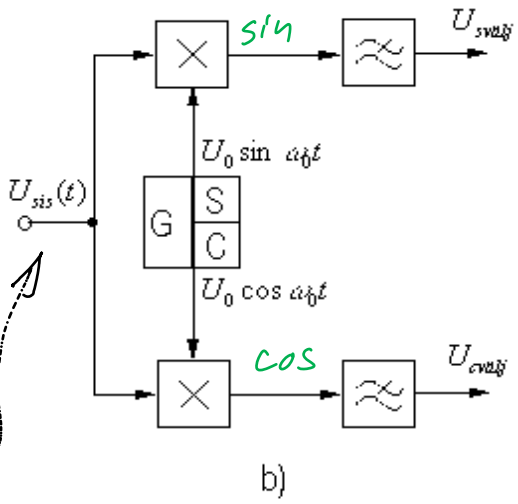
- Kui kasutada seda **sagedusmuundamisel**, korrutades moodustatud kvadratuurset signaali kvadratuurse tugisignaaliga (joon. 3.2.6.a), saame sagedusmuunduri ilma parasiitse kas summa- või vahesageduseta.

- Kui lähendada **kompleks-signaali kandevlaine sageduse nullile** $(\omega_s - \omega_0) = \Omega \to 0$, moodustub nn kompleks-mähiskõver, mis sisaldab moduleeriva signaali kogu faasi- ning amplituud infot. See võimaldab signaali töötlust madalamal sagedusel Ω, mähiskõvera järgi, jättes välja kandevsageduse.

- Kvadratuurtöötlusel aga suureneb aparatuurne keerukus, kuna nüüd on vaja tagada töötlus kahes kanalis – sinusoidaalse ja kosinusoidaalse signaalikomponendi tõttu. Pealegi peavad need kanalid olema identsed, eriti ranged nõuded on kanalite faasikarakteristikute ning signaalide kvadratuuursuse kohta. Seetõttu on see töötlusmeetod levinud rohkem digitaalsetes raadiovastuvõtjates.

Komplekssignaalidega töötluses tuleb kõigepealt formeerida komplekssignaal, siis komplekssignaalile vastavad töötluskanalid.

Komplekssignaali formeerimiseks kasutatakse kas aktiivset lahendust (joon. 3.2.6 b) või passiivset (joon. 3.2.7) ehk laiaribalist 90 kraadilist faasipööramisahelat :



Joonis 3.2.6

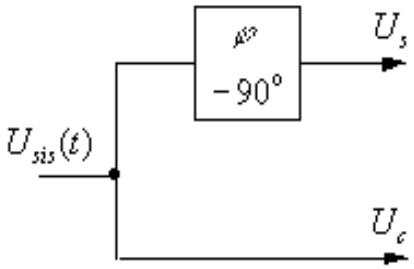
Aktiivsel skeemil (3.2.6.b) häälestatakse tugigeneraator signaali kandevsagedusele, mille tulemusena saadakse komplekssne mähiskõver, madalpääsfiltrid aga lasevad läbi signaalid vahesagedusega ning suruvad maha parasiitsed summasagedusega komponendid.

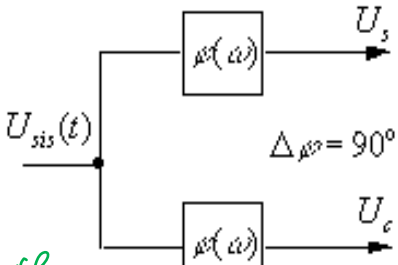
Komplekssignaal, mis moodustub mittekomplekssе (reaalse) sisendsignaali $u_{sis}(t) = U(t)\cos\left[\omega_{sign}t + \varphi(t)\right]$ baasil, on formeerija väljundis järgmisel kujul:

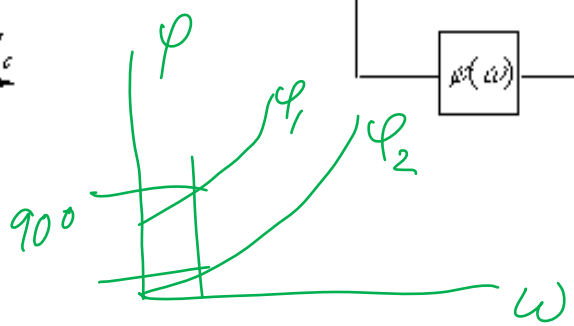
$$u_{välj}(t) = U_{\cos} + jU_{\sin} = U(t)\{\cos\left[(\omega_{sign} - \omega_0)t + \varphi(t)\right] + j\sin\left[(\omega_{sign} - \omega_0)t + \varphi(t)\right]\}$$

kus kumbki signaalikomponent (kosinusoidaalne ja sinusoidaalne) formeerub vastava kanali väljundis.

Passiivne variant (joon. 3.2.7) on lihtsam, kuid seal on vaja tagada laiaribaline (signaali spektri ulatuses) 90 kraadi pöörav faasinihkeahel. Siin saadakse järgmised kompleksspektri koostisosad:
$U_{\cos} = U(t)\cos\left[\omega_{sign}t + \varphi(t)\right]$ ja $U_{\sin} = U(t)\sin\left[\omega_{sign}t + \varphi(t)\right]$.



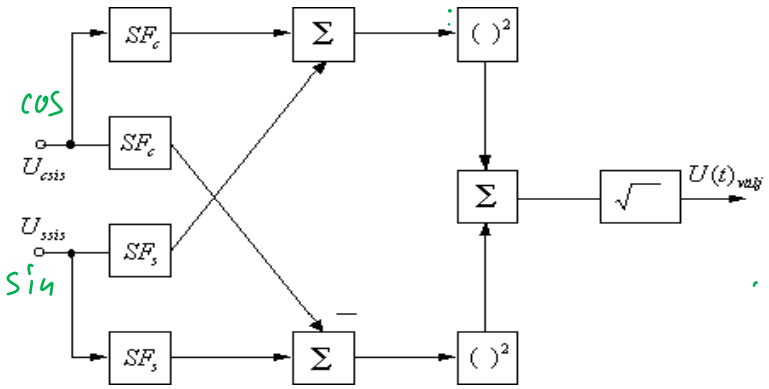




Joonis 3.2.7

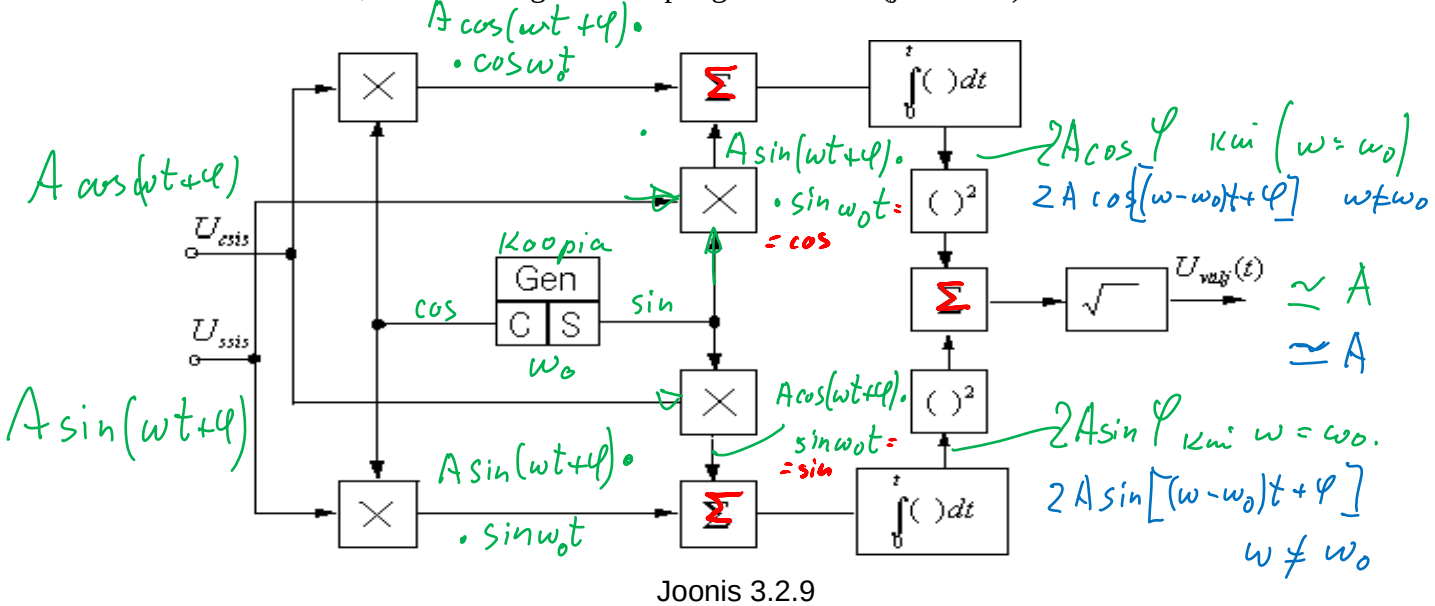
Näited töötlusest komplekssignaalidega

- **Passiivvariant:** kasutatakse neli reaalse (mittekompleksse) signaali filtrit $SF_{\cos}$ ja $SF_{\sin}$, millised on sobitatud vastavalt kas kosiinus või siinussignaalide komponentidega (joon.3.2.8).



Joonis 3.2.8. Filter on täiustatud kvadratuurse osaga kandevlaine mooduli (ehk amplituudi) eraldamiseks.

- **Aktiivvariant:** optimaalse filtri aktiivne lahendus saadakse korrelaatorite baasil, kasutades signaali koopia generaatorit (joon3.2.9).



Joonis 3.2.9

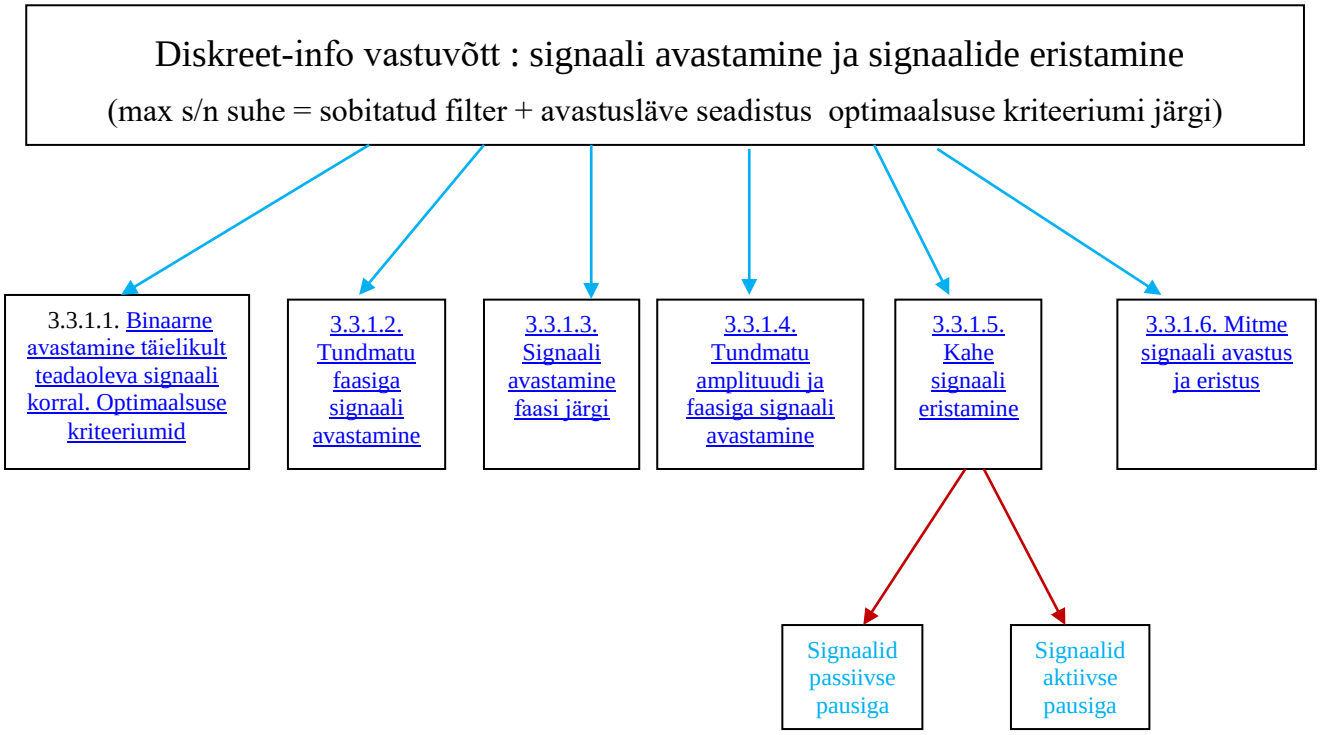
Reaalsetes konstruktsioonides tuleb tihtipeale kasutada kvasioptimaalseid lahendeid:

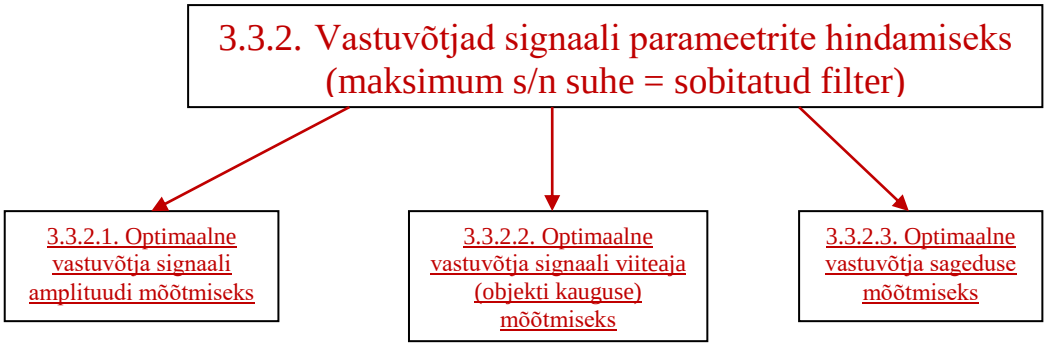
- Nii näiteks on analooglahendustes, kasutades lihtsamaid filtreid, filtrite sageduskarakteristikute kuju ette antud.
- Siin loobutakse sageduskarakteristiku ja signaali spektri kuju kokkulangevuse nõudest, maksimum signaal/müra tagatakse siis filtri ribalaiuse valikuga.
- **Nii võib saavutada aparatuuri tunduva lihtsustamisega üsnagi optimaalsele lähedasi tulemusi.**
- **Näiteks kui kasutada üksiku, täisnurkse mähiskõveraga raadioimpulsi vastuvõtuks täisnurkse sageduskarakteristikuga kvasioptimaalset filtrit optimaalse ribalaiusega** $\Pi_{opt} = 1{,}37 / t_{sign}$, **kaotame optimaalsega võrreldes s/n suhtes 1,22** korda (0,8 dB).
- Reaalsete (mitte täisnurksete) sageduskarakteristikute korral on kaotus veelgi väiksem.

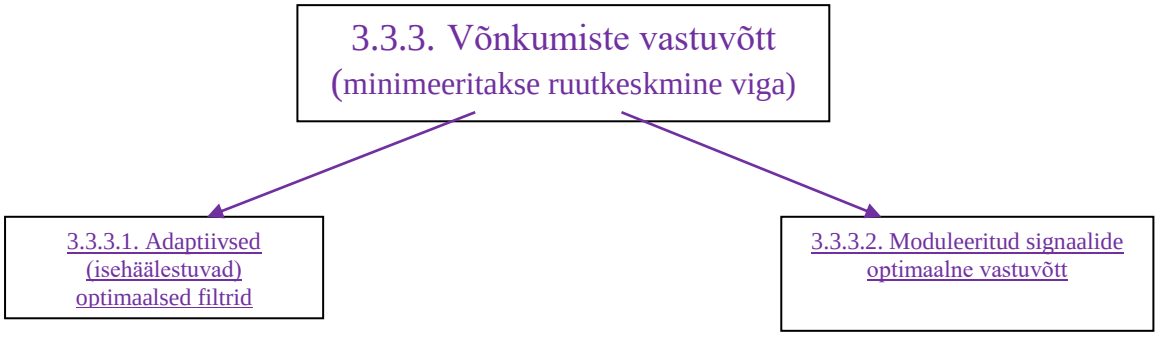
Siinjuures on sobiv näiteks märkida, et teist järku ribafilter (LC võnkering), mille sageduskarakteristik muutub ideaalseks integraatoriks, kui tema pääsuriba 0,7 nivoolt võetuna, on väiksem kui $0{,}2/t_{sign}$. Selline filter on küll optimaalne üksikimpulsi suhtes, kuid kui aga impulsse tuleb järjest, siis on sellisel integraatoril "mäluvõime", ning järgmiste impulsside reaktsioonid selles integraatoris kogunevad. Seetõttu tuleks kasutada impulsside vahepeal integraatori nullimist (vt varasemalt vaadeldud skeemi joon. 3.2.2.b).

3.3. Infotrakti optimaalsete struktuuride tüüplahendused

Järgnevalt vaatleme struktuure, millised on optimaalsed lahendamaks vastuvõtu tüüpsituatsioone konkreetsete signaalide korral.







3.3.1. Diskreet-info vastuvõtt – signaali avastamine ja signaalide eristamine

Siia alla kuuluvad näiteks:

- Binaarse avastamise ülesanne (passiivse pausiga kahendsignaali vastuvõtt telegraafisides, diskreetse informatsiooni ülekandel, signaali avastamine raadiolokatsioonis;
- Kahe signaali äratundmine (aktiivse pausiga kahendsignaali vastuvõtt);
- Mitme signaali avastamine ja äratundmine. See on vajalik mitmepositsioonilise koodiga signaali vastuvõtul, siia alla kuulub ka tundmatu sagedusega või viitega signaali avastamine.

3.3.1.1. Binaarne[2] avastamine täielikult teadaoleva signaali korral. Optimaalsuse kriteeriumid

- Vastuvõtja sisendis võib tekkida sisendsigaal u_1 additiivse valge müra taustal
- On või ei ole teada aprioorsed (eelnevalt ette eeldatavad) tõenäosused signaali ilmumise $p(u_1)$ või mitteilmumise $p(0)$ kohta.
- On vaja sünteesida vastuvõtja skeem, mis vastaks
  - kas signaal on vastuvõtja sisendis
  - või signaali ei ole.

Seda tuleb siis teha optimaalselt, vastavalt püstitatud optimaalsuse kriteeriumile.

Signaali avastamisel kasutatakse tavaliselt kahte, tõenäosuslikku optimaalsuse kriteeriumit:

- minimaalse vea täieliku tõenäosuse kriteeriumit – nn ideaalse vaatleja kriteeriumit:

$$p_{viga} = p(0)\,p_{valehäire} + p(u_1)\,p_{mitteavastamine} = \min,$$

kus p_{viga} – kogu vea tõenäosus;

$p_{valehäire}$ – vea tinglik tõenäosus valehäire korral (signaali puudumisel);

$p_{mitteavastamine}$ – vea tinglik tõenäosus mitteavastamise korral (signaali olemasolul).

Ideaalse vaatleja kriteeriumit kasutatakse tavaliselt sides, kus on teada aprioorsed tõenäosused signaali väärtuse esinemiseks või mitteesinemiseks: $p(u_1)$ ja $p(0)$.

Seejuures võetakse tavaliselt nad võrdseteks, nii et $p(u_1) = p(0) = 0{,}5$.

- Neuman-Pearsoni kriteerium – kus eeldatakse, et

$$p_{mitteavastamine} = \min$$

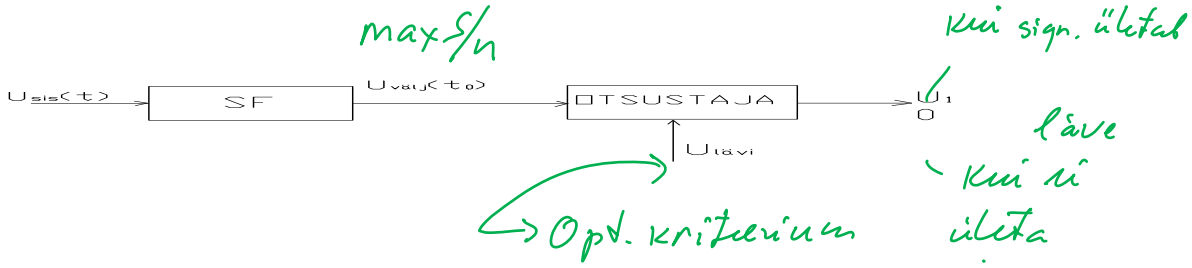
Et lennuk avastataks

kui $p_{valehäire} = const$.

Seda kriteeriumit kasutatakse tavaliselt raadiolokatsioonis, kus aprioorsed tõenäosused signaali ilmumise $p(u_1)$ või mitteilmumise $p(0)$ kohta pole teada. Seetõttu ei saa leida ka kogu vea tõenäosust p_{viga}.

[2] Otsustatakse – kas signaali on või ei ole

Vastuvõtja skeem täielikult teadaoleva signaali binaarseks avastamiseks on näidatud joonisel 3.3.1.



Joonis 3.3.1

Sisendsignaal $u_{sis}(t)$ antakse sobitatud filtrile või korrelaatorile, milledest saadavat väljundsignaali võrreldakse otsustusskeemis ajamomendil $t_0 = t_{sign}$ etteantud lävepingega $U_{lävi}$. Kui $u_{valj}(t_0) > U_{lävi}$, siis otsustatakse, et signaal on olemas (olukord u_1), kui aga vastupidi, siis signaali pole (olukord 0).

Avastamise optimaalsuse kriteerium (ideaalse vaatleja, Neuman- Pearsoni vm) seadistataksegi paika **lävepinge valikuga.**

Lävepingete valiku täpsustused kriteeriumite järgi:

A. Ideaalse vaatleja kriteerium. Siis võetakse lävepingeks

$$U_{lävi} = u_{välj}(t_0)\{0{,}5 + (N_0/2Q)\ln[p(0)/p(u_1)]\}.$$

Nii näiteks, kui $p(u_1) = p(0) = 0{,}5$, siis $U_{lävi} = 0{,}5u_{välj}(t_0)$.

Siinjuures võib osutuda kasulikuks lävepinge määrata mitte väljundsignaali, vaid väljundmüra efektiiväärtuse σ järgi. Varemalt toodud seosest

$$\{u_{sign.välj}(t_0)/\sigma\}_{max} = \sqrt{2Q/N_0}$$ avaldame $$u_{sign.välj}(t_0) = \sigma\sqrt{2Q/N_0}\,,$$

ning kirjutame ülaltoodud lävepinge avaldise ringi kujule:

$$U_{lävi} = \sigma\sqrt{2Q/N_0}\{0{,}5 + (N_0/2Q)\ln[p(0)/p(u_1)]\}.$$

Vajalikud minimaalsed signaal/müra suhted Q_0/N_0, mis tagavad etteantud mitteavastamise ja valehäire tõenäosused, saame kätte seosest

$$Q_0/N_0 \approx \left[\sqrt{\ln(1/p_{valehäire}) - 1{,}4} + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavastamine} - 1{,}4}\right]^2,$$

eeldusel, et valemis toodud tõenäosused on alla 0,1.

Ülesande püstitusel võivad olla antud aprioorsed tõenäosused $p(u_1)$ ja $p(0)$ ning kogu vea tõenäosus p_{viga} – siis on võimalik ülaltoodud valemitest leida lubatavad tinglikud tõenäosused ning siis viimase valemiga leida vajalik signaal/müra suhe.

B. Neuman- Pearsoni kriteerium. Siis (kui aprioorsed tõenäosused $p(u_1)$ ja $p(0)$ pole teada), tuleb ette anda tinglikud tõenäosused $p_{valehäire}$ ning $p_{mitteavastamine}$ ning siis kasutada ülaltoodud signaal/müra suhte valemit. Sellisel juhul lävepinge avaldub

$$U_{lävi} = u_{välj}(t_0)\{0{,}5 + (N_0/2Q)\ln[p_{mitteavastamine}/p_{valehäire}]\}$$

ehk

$$U_{lävi} = u_{välj}(t_0)\sqrt{(N_0/Q)\ln(1/p_{valehäire})}\,.$$

Kuigi täiesti teada oleva signaali avastamine

- on enamikel juhtudel idealiseeritud ülesande püstitus,
- võib sellega siiski hinnata võimalikke lahendusi ning nende lahenduste piirtulemusi.
- Edasi vaatleme reaalsemaid olukordi, kus signaalist ei ole kõik eelnevalt teada.

Kõigepealt : Pole teada signaali faas....

Ehk järgmine punkt:

3.3.1.2. Tundmatu faasiga signaali avastamine

Avastaja struktuurskeem jääb samaks kui eelnevalt täpselt teadaoleva signaali korral, kuid varemalt vaadeldud optimaalse, teadaoleva signaaliga sobitatud filtri asemele tuleb nüüd võtta optimaalne filter, mis ei ole tundlik signaali faasi suhtes. Selleks on näiteks kvadratuursete kanalitega korrelaator (vt joon. 3.2.5.a)

Kui on täidetud tingimused

$$p_{valehäire} \le 0{,}1 \text{ ja } p_{mitteavastamine} \le 0{,}1$$

ning eeldame signaali algfaasi ühtlast jaotust, siis tuleb signaali energia ja müra spektraaltiheduse suhteks järgnv avaldis:

$$Q_0 / N_0 \approx \left[\sqrt{\ln(1/p_{valehäire})} + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavastamine}) - 1{,}4}\right]^2 ,$$

mis peaaegu langeb kokku seosega,

$$Q_0 / N_0 \approx \left[\sqrt{\ln(1/p_{valehäire}) - 1{,}4} + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavastamine} - 1{,}4}\right]^2$$

tooduna varemalt teada olevasignaali kohta.

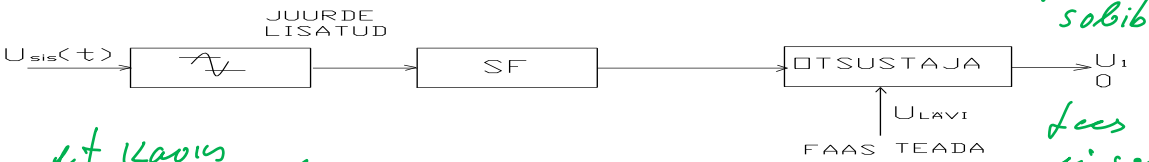
Eeldusel, et $p_{valehäire} \le 0{,}1$ ja $p_{mitteavastamine} \le 0{,}1$,
on tundmatu faasiga signaali avastamiseks vajalik peaaegu samasuur signaali energia nagu täpselt teadaoleva (teada algfaasiga) signaali korral.

Kuid suurte vigade tõenäosuste korral see enam ei kehti. Siis vajatakse mitte teadaoleva algfaasi korral juba tunduvalt rohkem signaali energiat kui teadaoleva signaali faasi korral.

3.3.1.3. Signaali avastamine teadaoleva faasi järgi

Väikeste signaal/müra suhete korral, kuid eeldusel, et signaali ja müra energeetiline suhe Q/N_0 on piisavalt suur, on otstarbekas kasutada avastajat faasi järgi.

Käsitleme siin kvasioptimaalset, **teadaoleva** signaali algfaasiga avastajat, mis erineb eelpooltoodud täielikult teadaoleva signaali optimaalsest avastajast vaid kahepoolse amplituudipiiriku olemasolu (kaotatakse sõltuvus amplituudist) tõttu sisendis. (vt. joon. 3.3.1 baasil saadud 3.3.2).



Joonis 3.3.2

3.3.1.4.Tundmatu amplituudi ja faasiga signaali avastamine

Siin võib tuua lahenduse jällegi varemvaadeldud kvadratuursete kanalitega korrelaatoriga, mis on võimeline avastama tundmatu algfaasiga signaali (vt varasemat joonist näit. 3.2.9).

Teadmatus amplituudi suhtes halvendab avastamise olukorda üsna tugevalt. Avastajate skeemid on samad, mis ainult tundmatu signaali faasi korral.

Teatud täpsustavatel tingimustel, sealhulgas ka eeldusel, et $p_{mitteavastamine} \le 0{,}1$, kujuneb vajalikuks energeetiliseks signaal/müra suhteks $Q_{keskm} / N_0 = (1/ p_{mitteavastamine}) \ln(1/ p_{valehäire})$. Siin Q_{keskm} – signaali keskmine võimsus.

Lävepinge pannakse paika varemtoodud, ideaalse vaatleja kohta kehtiva seosega, kus Q asendatakse Q_{keskm} – ga: $U_{lävi} = u_{välj}(t_0)\{0{,}5 + (N_0 / 2Q_{keskm}) \ln[p_{mitteavastamine} / p_{valehäire}]\}$.

3.3.1.5. Kahe signaali eristamine.

1. Loeme, et vastuvõtja sisendis on valge müra taustal üks kahest võimalikust signaalist: u_1 või u_2.
2. Teada on mõlemite signaalide esinemise aprioorsed tõenäosused $p(u_1)$ ja $p(u_2)$.
3. Vaja on hinnata, milline signaal on parajasti vastuvõtja sisendis. See on raadio – andmeside tüüpülesanne, vastavaks optimaalsuse kriteeriumiks (loe – lävepinge valiku - seadmise alus) on täieliku vea tõenäosuse miinimum:

$$p_{viga} = p(u_1)p(u_2/u_1) + p(u_2)p(u_1/u_2) = \min .$$

Siin $p(u_2/u_1)$ - vea tõenäosus, et on vastu võetud signaal u_1 - u_2 asemel;

$p(u_1/u_2)$ - vea tõenäosus, et on vastu võetud signaal u_2 - u_1 asemel.

Tavaliselt eeldatakse, et $p(u_1/u_2) = p(u_2/u_1) = 0{,}5$. Sellisel korral saame väikeste vigade tõenäosuste korral, et $p_{viga} \approx p(u_1/u_2) \approx p(u_2/u_1)$.

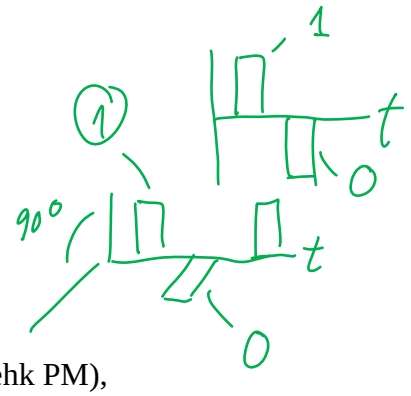
Alljärgnevalt vaatleme erijuhte:

3.3.1.5.1. Signaalid passiivse ja aktiivse pausiga

Sideteoorias vaadeldakse kahte signaali klassi – passiivse – ja aktiivse pausiga.

1. Passiivse pausi korral üks signaalidest u_1 või u_2 võrdub nulliga. Selline olukord on näiteks amplituudmanipulatsioonil[3].

2. Aktiivse pausi korral võib olla kaks signaalide alaliiki:



- Vastassuunalised sigaaalid (vastasmärgilised) $u_1(t) = -u_2(t)$ - sellisele olukorrale vastab näiteks 180 kraadine faasmanipulatsioon (FM ehk inglise keelest PM);
- Ortogonaalsed signaalid (90^0 nihutatud signaalid), kus kehtib $\int_0^{t_{impulss}} u_1(t)u_2(t)dt = 0$

-sellisele olukorrale vastab 90 kraadine faasmanipulatsioon (FM ehk PM), sagedusmanipulatsioon (SM ehk FM).[4]

Tavaliselt eeldatakse, et signaalide u_1 ja u_2 energiad on võrdsed.

---

[3] Manipulatsioon on numbriline, digitaalne ehk impulssmodulatsioon

[4] Kasutame siin ka rahvusvahelisi tähiseid

A. Signaalide eristamine passiivse pausi korral
-sama, mis signaali avastamise ülesanne.

Seega kehtivad siin kõik ülaltoodud seosed ning arutlused.

B. Aktiivse pausiga, täielikult teadaolevate signaalide eristamine käib alljärgnevalt (joon. 3.3.3)

Otsustab, kumb signaal on suurem.

Joonis 3.3.3

Sisendsignaal läbib kahte, **ühe või teise signaaliga sobitatud filtrit või korrelaatorit** ning sealt edasi antakse signaalid võrdlusskeemi. Otsus langetatakse ajamomendil $t_0 = t_{sign}$ suurema signaali kasuks. Kui on tegemist avastajaga (passiivse pausiga eristajaga), siis lävepinge võetakse tavaliselt $U_{lävi} = 0{,}5u_{välj}(t_0)$.

Vajalikud energeetilised signaal/müra suhted, kui $p(u_1/u_2) = p(u_1/u_2) = 0{,}5$, on vastavalt signaalidele moduleerimisviisidele alljärgnevad:

$$[Q_0/N_0]_{PM\,180^0} \approx \ln(1/p_{viga}) - 1{,}4;$$

$$[\,Q_0/N_0\,]_{AM} = 2[Q_0/N_0]_{FM} = 4[Q_0/N_0]_{PM}.$$

Kui aga arvestada, et amplituudmanipulatsiooni korral signaali energia võib olla signaali ülekandel ligikaudu 2 korda väiksem, saame

$$[\,Q_0/N_0\,]_{AM} = [Q_0/N_0]_{FM} = 2[Q_0/N_0]_{PM}.$$

Tundmatu signaali algfaasi korral tuleb jällegi kasutada faasitundetuid filtrite või struktuurskeemide lahendusi.

Võib tuua siin ära kirjanduse hinnangud võrdsete vigade tõenäosuste korral. Nii näiteks võrdsete signaali energeetiliste näitajate korral vea esinemise tõenäosus AM ja FM signaalidega kasvab võrrelduna tuntud faasidega signaalide olukorras vastavalt $0{,}5\sqrt{\pi}Q/N_0$ ja $\sqrt{0{,}5\pi}\;Q/N_0$ korda.

Tagades signaali vastuvõtul täieliku vea tõenäosuse piires $10^{-3}\ldots10^{-6}$, nõuab tundmatu faasiga signaali vastuvõtmine signaali energia suurendamist 30…15% (1…0,5dB). Suuremate signaal/müra suhete juures on erinevus veelgi väiksem.

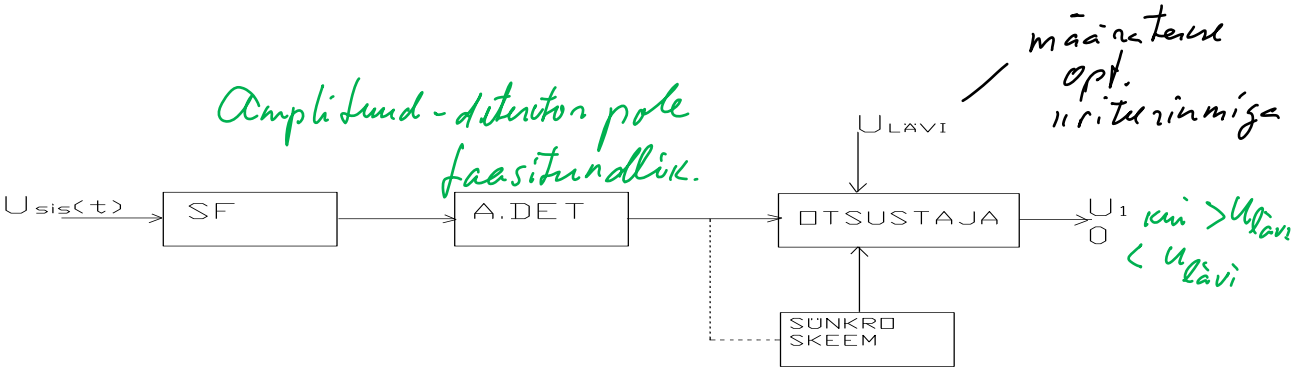
Täielikult teada olevate signaalide optimaalne vastuvõtt eeldab:

- signaali algfaasi ja viidet järgiva sünkroniseerimisseadmete olemasolu vastuvõtjas. Sellist vastuvõtjat nimetatakse **koherentseteks vastuvõtjateks**. Need vastuvõtjad on kergemini realiseeritavad korrelaatoritel.

Vastuvõtja on mittekoherentne – kui signaali algfaas pole teada. Tundmatu faasiga vastuvõtjais on vaja jälgida vaid signaali viidet. Need vastuvõtjad realiseeritakse tavaliselt sobitatud filtrite baasil.

3.3.1.5.2. Kahte signaali eristavate vastuvõtjate struktuuride näited.

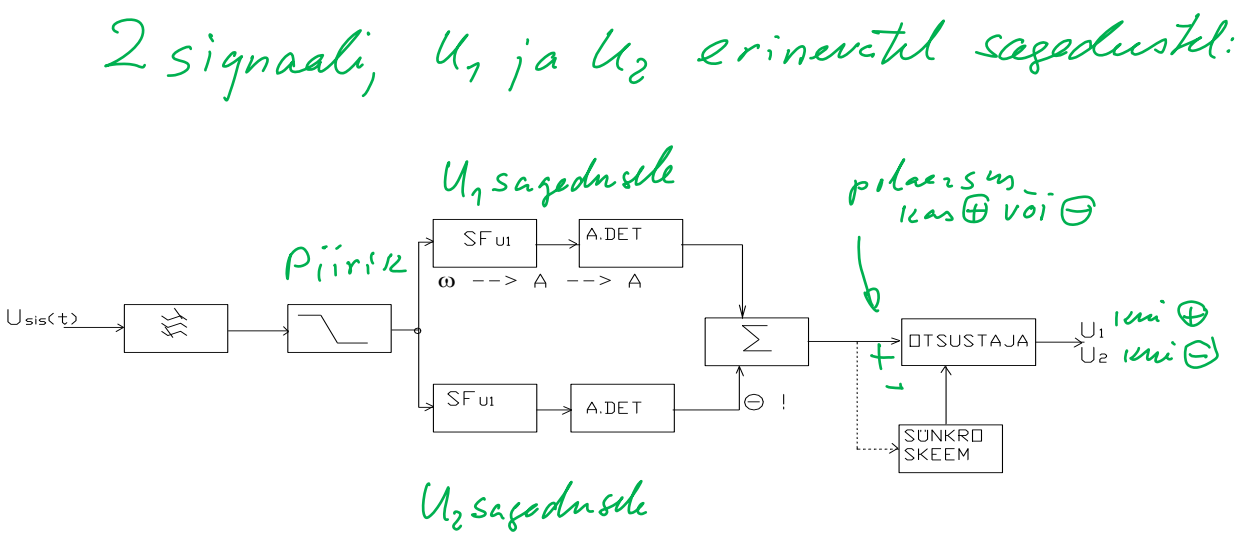
- Mittekoherentne AM signaali vastuvõtja. Binaarse avastamise või passiivse pausiga signaalide eristaja sisaldab (joon. 3.3.4)



Joonis 3.3.4

Faasitundetut optimaalset filtrit, otsustuste vastuvõtmise skeemi (otsustajat), sünkroniseerivat skeemi, mis jälgib signaali viiteaega (ülekantavate teadete taktsignaali sagedust) ning signaali lõppedes käivitab otsustamise. Sobitatud filtri rollis kasutatakse tavaliselt filtrit, mille läbilaskeriba on sobitatud signaali kestvusega. Filtri väljundisse on lülitatud amplituuddetektor.

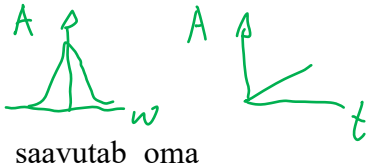
- Mittekoherentne vastuvõtja FM (SM) signaali jaoks. Vastuvõtja sisaldab (joon.3.3.5):



Joonis 3.3.5

- kahte, faasitundetut filtrit,
- otsustuste skeemi
- sünkronisaatorit.

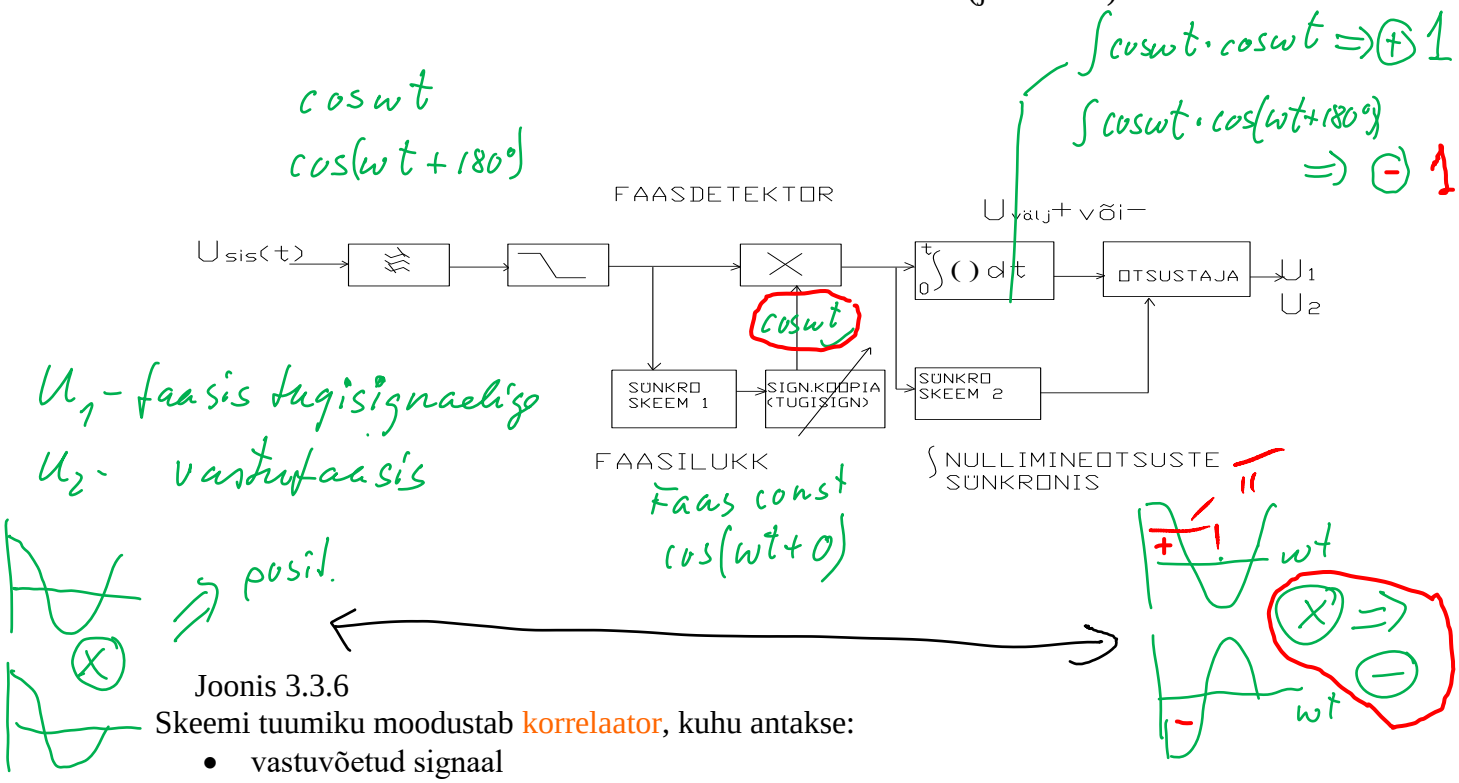
Kuna FM signaali amplituud ei ole infokandjaks, siis enne sobitatud filtrit (pärast laiaribalist VMT trakti filtrit) asetseb kahepoolne amplituudpiirik. Sobitatud filtrid realiseeritakse sagedusselektiivsete filtritena, millistest



- **üks on häälestatud ühe signaali u_1 sagedusele**,
- teine – **teise signaali u_2 sagedusele**.
- Filtrite ribalaius on jällegi määratud signaali kestvusega.
- Siinjuures on kasulik teada, et FM signaalide häirekindlus saavutab oma maksimumi, kui filtrite lahkuhäälestus on optimaalne: $\Delta f_{opt} = 0{,}75 / t_{sign}$.
- Väiksema lahkuhäälestuse korral teadete u_1 ja u_2 spektrid kattuvad, mistõttu teadete ortogonaalsus on rikutud, suurema lahkuhäälestuse tõttu aga ei kasutata ülekantava FM signaali laiemat ribalaiust täielikult ära.

valitud signaalide sageduste ja

- **Koherentne**, 180 kraadise faasmanipulatsiooniga kahendsignaali vastuvõtja. Lahendus korrelatsioon-filterlahenduste kombinatsioonina (joon.3.3.6).



Joonis 3.3.6

Skeemi tuumiku moodustab korrelaator, kuhu antakse:

- vastuvõetud signaal
- signaali koopia, mis käivitub üle esimese sünkronisaatori. Koopiaks on sünkroniseeritud sisendsignaali kandevsagedusega harmooniline signaal.

Selline lahendus töötab kui faasdetektor:

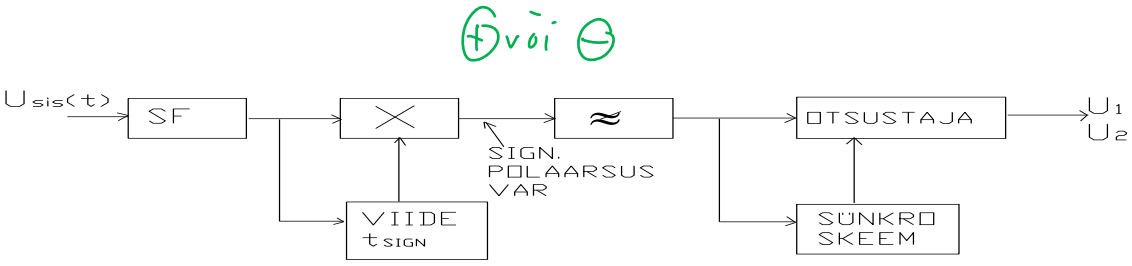
- Struktuurskeemis leiab kasutust vaid üks (võrreldes eelneva skeemiga) optimaalne filter. **See seletub sellega, et integraatoriga faasdetektor tugisignaali faasi õigel valikul moodustab filtri, mis on optimaalne mõlemi, 0 ja 180 kraadiste faasinihetega signaalide (u_1 ja u_2) suhtes**.
- Tugisignaali faas seejuures ei muutu.
- Korrelaatori väljundpinge tuleb siis võrdelisena signaalide u_1 ja u_2 mähiskõverate vahega.
- Seega, sõltuvalt integraatori väljundpingest (suurem või väiksem nullist, + või – pinge), langetab otsustuste skeem otsuse – milline signaal (u_1 või u_2) on parajasti vastuvõtja sisendis.
- Otsustaja juhtimine ning integraatori nullimine tagatakse teise sünkronisaatoriga.

Esimese sünkronisaatorina kasutatakse tavaliselt faasi järgihäälestus süsteemi (faaslukku). Selle paremaks tööks (töö põhimõttest tingitud määramatuse ärastamiseks) tehakse vahest u_1 ja u_2 faasinihe erinevaks 180 –st kraadist. Selle tulemusena PM signaali spektrile lisandub kandevlaine komponent $P_{sign}\cos^2\Delta\varphi/2$, kus P_{sign} - signaali võimsus VMT sisendis, $\Delta\varphi$ - manipuleerimise faasi muutus (erinevus 180 kraadist). Seda signaali komponenti saab kasutada faasluku töö tüürimiseks. Kuid samas, erinevus 180-st kraadist suurendab vigade esinemise tõenäosust. Osutub, et faasimuutus on ekvivalentne sisendsignaali võimsuse vähenemisega ($P_{sign}\sin^2\Delta\varphi/2$ korda).

Faasluku normaalne töö 180 kraadise faasinihkega manipulatsioonil vajab keerukamat faasi järgihäälestus süsteemi. Probleem seisneb selles, et lihtsamatel, ilma kandevlaineta töötavates faaslukukk- süsteemides võib ilmneda tema lähteseisu määramatuse tõttu 180 kraadine hinnangute viga – so signaalid u_1 ja u_2 vahetatakse ära. Selle vältimiseks kasutatakse suhtelist faasmanipulatsiooni, mille juures informatsioon antakse edasi faasi väärtusega, seotuna nii ülekantavate signaalidega u_1 ja u_2 kui ka sellele eelneva signaali faasiga. Nii näiteks signaali u_1 ülekandel signaali faas jääb samaks, nagu eelmise sümboli korral, signaali u_2 ülekandel aga faas muutub 180 kraadi võrra. Sellise suhtelise FM korral häirekindlus väheneb - näiteks sama signaali energia korral vigade tõenäosus suureneb kahekordselt.

Faas Mod

- **Mittekoherentne** suhtelise PM signaalide vastuvõtja. See töötab tavaliselt faaside võrdlemise põhimõttel(joon.3.3.7).



Joonis 3. 3.7

- Sobitatud filtri väljundsignaal saab **signaali kestvusega võrdse viite**,
- signaali lõppedes võrreldakse faasdetektoris vastuvõetud signaali faasi eelnenud signaali faasiga.
- Faasdetektori väljundsignaali polaarsuse järgi langetatakse otsus signaali faasi kohta ning sellega ka otsus sisendsignaali suhtes.

3.3.1.6. Mitme signaali avastus ja eristus

Selliseks osutub ülesanne, kui vastuvõtja sisendis võib esineda üks *m* võimalikust, võrdsete esinemiste tõenäosustega, võrdsete energiatega ortigonaalsetest signaalidest.

Vaja on otsustada:

- **kas on signaal** vastuvõtja sisendis (avastamine)
- ning siis – **milline võimalikest signaalidest** on see vastuvõetud signaal **(eristamine).**
- Siin on lahendiks m - kanaline panoraamvastuvõtja:
  - Iga kanal on optimaalne oma signaali jaoks.
  - Kui üheski kanalis väljundsignaali pole, langetatakse otsus signaali puudumise kohta.

- Kui signaal ilmneb ühes kanalis, langetatakse otsus sellele kanalile vastava signaali olemasolu kohta.
- Signaali ilmnemisel kahe kanali väljundis jäetakse see lugem vahele.

Sellisel panoraam-vastuvõtjal võivad ilmneda järgmised vead:

- Valehäire (otsus signaali olemasolu kohta, kui signaal puudub) $p_{valehäire}$;
- Signaali moonutused (vale lugem avastamisel, mitteavastamine, vale lugemi eristus) $p_{moonutused}$;
- Signaali mitteavastamine (otsustatakse, st signaali pole, kuigi tegelikult on) $p_{mitteavastamine}$.

Ülalmärgitud tõenäosuste vahel, eeldades, et $p_{valähäire} \le 0{,}1$, kehtivad järgmised seosed: $p_{moonutused} \approx p_{mitteavastamine} + p_{valehäire}(1\text{-}1/m)$;

$p_{valehäire} \approx m\, p_{valehäire.k}$; $p_{mitteavastamine} \approx p_{mitteavastamine.k}$. Siin $p_{valehäire.k}$, $p_{mitteavastamine.k}$ - valehäire ja signaali mitteavastamise tõenäosused eraldi k-nda kanali suhtes.

Varemtoodud seoste alusel kujunevad seosed vajalike energeetiliste signaal/müra suhte leidmiseks sõltuvalt etteantud vigade tõenäususestest. Nii on täpselt teadaoleva signaali korral vajalik

$$Q_0 / N_0 = \left[\sqrt{\ln m + \ln(1/p_{valehäire}} - 1{,}4 + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavatamine}) - 1{,}4}\right]^2$$

ja signaali juhusliku (kuid võrdtõenäosusega jaotatud) faasi korral

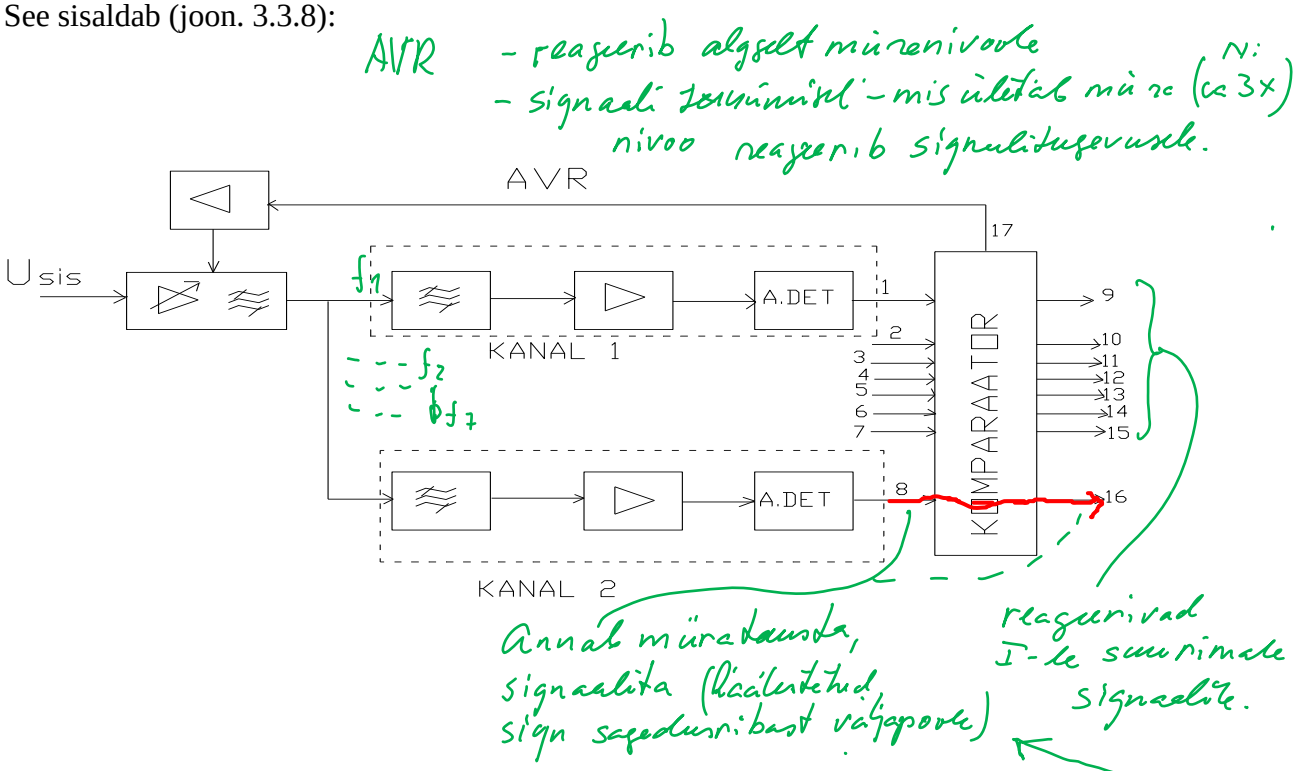
$$Q_0 / N_0 = \left[\sqrt{\ln m + \ln(1/p_{valehäire})} + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavastamine}) - 1{,}4}\right]^2.$$

sagedusliku

Kui signaalide ortogonaalsus tagatakse signaalide ajalise nihkega teineteisest, nii et nad ei kattu, saab vastuvõtja skeemi lihtsustada. Nii võib m filtri asemel kasutada ühte kas diskreetselt või sujuvalt sagedusdiapasoonis ümberhäälestatavat filtrit.

panoraam
e. parallel anal. ⟷ järjestik-analüüs

Näide: Panoraamvastuvõtja signaali avastamiseks. Vaatleme vastuvõtja signaalitöötluse osa, mis töötab 7MHz sisendsagedusega.
See sisaldab (joon. 3.3.8):



Joonis 3.3.8

- kaheksat paralleelkanalit monoliitsete, 4 kHz ribalaiuste piesofiltritega.

Piesofiltrid on realiseeritud kahekaupa ühes korpuses, naaberkanalite filtrite sagedusribad kattuvad 0,7 nivool üksteisega. Iga filtri väljundis on takistusliku koormusega, stabiilse võimendusteguriga võimendi ning amplituuddetektor. Mõlemad neist on realiseeritud kiiretoimeliste, samuti kahekaupa ühes korpuses asetsevate operatsioonvõimenditest.

- Viimase, kaheksanda kanali **filter on häälestatud väljaspoole oodatavate signaalide sagedusdiapasooni:**
  - selle kanali võimendustegur on ligi 3 korda suurem teiste kanalite võimendusteguritest.
- Amplituuddetektorite väljundsignaalid antakse 8-sisendiga komparaatorile, milline kannab edasi väljundisse vaid **kõige tugevama signaali**.
- Samaaegselt annab komparaaator välja ka tüürsignaali automaatseks võimenduse reguleerimiseks (AVR). See tüürsignaal formeeritakse võrdeliselt kanalite suurima väljundsignaali järgi.

Avastaja töötab järgmiselt.

- Sisendsignaali puudumisel on komparaatori väljundis on pinge, mis erineb lävepingest (6V), vaid väljundkontaktil nr 16. Sellele vastab komparaatori sisend nr 8 (8. kanali väljund), kus tekib pinge 8. kanali väljundis oleva detekteeritud **mürapinge** tõttu. See pinge antakse siis ka **AVR süsteemi komparaatori väljundklemmi 17 kaudu.**
- Kui aga ühes esimestes seitsmes kanalis (näiteks esimeses) tekib väljundsignaal, mis ületab 3 korda mürapinge, siis tekib rakendus komparaatori 1 sisendi järgi, signaal 16. komparaatori väljundklemmilt (tänu AVR pinge kasvule) kaob. AVR pinge määratakse nüüd juba signaali nivoo järgi.
- Teiste kanalite väljundpinged, mis on väiksemad 1. kanali omast, ei kajastu komparaatori vastavates väljundites. Et vältida üheagseid väljundsignaale erinevates kanalites, on komparaator varustatud sisemise positiivse tagasisidega – reageerides niimoodi esimesele suurimale nivoole.

3.3.2. Vastuvõtjad signaali parameetrite hindamiseks

Siin on ülesannet lihtsustavaks eelduseks, et vaatlusintervalli jooksul signaal ei muutu.

Sellised olukorrad on tüüpilised signaali parameetrite mõõteülesanded, milliseid kasutatakse näiteks:

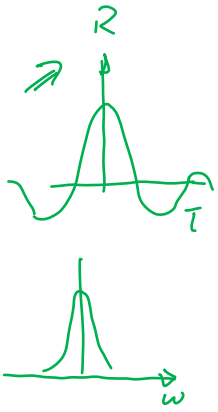
- raadiojuhtimises,
- raadiolokatsioonis,
- raadionavigatsioonis.

Selliste süsteemide töö kvaliteet sõltub vastuvõtuaparatuuri lahendusvõimest, mõõtetäpsusest. Nii näiteks raadiolokatsioonis (radarites) sõltub mõõtetäpsus:

- vastuvõtja eraldusvõimest signaalide viiteaja mõõtmisel (kauguse mõõtmine),
- saabumise suuna eraldusvõimest (nurkkoordinaatide mõõtmine),
- sageduse eraldusvõimest (radiaalkiiruse mõõtmine).

Süntees, milline vastaks optimaalsele lähedasele variandile signaali **parameetrite mõõtmiseks** (kvasioptimaalsele variandile), viib jällegi struktuuri juurde, milline sarnaneb optimaalsele vastuvõtjale kas ühe või mitme signaali **avastamiseks**.
Ehk siis püütakse leida lahendeid, mis on lähedased sobitatud filtrile (max s/n)

Siinjuures tuleb määrata ka optimaalne signaalikuju, mis peaks parima täpsuse ning eraldusvõime tagamiseks omama mõõdetava parameetri suhtes kitsa korrelatsioonifunktsiooni tipu.



Kui mõõdame näiteks:

- viiteaega, siis on selleks funktsiooniks tavaline korrelatsioonifunktsioon ajas, mis on seda kitsam, mida laiem on signaali spekter.
- sagedust, siis tuuakse sisse korrelatsioonifunktsioon sageduse järgi, mis on analoogne korrelatsioonifunktsiooniga ajas, kuid ajalise signaali nihke asemel on siin sageduslik nihe. Selline funktsioon on vaadeldav kui optimaalse filtri väljundsignaali amplituudi muutus sageduse kõrvalehäälestamisel filtri kesksagedusest.

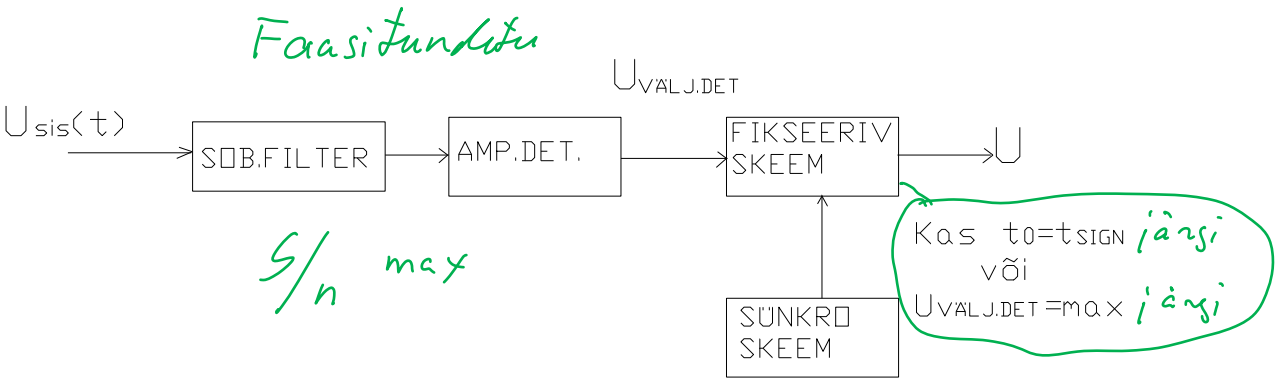
Seega on näiteks vaja:

1. ***Viiteaja* mõõtmise täpsuse tagamiseks kasutada laiaribalist, lühikese kestvusajaga signaale,**
2. ***Sageduse* mõõtmiseks aga kitsaribalist pika kestvusega signaali.**
3. **Mõlemil juhul tuleb tagada piisav energeetiline signaali/müra suhe vastuvõtjas.**

Kauguse (viiteaja) mõõtmise parendamisel ilmnevad tehnilise piirid signaali kestvuse vähendamisel. Seda eriti raadiosaatjate juures, sest on raske vähendada signaali kestvust, säilitades samal ajal signaali energia hetkvõimsuse suurendamisega (tagamaks samad häirekindluse parameetrid). Siin päästab keerukamate signaalide kasutamine, kus signaali ribalaiuse korrutis signaali kestvusega on suurem ühest (raadioimpulsside paketid, pseudomüra signaalid. Selliste signaalide korrelatsioonifunktsiooni laius on tunduvalt väiksem nende kestvusest. Toome mõned näited.

3.3.2.1. Optimaalne vastuvõtja signaali amplituudi mõõtmiseks

Lugedes signaali faasi mitte teadaolevaks, kasutame siin faasitundetut filtrit (joon. 3.3.9)



Joonis 3.3.9.

Fikseerimisskeem jätab meelde ajamomendil $t_0 = t_{sign}$[5] pinge sobitatud filtri väljundis, mis on võrdeline sisendsignaali amplituudiga. Kui ajamoment t_0 pole teada, siis fikseeritakse maksimaalne filtri väljundsignaali väärtus. Amplituudi mõõtmise ruutkeskmine viga sõltub signaali ja müra energeetilisest suhtest ja avaldub

$$\sigma_U = U\sqrt{N_0 / 2Q}\,.$$ [6]

3.3.2.2. Optimaalne vastuvõtja signaali viiteaja (objekti kauguse) mõõtmiseks

Vastuvõtja on analoogse, joonisel 3.3.9. toodud struktuuriga:

- Fikseeritakse ajamoment, millal filtri väljundsignaal saavutab oma maksimumi.
- Sellest lahutatakse impulsi teadaolev kestvusaeg.
- Saadud tulem ongi viiteaeg.

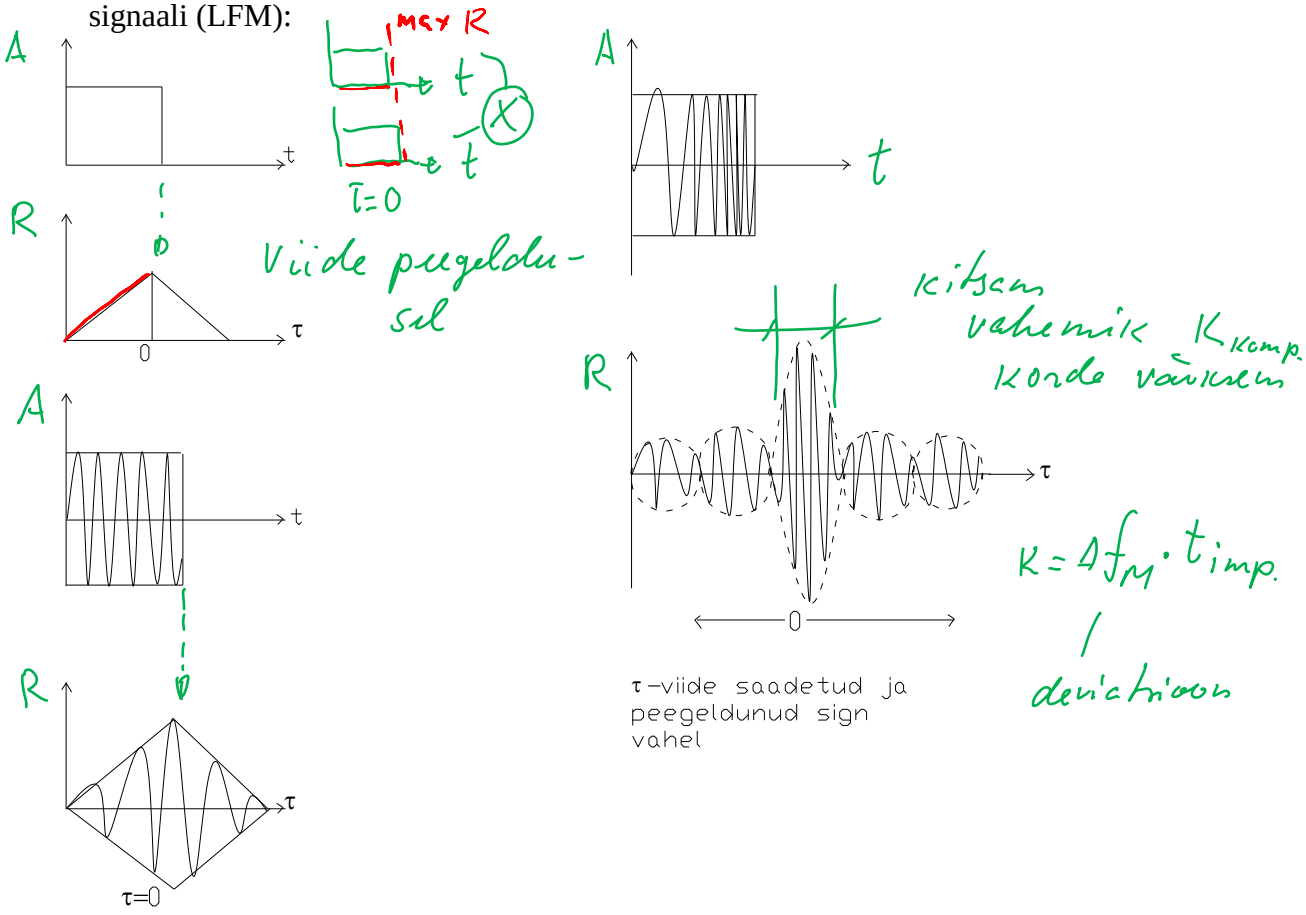
---

[5] t_{sign} all mõistame kas signaali kestvust või pideva signaali korral vaatlusaega.

[6] Meeldetuletuseks - siin: Q – signaali energia filtri sisendis; N_0 – sisendmüra spektraaltihedus

Viiteaja τ eraldusvõime mõõtmisel, nagu varem märgitud, sõltub signaali korrelatsioonifunktsiooni laiusest:

- Viiteaja mõõtmisel lühikeste, täisnurkse mähiskõveraga raadioimpulssidega laius $\Delta t \approx t_{impulss}$ (joon.3.3.10).
- Eraldusvõime tõsmiseks (korrelatsioonifunktsiooni kitsendamiseks) kasutatakse näiteks kandevsageduse lineaarse sagedusmodulatsiooniga signaali (LFM):



Joonis 3.3.10

$$f_{sign} = f_1 + \Delta f_M t / t_{impulss},$$

kus Δf_M - sageduse deviatsioon.

Osutub, et sellise signaali korrelatsioonifunktsioon on kokkusurumisteguri $k_{kompressioon}$ korda väiksem impulsi enda pikkusest.

Piisavalt suure kompressiooni ($k_{kompressioon} >> 1$) korral on see määratav kui $k_{kompressioon} \approx \Delta f_M t_{impulss}$. Sellisel juhul LFM signaali eraldusvõimeks kujuneb $\Delta t = 1{,}32 t_{impulss} / k_{kompressioon}$. Viite mõõtmise ruutkeskmine viga tuleb siis $\sigma_t = t_{impulss} / \sqrt{2\pi Q / N_0} k_{kompressioon}$.

Tavalise, mitte LFM signaali korral $k_{kompressioon}$ =1.

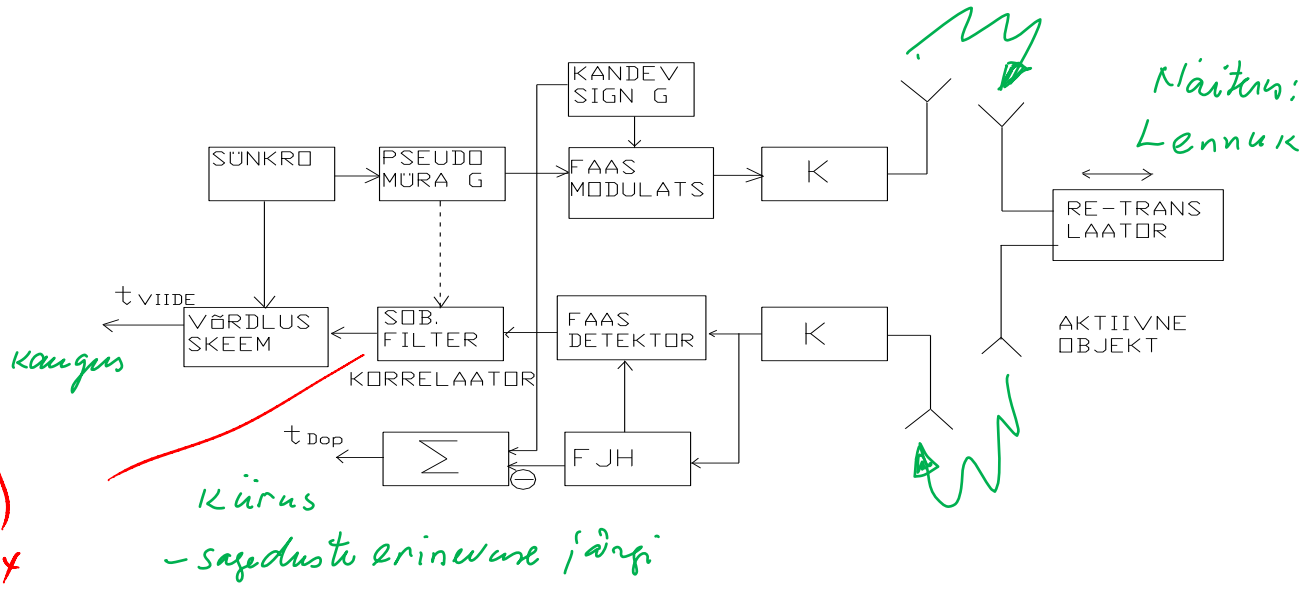
3.3.2.3. Optimaalne vastuvõtja sageduse mõõtmiseks

Sageduse mõõtmiseks tuleb arvestada, et sobitatud filtrite karakteristikud sõltuvad signaali sagedusest. Seega kujuneb optimaalseks:

- m paralleelsete kanalitega lahendus, kus kanalitevaheline sageduslik kaugus määrab vastuvõtja eraldusvõime.
- ühe, heterodüüni põhimõttel ümberhäälestatava filtriga lahendus. Sageduse eraldusvõimeks kujuneb nüüd $\Delta f \approx 1{,}3/t_{impulss}$,
- mõõteviga sellisel ümberhäälestusel on hinnatav kui $\sigma_f = 1/\sqrt{2\pi Q / N_0 t_{impulss}}$.

3.3.2.4. Pseodumüra signaalil töötav kauguse ja kiiruse mõõtja

Alljärgnev skeem (joon. 3.3.11) näitab ülesande lahendust aktiivse retranslaatoriga.



Joonis 3.3.11

1. Sünkroniseerimisskeem käivitab pseudomüra generaatori.
2. Genereeritav kood-impulss pseudomüra **manipuleerib generaatori G poolt genereeritava kandevlaine signaali faasi järgi.**
3. Tekkiv signaal võimendatakse ning saadetakse eetrisse.
4. Antud näites on mõõdetaval objektil vastaja – retranslaator (objekt on aktiivne).
5. Vastuvõetud signaal antakse üle demodulaatori pseudomüraga sobitatud filtrisse. Viimane on tavaliselt realiseeritud korrelaatori baasil.
6. Korrelatsioonifunktsiooni tipu viiteaja järgi (väljasaadetud pseudomüra signaali lõpuhetke suhtes) määratakse objekti kaugus,
7. Saadetud signaali kandevlaine ja vastuvõetava signaali kandevlaine sageduste erinevuse järgi määratakse objekti liikumise kiirus.

Reaalne skeem on ülalvaadeldust keerukam, kuna sisaldab koherentsust tagavaid sageduslikke muundusi – väljasaadetud ja vastuvõetud signaalid on erinevate sagedustega. Samuti on vaja sooritada signaali otsingut ning jälgimist.

3.3.3. Võnkumiste vastuvõtt

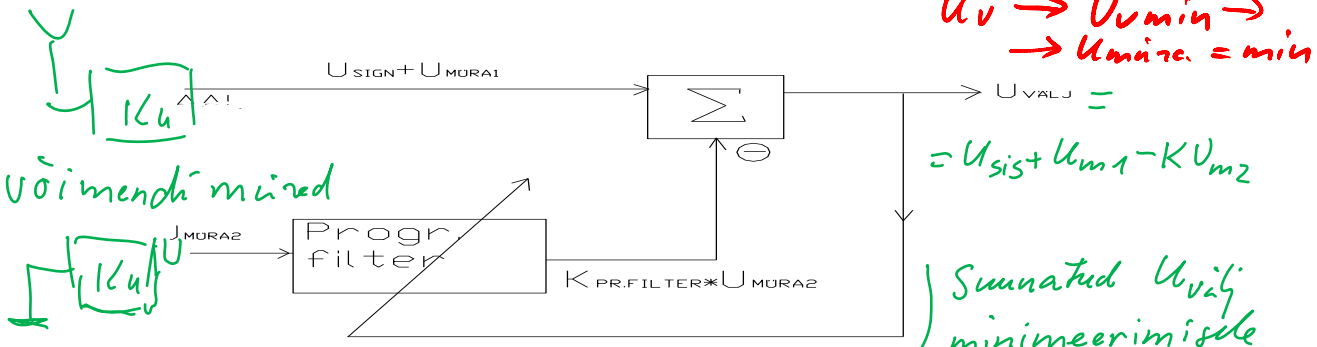
Võnkumiste vastuvõtu all mõistetakse signaali ja müra segust signaali ning signaaliga seotud informatsiooni eristamist.

Igal ajahetkel peab olema tagatud ülekantavate teadete parim taasesitus. Selliste vastuvõtjate optimaalsuse kriteeriumiks on *ruutkeskmise vea minimeerimine vastuvõtja väljundis, mis erijuhtudel vastab ühtlasi ka maksimaalsele signaal/müra suhtele*. Selline olukord esineb näiteks ringhäälingu (analoogside) vastuvõtjates. Üldises plaanis on sobiv jagada vastuvõtusituatsioon kahte liiki:

- Teade $u_{sign}(t)$ ja häire $u_{müra}(t)$ on additiivsed, sõltumatud ning normaalse jaotusseadusega. Sellisel juhul teate optimaalseks vastuvõtuks kasutatakse optimaalset lineaarset filtrit, mis minimeerib ruutkeskmise vea.
- Raadiosignaal on vaid teate edastaja ning võnkumised on funktsionaalselt seotud teatega (näiteks modulatsiooni kaudu). Sellisel juhul optimaalne vastuvõtja sõltub häirete liigist ja nivoost, lisaparameetrite olemasolust.

3.3.3.1. Adaptiivsed (isehäälestuvad) optimaalsed filtrid

Need filtrid, minimeerides ruutkeskmist viga, on võimelised kohanduma vastuvõtu eritingimustega. Erinevalt püsiparameetritega filtritest vajavad need filtrid vaid vähest aprioorset informatsiooni signaali ning müra parameetrite kohta. Vaatleme ühte lahendust (joon.3.3.12)

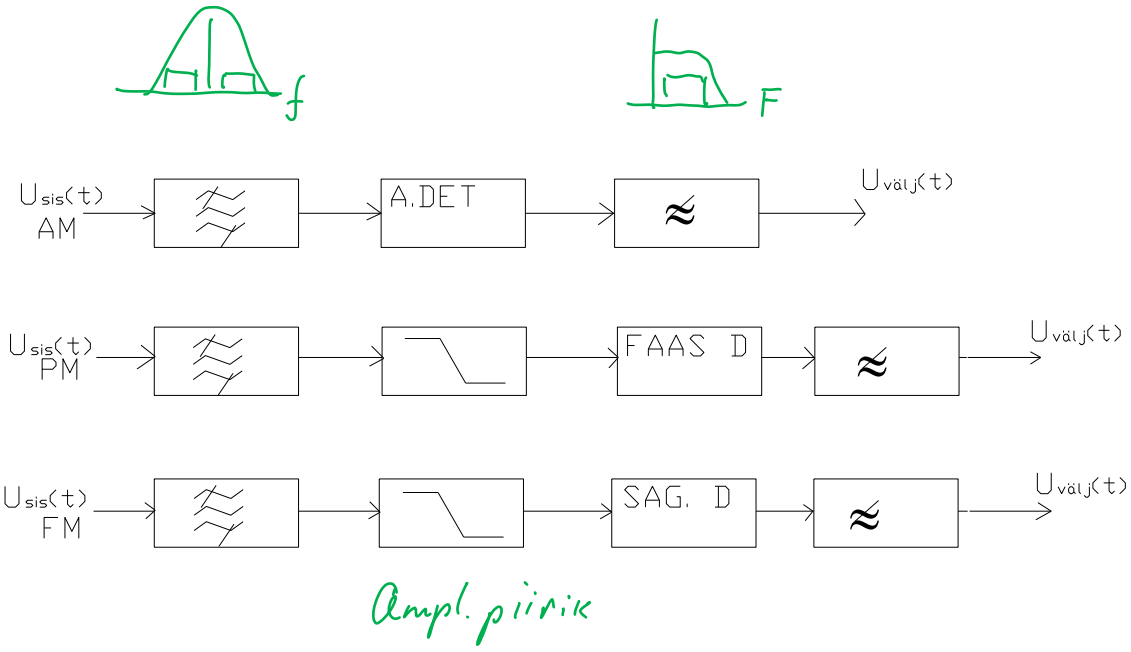


Joonis 3.3.12

- Kompensaatori põhisisendis on signaal U_{sis} ja müra $U_{müra1}$.
- Kompensaatori (summaatori) tugisisendis (antenn suunatud kõrvale signaaliallikast) puudub U_{sis} , kuid on fitrit läbinud müra $U_{müra2}$, **mis on korreleeritud (seotud, on sarnane) müraga** $U_{müra1}$
- Häire $U_{müra2}$ läbib programmeeritava filtri, võttes kuju $K_{progr.filter}\ U_{müra2}$.
- Saadud tulemus lahutatakse signaalist $U_{sis} + U_{müra1}$.
- Nii saadakse väljundis signaal $U_{välj} = U_{sis} + U_{müra1} - K_{progr.filter}\ U_{müra2}$, mida kasutatakse programmeeritava filtri juhtimiseks.
- Filter *minimeerib ruutkeskmist viga* väljundis selle kaudu, et süsteemis *minimeeritakse väljundsignaali koguvõimsus*, tagades sellega *maksimaalse signaal/müra suhte.* Sest väljundvõimsuse vähendamiseks reguleeritakse ainult mürakomponendi $U_{müra2}$ amplituudi ja spektraalkoostist.
- Reguleerimine tugineb filtri tüürsignaali kaudu filtri impulsskarakteristiku muutmisele vastava algoritmi järgi.

3.3.3.2. Moduleeritud signaalide optimaalne vastuvõtt

Väikeste häirete korral on optimaalne vastuvõtt praktiliselt tagatud alljärgnevate AM, FM ja PM signaalide vastuvõtjate tüüpstruktuuridega (joon3.3.13):



Joonis 3.3.13

Siin on olulised:

- tagada ribafiltri ribalaiuse võrdsus moduleeritud signaali spektri laiusega ning madalsagedusfiltri sageduspiiri võrdsus moduleeriva signaali ülemise sagedusega.
- Võrreldes AM, FM ja PM signaalide vastuvõtjaid omavahel, võib täheldada, et modulatsiooniindeksi suurendamine annab FM ja PM vastuvõtjatele tunduvalt suurema häirekindluse kui seda on võimalik saavutada AM vastuvõtjas.
- Samas aga tuleb silmas pidada, et modulatsiooniindeksi suurendamine suurendab ka sisendsignaali spektri laiust, mistõttu tuleb suurendada ka vastuvõtja pääsuriba. See aga halvendab signaal/müra suhet detektori sisendis. Kui see suhe ületab teatud läve, suureneb vastuvõtja müratase järsult.
- Kui on vajadus võtta vastu signaale suurte mürade taustal, siis tuleks kasutada järgivaid sagedus – kui ka faasdetektoreid. Eriti kasutatavad on jälgivad sagedusdetektorid, mis põhineb kiirelt ja täpselt PM moduleeritud signaali sageduse muutusi järgival kitsaribalisel filtril. Sellise kitsaribalise filtri kasutamisega saab suurendada signaal/müra suhet suurte mürade tingimustes.

3.4. Sageduse süntesaatorid[7]

Süntesaatoreid, mis genereerivad signaale, katmaks vajalikku sageduste võrku, kasutakse vastuvõtjates sagedusliku häälestuse muutmiseks, häälestusvaba raadiokanalite ümberlülimiseks, numbrilistes faasijärgihäälestussüteemides ja paljudes muude rakendustes. Vajalik sageduste võrk saadakse ühe tugigeneraatori (tavaliselt kvartsgeneraatori) sageduse koherentse muundamisega, sageduse kordistamise ja jagamisega. Saadud signaalide pikaajaline sagedusstabiilsus on võrdne tugigeneraatori pikaajalise sagedusstabiilsusega.

Realiseerimise põhimõttelt jagunevad süntesaatorid analoog- ja digitaalpõhimõttel töötavateks. Tänapäeval on levinud põhiliselt digitaalsüntesaatorid, analooglahendusi võib otstarbekaks pidada vaid väga kõrgetel sagedustel.

Süntesaatorite põhiparameetrid oh järgnevad:

- *Sagedusdiapasoon.* On määratud vastuvõtja töödiapasooniga; kui tegemist on heterodüünisagedusega genereerimisega, tuleb arvestada heterodüüni sagedusdiapasooniga;
- *Sageduse ümberhäälestuse samm* (diskreet). Määratakse vastuvõtja otstarbega. Võib olla üsna väike, kui näiteks süntesaatori sagedusi kasutatake tugisagedustena Doppleri efektist tingitud sagedusmuutuste (kuni tuhandikud hertzist) mõõtmiseks. Võib osutuda oluliseks ka faasierinevuste diskreet, eriti väikeste sagedusdiskreetide korral.
- *Väljundpinge kuju*. Näiteks vastuvõtja analoogosas (heterodüün muundus-võimendustraktis) on levinud harmoonilised signaalid, enamikes numbrilistes süsteemides aga signaalid impulsskujul.
- *Väljundsignaali lubatud kõrvalkomponentide tase*. Näiteks vastuvõtja heterodüünile on see piires –60…-120 dB. Digitaalsüsteemides on see nõue tavaliselt leebem.
- *Faasimürade tase*. Antakse kas nende mürade lubatud spektraaltihedusega – kui neile järgneb lineaarne filtreerimine või nende integraalse võimsusega (dispersiooniga) – kui kasutatakse signaali vahetult, filtrit ei järgne. Eriti tundlikud faasifluktuatsioonidele on tugisignaali allikad sünkroonseks detekteerimiseks või tööks faaslukksüsteemides.
- *Sageduse ümberlülimise aeg*. Näiteks sidevastuvõtjas võivad olla siin üsna leebed nõuded, lubatud võib isegi olla vahepealne signaali kadumine, rääkimata signaali faasihüpetest. Faasi järgihäälestussüsteemides aga on soovitav vältida igasuguseid siirdeprotsesse signaalide ümberlülimisel.

3.5. Juht- ja indikaatororganid

Siia alla kuuluvad vastuvõtja:

- automaat- või käsitsihäälestus vajalikule sagedusele,
- häälestuse meeldejätmine ja kordamine,
- sagedusdiapasooni valik,
- ribalaiuse muutmine vastuvõtu ajal,
- kogu trakti parameetrite muutmine,
- töörežiimide muutmine.

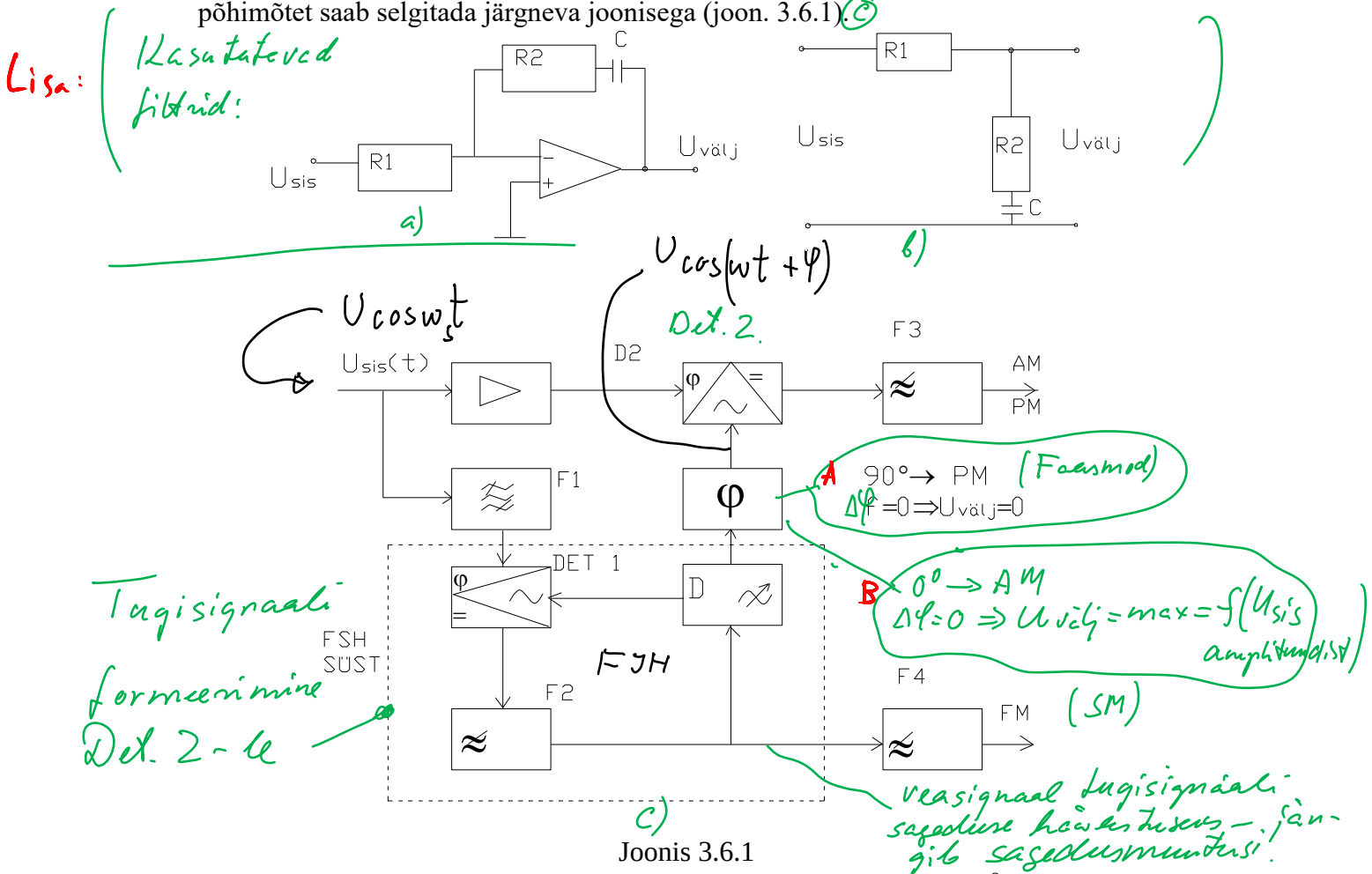
[7] Lähemalt on süntesaatoreid vaadeldud kursuse raadiosaatjate osas

Viimasel ajal on domineerivaks programmeeritavad juhtplokid, millised välistavad mehhaanilised vahendid ning analoogregulaatorid nii juhtimiseks kui ka töö indikatsiooniks.

3.6. Faasjärgihäälestuse süsteem

Faasjärgihäälestussüsteemid (FJH, faaslukk, Phase-Locked Loop (PLL)) on kasutusel AM, PM ja FM signaalide detekteerimiseks, kahendkoodiga signaali sünkroniseerimiseks ja töötluseks, sagedussüntesaatorites, sageduskordistites. FJH süsteemi detailne analüüs kujuneb väga keerukaks, mistõttu antud kursuses seda ei käsitleta. Siin vaatleme selle tööpõhimõtet ning põhiomadusi, mida tuleks arvestada vastuvõtjates.

AM, PM ja FM signaalide detekteerimiseks kasutatava FJH süsteemi töö põhimõtet saab selgitada järgneva joonisega (joon. 3.6.1).



Joonis 3.6.1

Sisendsignaal $u_{sis}(t)$, mis on läbinud ribafiltri, antakse nn faasiluku[8] faasdetektorile D_1. Faasdetektori tugisignaali allikaks on tüüritava sagedusega generaator. Selle detektori väljundsignaaliks on sisendite signaalide sageduste ja ka faaside erinevustest tingitud veasignaal, mis juhib üle madalpääsfiltri tüüritava generaatori sagedust.

[8] Faasluku all mõistame niisiis faasi järgi häälestuvat (FJH) süsteemi, mis püüab viia signaalide faaside erinevuse nulliks

AM ja PM signaalide sünkroondetekteerimine realiseerub sünkroondetektoris D_2, kus korrutatakse sisendsignaal ülalmärgitud FJH süsteemist (joonisel punktiiriga ümbritsetud) saadava tugisignaaliga:

- AM signaali detekteerimisel peab tugisignaal olema sünkroonis AM signaali kandevsagedusega,
- PM signaalide korral aga 90 kraadi kandevsignaalist nihutatud. Vajalike faasinihete ning võimaliku täiendava faasikorrektsiooni sisseviimiseks (näiteks vaadeldavas struktuuris esinevate filtrite faasinihete tasakaalustamiseks) on faasluku väljundisse lülitatud faasipööramise ahel.

Analüüsides FJH süsteemi äärmiselt lihtsustatult, võime kõigepealt välja kirjutada kogu süsteemi sageduslikuks hindamiseks süsteemi madalpääsfiltri ülekande kujul

$$K_{MPF}(p) = K_{filter\,0}(1+1/\,pT_{integraator}),$$

kus $K_{filter\,0}$ – proportsionaalsuse tegur,

$T_{integraator}$ – integreeriva lüli ajakonstant.

Analoogrealisatsioonis on tavaliselt tegemist proportsionaal-integreeriva aktiivlüliga operatsioonvõimendil (vt joonisel a) või siis ka passiivlüliga (b), mille ülekandefunktsiooni analüüs on mõnevõrra keerulisem. Aktiivlüli korral on kehtivad $K_{filter\,0} = R_2 / R_1$ ja $T_{integraator} = R_2 C$. Passiivvariandi korral, kui $R_1 >> 10R_2$, langeb ülekandefunktsioon praktiliselt kokku aktiivvariandi ülekandefunktsiooniga.

Süsteemi normaalses tööolukorras võime selle tööd kirjeldada kvasilineaarse mudeliga (joon. 3.6.2)

Joonis3.6..1

Siin ülekanne moodustub kahest – proportsionaalse lüli ning integreeriva lüli ülekannetest.

Joonise tähised: φ_{sign}- sisendsignaali faas; $n(t)$ - faasimüra; k - proportsionaalse lüliga süsteemi ülekandetegur; $T_{integraator}$- integreerimise ajakonstant integreeriva lüli tagasiside ahelas.

Ülaltoodud skeemi alusel valitakse kõigepealt kaks mudeli reguleeritavat parameetrit: k ja $T_{integraator}$.

Lähtutakse

- vajaliku müriba $\Pi_{müra}$ tagamisest. Suvalise $k\,T_{integraator}$ korral müriba avaldub: $\Pi_{müra} = (k/4)(1+1/kT_{integraator})$. Proportsionaalsuse teguri k saab leida valemist $k = K_{det} S_{gen} K_{filtero}$, kus K_{det} - faasdetektori ülekandetegur $|V/radiaan|$, S_{gen} - tüüritava generaatori juhtkarakteristiku tõus $|rad/s\,V|$. Kui $k\,T_{integraator}$=1; siis $\Pi_{müra}$ =0,5 k.
- parameetri $k\,T_{integraator}$ tagamisest. Viimane määrab sageduskarakteristiku kuju ning siirdeprotsesside iseloomu.

Nii näiteks on siirdeprotsess $k\,T_{integraator} \geq 4$ korral aperioodiline, $k\,T_{integraator} < 4$ korral aga võnkeiseloomuga. Kui aga $k\,T_{integraator}$=1, saame süsteemi, kus lineaarselt muutuva sageduse jälgimine toimub minimaalse dünaamilise veaga. Seepärast valitakse tihti $k\,T_{integraator}$=1; seejuures $\Pi_{müra}$=0,5 k.

FJH süsteemi eripärad:

Väikese signaali amplituudi korral FJH süsteemi sisendis võib välismõjutuste tõttu kaduda sünkronism (näiteks alalispinge võimendi rahuolukorra väljundpinge sõltuvus temperatuurist).

Seepärast tavaliselt analooglahendused ei leia kasutust signaali/müra suhete korral alla 10…20 dB.

Vajaduse korral saab signaal/müra suhet parandada FJS sisendis sellele eelneva filtri selektiivsuse tõstmisega.

FJH süsteemi ekvivalentne ribalaius valitakse väljundsignaali lubatud faasi kõrvalekallete või siis väljundi lubatud signaal/müra (müra/signaaal) suhte järgi:

$$\sigma_{\varphi}^{2} = (P_{müra}/P_{sign}) = N_0 \Pi_{müra}/P_{sign}.$$

On oluline teada, et:

- FJH süsteemi normaalseks tööks tuleb tagada signaal/müra suhte väärtuseks vähemalt 10.
- müra ribalaius määrab ka sisendsignaali sageduse muutumise maksimaalse kiiruse (näiteks signaali otsimisel laiemas sagedusdiapasoonis järjestikanalüüsiga). Nii näiteks võttes lubatud faasi dünaamiliseks veaks 36 kraadi ning FJH süsteemi sisendsignaaliga haakumise (kaasahaarumise) tõenäosuseks 0,9, saame kiiruseks

müra ribalaius 1-lg

$$v_{haarde} = 0{,}3\Pi_{müra} \quad |Hz/s|.$$

- Kui FJH süsteemi kasutatakse kui tugisignaali PM ja AM signaalide detekteerimisel (nn sünkrodetektorites), siis on oluline jälgida, et moduleeritud signaalide spektrikomponendid ei satuks FJH süsteemi pääsuribasse.
- Sagedusmodulatsiooni korral aga vastupidi, FJH süsteem peab järgima modulatsioonisagedust. Siis valitakse FJH süsteemi sagedusriba võrdseks moduleeriva signaali sagedusribaga.

Numbrilistes sagedussüntesaatorites ning sageduskordistites kasutatavate FJH süsteemide omapäraks on nende laiaribalisus, mis on vajalik juhitava generaatori sageduskõrvalekallete mõju vähendamiseks.

4. DIGITAALVASTUVÕTJATE FUNKTSIONAALSED PLOKID JA SÕLMED

4.1. Üleminek analoogsignaalilt digitaalsignaalile

Analoogsignaali üleminek digitaalseks toimub tavaliselt vastuvõtja vahesagedustrakti väljundis (vahesagedussignaalilt), kasutatakse ka üleminekut kõrgsagedusvõimendi väljundis (raadiosignaalilt) ning peale detektorastet (videosignaalilt). Oluliseks on seejuures parameeter, mille järgi toimub diskretiseerimine.

4.1.1. A/D muundus raadiosagedusel

Alustame kõigepealt **raadiosagedusega signaalist** kui raskeimast (sageduslikus mõttes!) variandist ning selle signaali tavalipärase kirjeldamisega. Vastuvõtja sisendis on niisiis:

$$u_{sis}(t) = u_{sign}(t) + u_{müra}(t) = U(t)\cos\left[\omega_{s\,kesk}t - \varphi_{sis}(t)\right]$$

kus $U(t)$ - sisendprotsessi, mis koosneb signaalist ja mürast, amplituud;

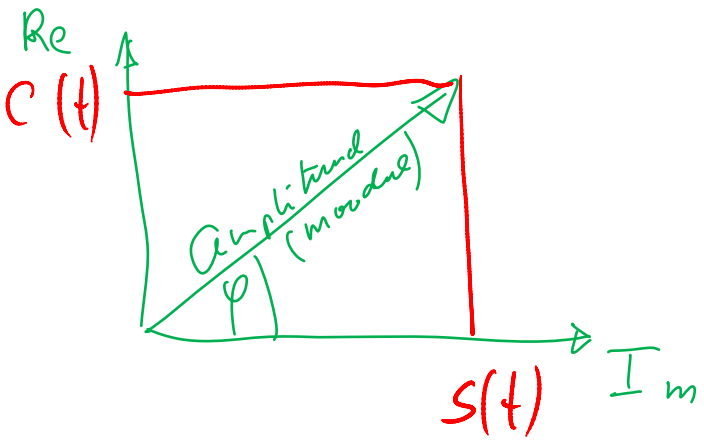
$\varphi_{sis}(t)$ - sisendprotsessi faas;

$\omega_{s\,kesk}$ - sisendspektri kesksagedus.

Kui sagedus $\omega_{s\,kesk}$ on teada, võib sisendprotsessi kirjeldada sama täpselt tema kompleks-mähiskõvera järgi

$$U(t) = \exp\left[-j\varphi_{sis}(t)\right] = C(t) - jS(t),$$

kus omakorda $C(t) = U(t)\cos\varphi_{sis}(t)$ ja $S(t) = U(t)\sin\varphi_{sis}(t)$ on kompleks-mähiskõvera kvadratuursed komponendid.



Analoog-digitaalmuundus on sisendprotsessi $u_{sis}(t)$ ajaline diskretiseerimine ja nivoo järgi kvanteerimine.

Seejuures sisendprotsessi spekter peab mahtuma ühe diskreetimistsooni vahemikku $k/2T_{diskr}...(k+1)/2T_{diskr}$, kus $k = 0, 1, 2, \ldots,$

T_{diskr} - diskretiseerimise periood.

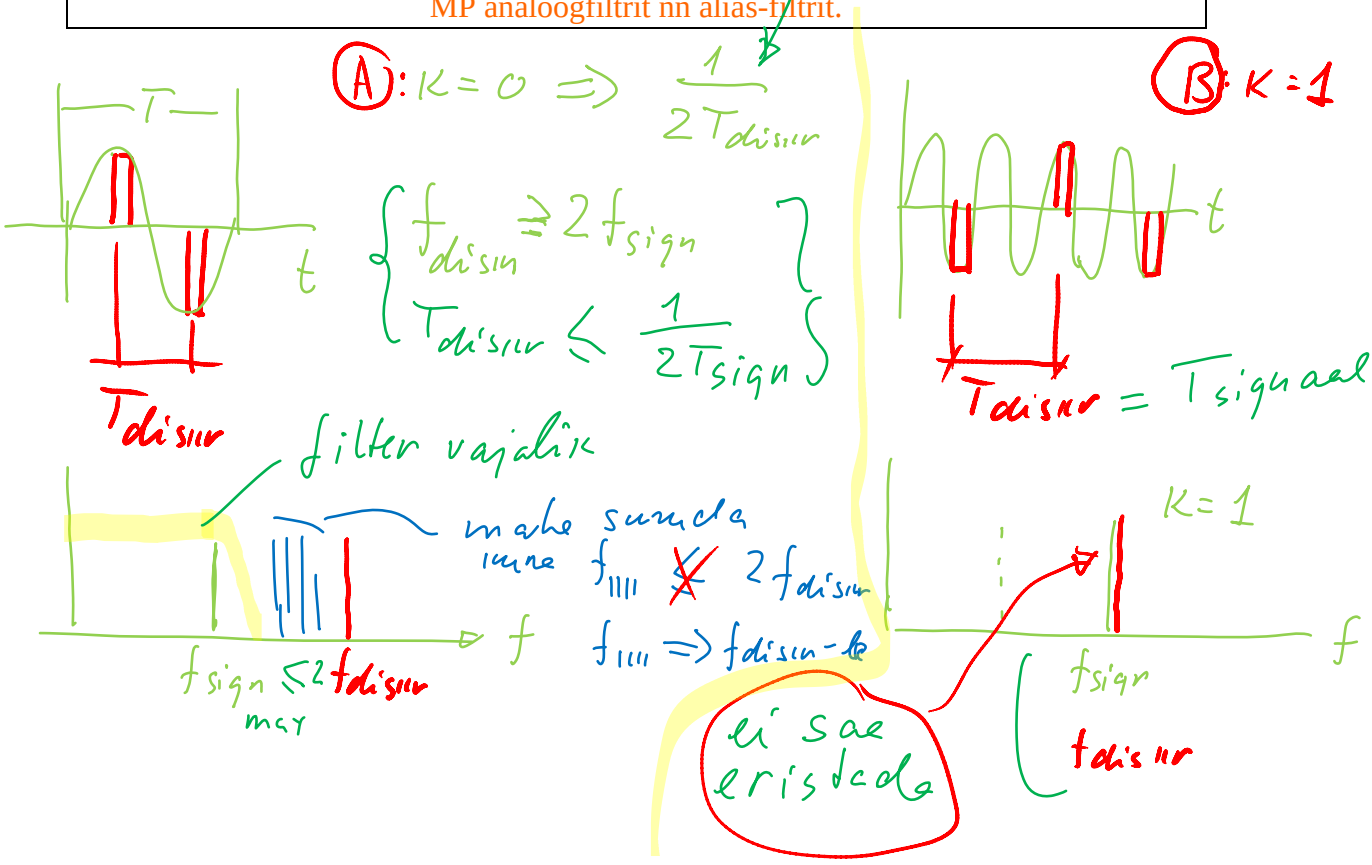
Kehtiv on, et esimeses spektraaltsoonis 0…1/2 T_{diskr} (k=0) sisendprotsessi $u_{sis}(t)$ diskreetsete lugemite $u_{sis}(t_r)$ spekter (kus $t_r = rT_{diskr}$, $r = 0, 1, 2, 3, \ldots$) vastab täielikult lähtespektrile.

Seega võib siis diskreetsete lugemite $u_{sis}(t_r)$ põhjal taastada esialgse pidevatoimelise protsessi $u_{sis}(t)$ moonutusteta.

Vastasel juhul signaali spekter diskretiseerimisel moonutub.

Et suruda maha spektrikomponendid, mis asetsevad väljaspool esimest spektraaltsooni $k/2T_{diskr}...(k+1)/2T_{diskr}$,

kasutatakse enne diskretiseerimist kõrge sageduskarakteristiku täisnurksusega MP analoogfiltrit nn alias-filtrit.



4.1.2. AD muundus vahesagedusel

A

4.1.2.1. Töötlus signaali hetkväärtuste järgi (reaalse, mittekompleksse signaali töötlus)

Seni ülalvaadeldud käsitlusviisi kutsutakse

töötluseks signaali hetkväärtuste järgi või siis reaalse (mitte komplekssе) signaali töötluseks.

Kui on piiratud ADM töökiirus, siis selleks, et töödelda signaali ikkagi esimeses spektraaltsoonis 0…1/2 T_{diskr}, on vaja signaali sagedust muundada allapoole, vahesagedusele. See on vajalik ka siis, kui kõrgsagedusvõimendis ei saada piisavat võimendust, tagamaks signaali kvanteerimiseks piisavat signaali amplituudi.

Sellisel juhul tuleb signaali töödelda vahesagedustrakti väljundis.

Kuid et vältida spektri moonutusi peegelsignaali poolt, tuleb ikkagi kasutada enne segustit (kõrgsagedusvõimendis) kõrge sageduskarakteristiku täisnurksusega analoogfiltrit. (alias filter)

B

4.1.2.2. Töötlus kvadratuursete signaalidega (komplekssignaalidega)

$$U(t) = \exp\left[-j\varphi_{sis}(t)\right] = C(t) - jS(t)$$

Järgnev analoog – digitaalmuunduse käsitlus tugineb kujutamisel tema kvadratuursete komponentide

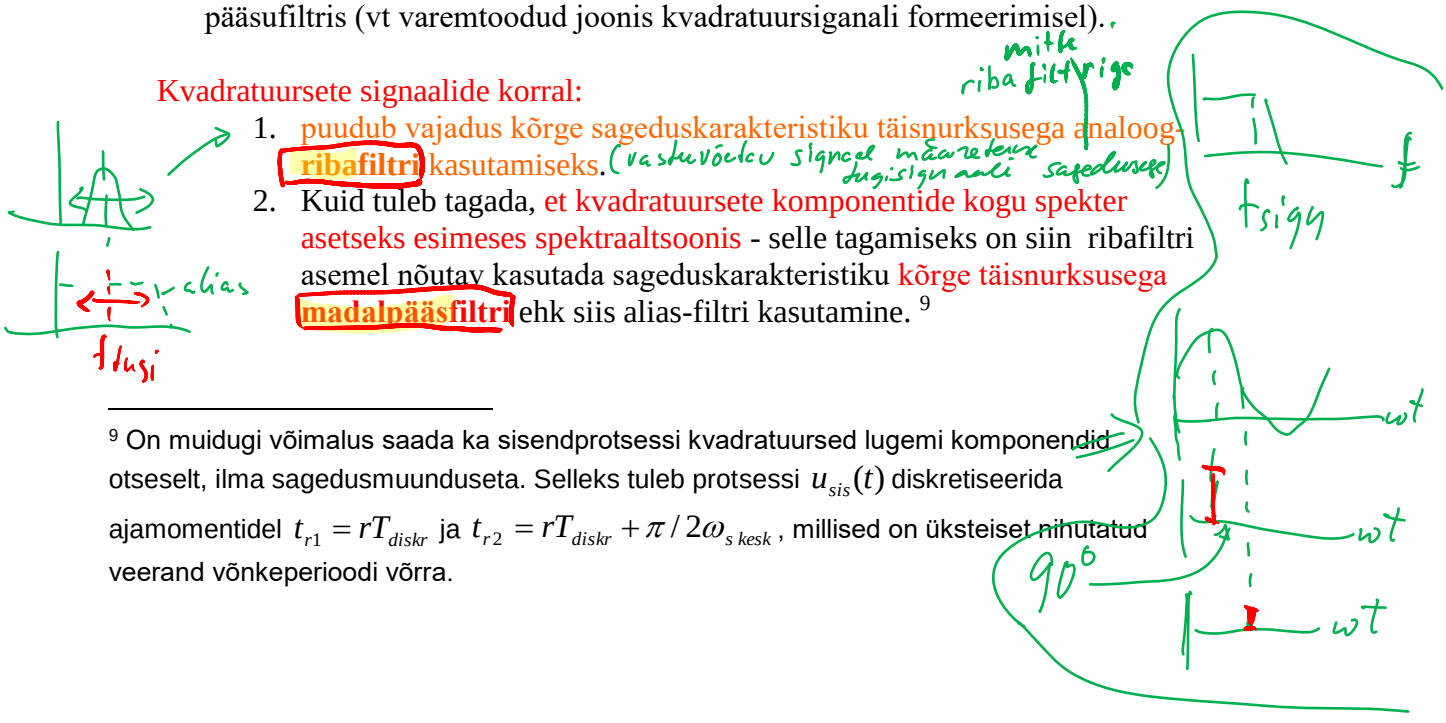
$C(t) = U(t)\cos\varphi_{sis}(t)$ ja $S(t) = U(t)\sin\varphi_{sis}(t)$ järgi.

Need saadakse:

- sisendprotsessi $u_{sis}(t)$ korrutamisel kahe, omavahel kvadratuursete tugisignaalidega heterodüünisagedusega $\omega_0 = \omega_{s\,keskm}$.
- Sellele järgneb madalsageduskomponentide filtreerimine madalsageduslikus pääsufiltris (vt varemtoodud joonis kvadratuursiganali formeerimisel).

Kvadratuursete signaalide korral:

1. puudub vajadus kõrge sageduskarakteristiku täisnurksusega analoog-ribafiltri kasutamiseks.
2. Kuid tuleb tagada, et kvadratuursete komponentide kogu spekter asetseks esimeses spektraaltsoonis - selle tagamiseks on siin ribafiltri asemel nõutav kasutada sageduskarakteristiku kõrge täisnurksusega madalpääsfiltri ehk siis alias-filtri kasutamine. [9]



[9] On muidugi võimalus saada ka sisendprotsessi kvadratuursed lugemi komponendid otseselt, ilma sagedusmuunduseta. Selleks tuleb protsessi $u_{sis}(t)$ diskretiseerida ajamomentidel $t_{r1} = rT_{diskr}$ ja $t_{r2} = rT_{diskr} + \pi/2\omega_{s\,kesk}$, millised on üksteiset nihutatud veerand võnkeperioodi võrra.

Töötlust kvadratuursete signaalidega nimetatakse töötluseks komplekssignaaliga

Tavaliselt:

- vajatakse siinjuures **keerukamat digitaaltöötluse** osakaalu, (2 varast kanalit)
- see-eest **lihtsustub vastuvõtja analoogtöötluse** osa. Sest kõrge täisnurksusega kõrgsageduslik ribafilter on tunduvalt raskemini realiseeritav kui madalpääsfilter.
- Kvadratuurtöötlus võib ka võimaldada parandada kogu vastuvõtja töö kvaliteeti.

Teoreetiliselt on sisendprotsessi kvadratuurne töötlus võrdväärne töötlusega protsessi amplituudi $U(t)$ ja faasi $\varphi_{sis}(t)$ järgi.

Tihtipeale aga ei vajata näiteks amplituudis kätkevat informatsiooni. Siis öeldakse ära amplituud-faasitöötlusest ning kasutatakse ainult signaali faasitöötlust. Levinud on seejuures faasilugemid, saaduna ajavahemiku mõõtmisega tugisignaali nulli ning sisendprotsessi esimese järgneva nulli vahel. Signaali nulli all mõeldakse siin olukorda, kus signaal läbib nullnivood. Nii võidakse saada, kui sisendprotsess on kitsaribaline ning signaal/müra suhe mitte väga madal, suhteliselt lihtsaid vastuvõtjate digitaallahendusi.

4.1.3. A/D muundus videosagedusel

Järgnevalt vaatlema videosignaali[10] töötlust. Siin kasutatakse signaali töötlust:

1. tema hetkväärtuste järgi
2. faasi järgi (näiteks raadionavigatsioonis, andmesides). Viimane töötlusviis eeldab suhteliselt kõrget signaal/müra suhet.

Oluliseks on siin ADM kvanteerimisnivoode valik.

- Kui signaal on laiaribalise normaaljaotusega müra taustal ning müra võimsus ületab signaali oma, siiskasutatakse laialdaselt binaarset kvanteerimist. Sellega on tagatud tunduvalt lihtsam signaali töötlus, kuna:
  1. võib loobuda AVR –I kasutamisest
  2. ning asendada ADM lihtsama seade (näiteks komparaatori) vastu, mis fikseeriks vaid kvanteeritava pinge lugemite märgid .
- Kuid kui häired erinevad ülalmärgitust (on näiteks harmoonilised), siis binaarsele kvanteerimisele tugineva digitaaltöötluse omadused halvenevad järsult ning tuleb üle minna paljunivoolisele kvanteerimisele.
- Paljunivoolist kvanteerimist kasutatakse ka siis, kui signaali võimsus on palju suurem müra võimsusest, kuid pole lubatud signaal/müra suhte halvenemine kvanteerimismüra arvelt.

Viimasel aja on hakatud kasutama raadiokanalites pseudomüra signaale. Raadiovastuvõtjas korrutatakse sisendisse saabunud pseudomüra (signaali) ja häire (tavalise müra) segu korrutatakse tugi-pseudomüra videosignaaliga ning korrutise tulemus antakse järgnevasse kitsaribalisse madalpääsfiltrisse. Nii moodustub korrelaator, mille tulemina saadakse väljundis põhiliselt omavahel korreleeritud signaalide (pseudomüra signaalid) edasikandumine (mittekorreleeritud müra mõju surutakse maha. Sellisel signaali töötluse tulemusel normaliseeruvad ka mitte-normaaljaotusega häired, mis siis võimaldab edukalt kasutada tulemi binaarset kvanteerimist.

[10] Siin mõistetakse videosignaali all signaali pärast detektorit – kandku ta siis infot pildist, helist või muud suvalist infot

4.2. Digitaalsed sidejuhtimise süsteemid

4.2.1. Töö põhimõte

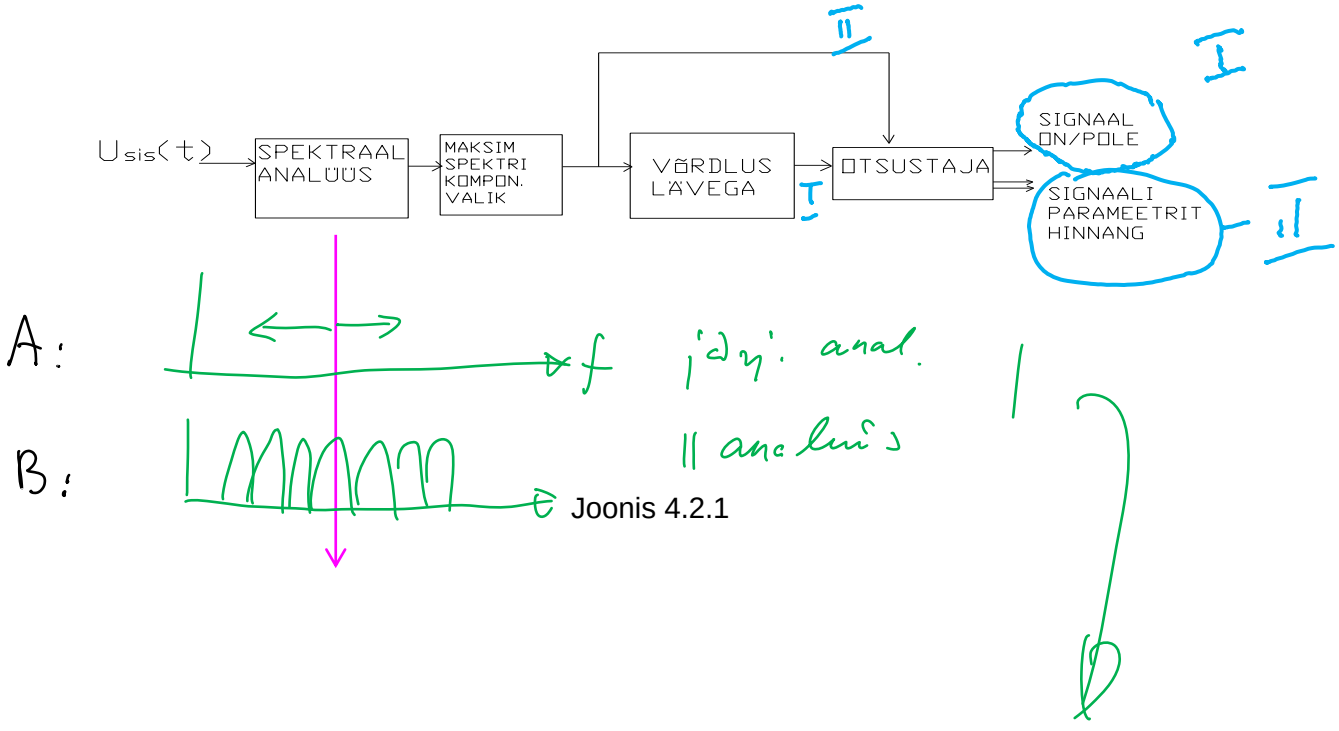
Sellised süsteemid (DSS):

- analüüsivad signaali/müra (S/N) suhet vastuvõtja sisendis
- langetavad otsuse signaali olemasolu kohta;
- signaali olemasolul aga langetavad otsuse vastuvõtja edasiseks tööks – näiteks lülitab sisse jälgiva detektori:
  - Oletame, et töödeldava signaali spektris on kandevlaine amplituudiga U_{sign} ja sagedusega, mis asetseb sagedusdiapasoonis Δf .
    Kirjeldatavat juhtsüsteemi on mõtet kasutada mürade taustal olevate nõrkade signaalide korral, kui $(P_{sign} / P_{müra})_{sisend} = 0{,}5U_{sign} / \sigma^2 < 1$, kus $\sigma^2 = N_{0\Delta f}$ - müra dispersioon ribas Δf , N_0-müra spektraaltihedus.
  - Lisaks signaal avastamisele peab DSS määrama ka signaali sageduse ning vajadusel ka S/N suhte.
  - Suurematel S/N suhetel signaali avastamine ei ole eriliseks probleemiks ning ei teki vajadust sidejuhtimisesüsteemi järgi.

Põhiliseks DSS ülesandeks ongi spektraalanalüüs, mille tulemusena:

- valitakse maksimaalne spektraalkomponent, mida võrreldakse teatud lävepingega:
  - Kui see pole ületatud, antakse otsus signaali mitteilmumise kohta,
  - kui on ületatud – signaali olemasolu kohta.

- Sellele järgneb signaali parameetrite hindamine (joon. 4.2.1).



Joonis 4.2.1

4.2.2. Spektraalanalüüsi viisid

4.2.2.1. Järjestikkune analüüs

Lihtsaimal juhul võib kasutada järjestikulist spektraalanalüüsi. Sellisel juhul analüüsitakse tundmatu sagedusega signaali, mida püütakse leida, analüüsides kogu etteantud sagedusdiapasoon ümberhäälestatava filtriga järjestikku läbi. Seejuures:

1. Selle filtri ekvivalentne müra ribalaius $\Pi_{müra}$ peab tagama hea S/M suhte (näiteks signaali kindlaks avastamiseks – S/M >20).
2. Sageduse ümberhäälestuse kiirus ei pea (ega saa) olla suur, sest reaktsioon signaali olemasolust peab saavutama piisava väärtuse signaali olemasolu märkamiseks.
3. Seda filtrist läbimineva signaali aega (filtri reaktsiooniaega) võib hinnata suurusega $(2\ldots3)\,\tau_{filter\,ekv}$, kus $\tau_{filter\,ekv}$ - filtri ekvivalentne ajakonstant; $\tau_{filter\,ekv} \approx \Delta f / \Pi^2_{müra}$.

4.2.2.2.Paralleelanalüüs

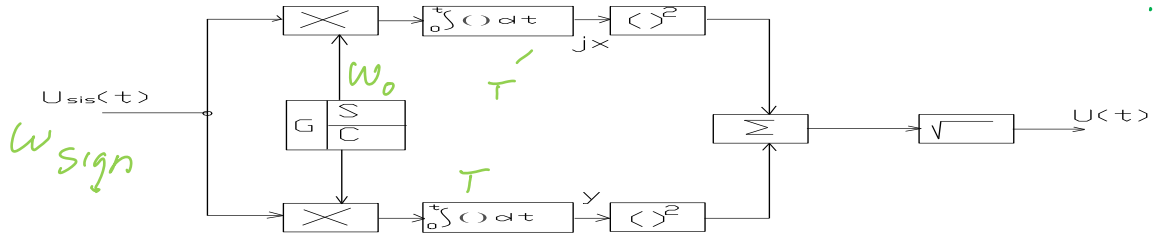
Järjestik-analüüsi aeg võib tihtipeale kujuneda liiga suureks. Selle aja vähendamiseks tuleb järjestikanalüüsilt üle minna paralleelanalüüsile. Selleks aga on vaja süsteem, mis koosneb:

1. *m* paralleelsest, üksteist sageduslikus mõttes külg-küljega katvast ribafiltrist.
2. Sellisel juhul spektraalanalüüs kiireneb ning analüüsi aeg on määratud siirdeprotsessidega ühes filtris – so $(2\ldots3)\,\tau_{filter\,ekv}$.

4.2.2.3.Filtrite lahendusnäited

Analooglahendustes kasutatakse siin tavaliselt pieso- ning akustilisele pindlainele tuginevaid filtreid. Digitaallahendustes aga leiavad kasutust analoogfiltritega sarnaseid karakteristikuid omavad digitaalsed ribafiltrid.

Digitaalsetes sidejuhtimise süsteemides võib kasutada analooglahendustele sarnaseid struktuure digitaalfiltritega, kuid levinum on kasutada sobitatud kvadratuurfiltrite (kuigi mõnevõrra erinevate sageduskarakteristikutega) digitaalseid analooge. Tooksime siin veelkord, enne kui asume digitaallahenduste juurde, varemvaadeldud analoog-kvadratuurskeemi (joon. 4.2.2)



Joonis 4.2.2

Selles filtris korrutatakse sisendprotsess $u_{sis}(t)$ ortogonaalsete harmooniliste signaalidega (sagedusega skeem sooritab sisendprotsessi Fourieri teisenduse, moodustades kompleksspektri reaal- ja imaginaarosa sagedusel ω_0:

$Z(\omega_0) = Y(\omega_0) + jX(\omega_0)$, kus

$$X(\omega_0) = \int_0^{T_{kogumis}} u_{sis}(t)\sin\omega_0 t dt \quad \text{ja} \quad Y(\omega_0) = \int_0^{T_{kogumisaeg}} u_{sis}(t)\cos\omega_0 t dt.$$

Kui nüüd võtta $u_{sis} = U_{sign}\cos\omega_{sign}t$ ning panna see X ja Y avaldistesse, saame väljendada kompleksspektri mooduli. Jättes ära väiksemad liikmed ning arvestades, et $(\omega_0 + \omega_{sign})T_{kogumisaeg} >> 1$, saame

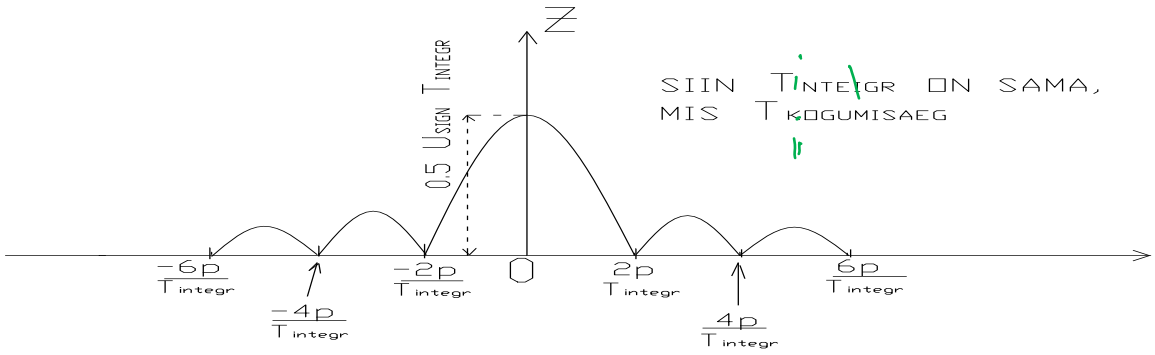
$$Z(\Delta\Omega) = \sqrt{X^2 + Y^2} \approx 0{,}5U_{sign}T_{kogumisaeg}(\sin x)/x,$$

kus $x = 0{,}5\Delta\Omega T_{kogumisaeg}$ ja $\Delta\Omega = \omega_0 - \omega_{sign}$. Normeeritud parameeter x on juhuslik, ühtlase jaotustihedusega $p(x) = 1/2x_M$ suurus, kus $-x_M \le x \le x_M$.

Vastav selgitus on toodud joonisel 4.2.3. Järelikult võib ülaltoodud kvadratuurkanalitega skeemi vaadelda kui ribafiltrit, häälestatuna sagedusele $f_0 = \omega_0/2\pi$ ning omades müra läbilaskeriba

$$\Pi_{müra} = \frac{1}{2\pi Z^2(0)}\int_{-\infty}^{+\infty} Z^2(\Delta\Omega)d\Delta\Omega = \frac{1}{T_{kogumisaeg}}.$$

Seega kokkuvõtteks saame ülatoodud skeemi kujutada kui ribafiltrit, mille kesksagedus ja müra läbilaskeriba on $f_0 = \omega_0/2\pi$ $\Pi_{müra} = \dfrac{1}{T_{kogumisaeg}}$



Joonis 4.2.3

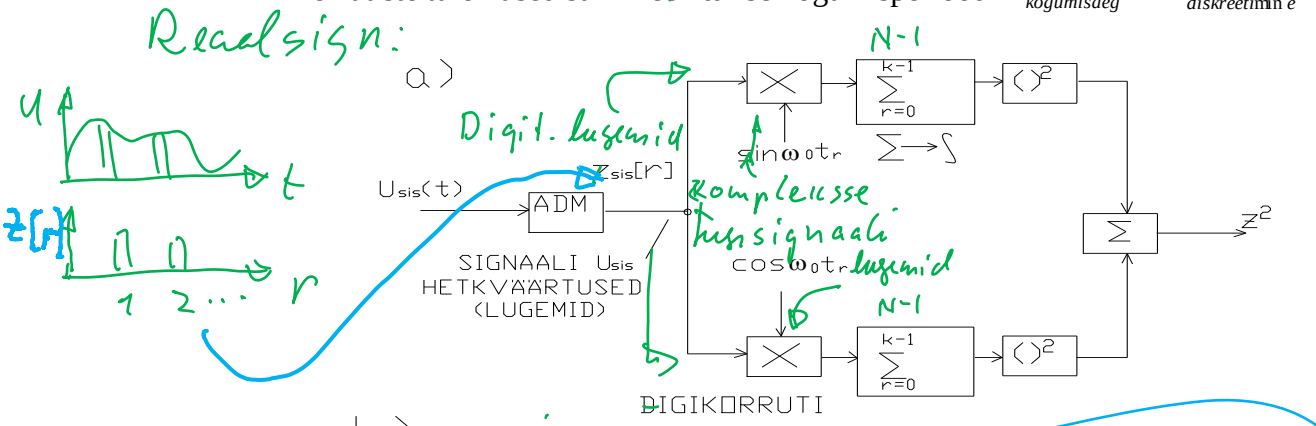
4.2.3. Digitaalsed kvadratuurfiltrid

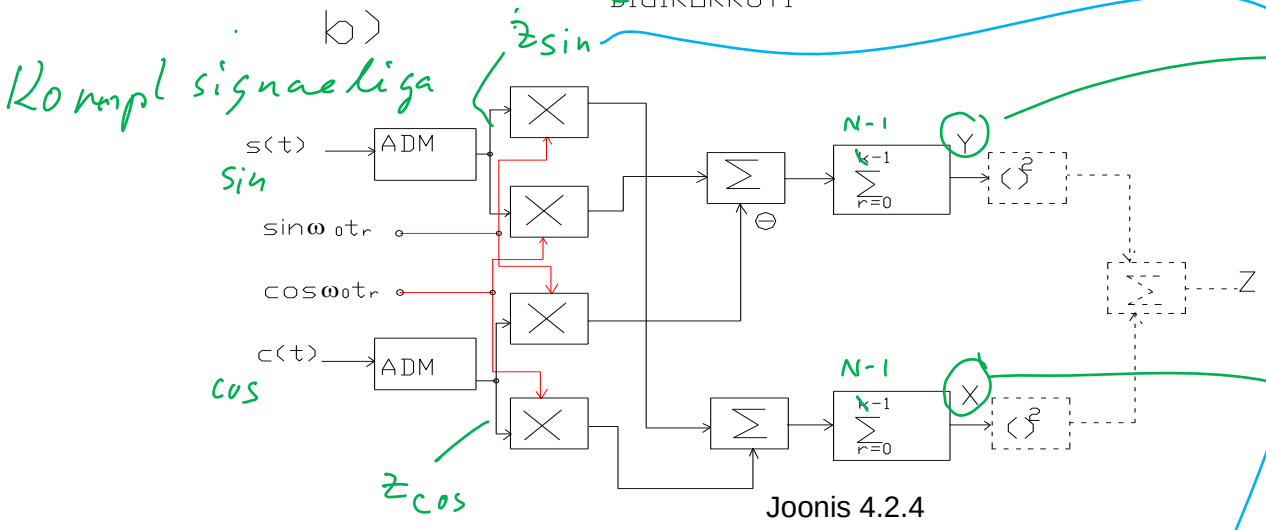
4.2.3.1. Reaalsignaali filter

Reaalsignaali töötleva kvadratuurfiltri digitaallahendus on toodud joonisel 4.2.4.a:

- Sisendprotsessi u_{sis} **hetkväärtused diskretiseeritakse** võrdsete ajaintervallide t_r ($r = 0, 1, 2, 3, \ldots N$) tagant ja **kvanteeritakse** ADM poolt.

- Saadud digitaalsed lugemid $z_{sis}[r]$ korrutatakse sinusoidaalse ja kosinusoidaalse tugisignaalide lugemitega. Teisiti öelduna, **korrutatakse** digitaalse sagedussüntesaatori (DSS) poolt formeeritud kompleksse **tugisignaali** $\exp(-j\omega_0 t_r) = \cos\omega_0 t_r - j\sin\omega_0 t_r$ lugemitega.
- Korrutiste tulemused **summeeritakse** kogumisperioodi $T_{kogumisaeg} = NT_{diskreetimine}$





Joonis 4.2.4

4.2.3.2. Komplekssignaali filter

1. **diskretiseeritakse ja kvanteeritakse komplekssignaalid** S(t) ja C(t), mille tulemusena saadakse komplekslugemite valim $v[r] = z_c[r] + jz_s[r]$.
2. Edasine töötlus on sarnane reaalsignaali töötlusele selle erinevusega, et sealne $z_{sis}[r]$ asendatakse $v[r]$ -ga. Saadakse $Z = \sum_{r=0}^{N-1} v[r]\exp(-j\omega_0 t_r) =$

$$\sum_{r=0}^{N-1} (z_c[r]) + jz_s[r])(\cos\omega_0 t_r - j\sin\omega_0 t_r) = Y(\omega_0) + jX(\omega_0),$$ kus siis

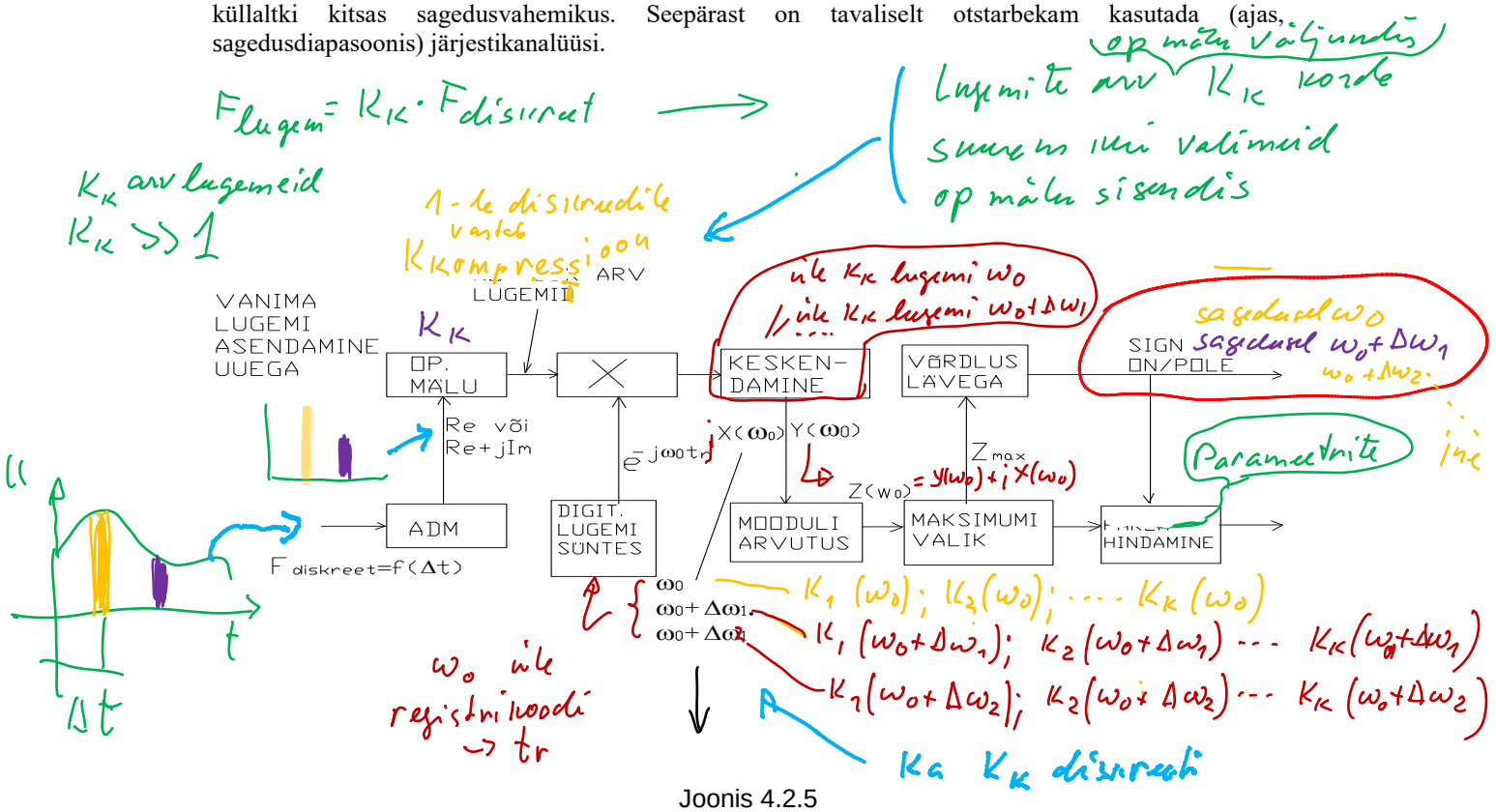
koostisosad $$X(\omega_0) = \sum_{r=0}^{N-1} (z_s[r]\cos\omega_0 t_r - z_c[r]\sin\omega_0 t_r)$$

ja $$Y(\omega_0) = \sum_{r=0}^{N-1} (z_c[r]\cos\omega_0 t_r - z_s[r]\sin\omega_0 t_r).$$

Digitaalsete kvadratuursete filtrite realiseerimine on tunduvalt lihtsam, kui piirdutakse binaarse kvanteerimisega. Siis saab korrutamisel piirduda vaid tugisignaali märgi muutmisega – kui sisendlugem on –1, muutes tugisignaali märki ning kui sisendsignaal on +1, märki mitte muutes.

4.2.4. Järjestikanalüüs digitaalfiltritega

Eelpooltoodud filtritega saab koostada, andes tugisignaalidele sagedusnihked - jällegi nii paralleel- kui järjestikanalüüsile tuginevaid lahendusi. Paralleelanalüüs kujuneb ka siin kohmakaks ning on kasutatav küllaltki kitsas sagedusvahemikus. Seepärast on tavaliselt otstarbekam kasutada (ajas, sagedusdiapasoonis) järjestikanalüüsi.



Joonis 4.2.5

Sellises süsteemis (joon. 4.2.5):

- toimub analoogsignaali diskretiseerimine ja kvanteerimine jällegi ADM vahendusel (kvadratuursignaalide korral kahe ADM –ga).
- Diskreetimissagedus $F_{diskreet} = 1/T_{diskreet}$ on sobitatud ADM väljundprotsessi spektri laiusega, mis omakorda sõltub sageduse määramatuse diapasoonist Δf
- Saadud kas reaal- (või kompleksed) tulemid kirjutatakse operatiivmällu (OpM).
- Sealt saadavate lugemite edasine töötlus toimub sagedusel $F_{lugem} = k_{kompressioon} F_{diskreet}$, kus ajalise kompressiooni tegur $k_{kompressioon} >> 1$. Kuna uusi lugemeid võetakse üles suhteliselt harva, võib salvestusrežiimi sobitada kokku lugemisrežiimiga. Selleks asendatakse pärast igakordset operatiivmällu salvestunud lugemite lugemist üks kõige vanem lugem ADM –st saabunud uuega.
- Seejuures operatiivmälus talletunud lugemite arv võrdub kompressioonitegurigа $k_{kompressioon}$.
- Valim, mis saadakse operatiivmälust, koosnedes siis $k_{kompressioon}$ arv lugemitest, korrutatakse $k_{kompressioon}$ arv kompleks-tugisignaali lugemitega. Viimased saadakse digitaalsest lugemite süntesaatorist.

Sageduse nihe.

- Korrutise tulemused keskendatakse ning pärast kõigi $k_{kompressioon}$ arv lugemite töötlust saadakse sagedusel ω_0 (määratuna nende lugemite saamisel kehtinud

lugemi süntesaatori sageduse registriskoodiga) üks kompleksspektri lugem $Z^{\cdot}(\omega_0) = Y(\omega_0) + jX(\omega_0)$.

- Pärast operatiivmälu ühe lugemi asendust sooritatakse samad operatsioonid, kuid mõningasel määral uuenenud valimiga. Seejuures lugemite süntesaatori sagedusregistri kood (süntesaatori väljundsagedust määrav kood) muutub ka ühe võrra , millele vastab süntesaatori üleminek teisele sagedusele $\omega_0 + \Delta\omega_1$. Siin $\Delta\omega_1$ on sageduse muutumise diskreet.
- Seega järgnevalt arvutatakse spekter sagedusel $\omega_0 + \Delta\omega_1$, seejärel sagedusel $\omega_0 + 2\Delta\omega_1$ ja nii edasi, kuni on läbitud kogu sageduse määramatuse (võimalike signaalisageduste diapasoon) vahemik.

Lihtsustused. Ülaltoodud algoritmi realiseermisel on võimalik kasutada mitmeid lihtsustusi. Nii näiteks binaarkvanteerimine võimaldab tunduvalt lihtsustada.operatiivmälu ning korruteid. Tihti loobutakse signaali ruutu tõstmisest, leides seega ligikaudse kompleksignaali mooduli – näiteks $Z \approx \max\{|X|;|Y|\}$.

Lisaks ülalmärgitud lahendustele kasutatakse digitaalsetes sidejuhtimissüsteemides veel näiteks kiiret Fourieri teisendust, mille tulemi – signaali spektri järgi – langetatakse otsused. Kasutatakse ka analoog-digitaaltehnika hübriidlahendusi.

4.2.5. Digitaalse sidejuhtimissüsteemi eskiislahendamine

Tegemist on siin suhteliselt keerukate signaali avastamise ja parameetrite mõõtesüsteemiga, mis ei allu täpsetele arvutustele. Tavaliselt langetatakse lõplike parameetrite valik pärast süsteemi modelleerimist või siis katsemaketi katsetamist. Projekteerimise esimeses etapis kuuluvad valimisele süsteemi põhiparameetrid; seda püütaksegi alljärgnevalt valgustada.

A. Energeetiline vaatevinkel. Püstitatud ülesanne on küllalt lähedane optimaalse avastamisele ja m arvu ortogonaalsete ning võrdväärse energiaga signaalide eristamisele.

Et kasutada valmislahendeid, tuleb eeldada:

1. Et signaali sagedus võib võtta ühe võimalikest m sageduse väärtustest. Eeldatakse et need sagedused:
   - on jaotunud diapasoonis $\Delta\omega_1 = 2\pi / T_{kogumisaeg}$,
   - on ortogonaalsed ja nende arv $m = 2\pi\Delta f / \Delta\omega_1 = \Delta f T_{kogumisaeg}$,

kus - Δf on analüüsitava sagedusdiapasooni laius - $\Delta\omega_1$ on analüüsi sooritava filtri ribalaius,

2. Et tagada juhuslike faasidega signaalide eristamisel etteantud valehäire tõenäosust p_{vh} ja signaali mitteavastamise tõenäosust p_{ma}, tuleb tagada omakorda vajalikud signaali/müra suhte energeetilised seosed

$$Q_0 / N_0 = \left(\sqrt{\ln m + \ln(1/p_{valehäire})} + \sqrt{\ln(1/p_{mitteavastamine}) - 1{,}4}\right)^2$$

.

Siinkohal signaali energia avaldub $Q = P_{sign} T_{kogumisaeg}$.

Võttes arvesse:

- et $m = \Delta f T_{kogumisaeg}$
- ning et projekteerimisel ette antud energeetiline potentsiaal $H = P_{sign} / N_0$,

-saame võrrandi, kust saab määrata aja $T_{kogumisaeg}$.

Eeldame, et ADM ees asetseb täisnurkse karakteristikuga filter, mis lõikab välja analüüsitava sagedusdiapasooni.
Siis saame valida:

- Paljunivoolise kvanteerimise korral vastavalt Nyquisti teoreemile diskreetmissageduseks $F_{diskr} = 2\Delta f$ (reaalsignaal) või $F_{diskr} = \Delta f$ (komplekssignaal), kuna spektri laius mõlemil kvadratuurkomponendil on 2 korda väiksem).
- Binaarsel kvanteerimisel tekivad täiendavad kaod $\chi = \pi / 2$ (ca 2 dB), mistõttu on vaja suurendada energeetilist suhet $P_{sign} T_{kogumisaeg} / N_0$ suuruse χ kordselt, et tagada samad tõenäosused p_{ma} ja p_{vh}. Tekkivaid kadusi saab vähendada diskreetimissageduse tõstmisega.

B. Signaali lahkuhäälestus. Signaali kogumisaja $T_{kogumisaeg}$ ja mürade N arvutamisel tuleb arvestada ka kadudega, mis ilmnevad signaali sageduse lahkuhäälestuse tõttu lähima tugisignaali sageduse suhtes.

Sageduse lahkuhäälestus on vaadeldav kui:

- signaali amplituudi vähenemine $x / \sin x$ korda,
- mis võimsuslikus suhtes teeb $(x / \sin x)^2$ korda.

Siin analoogselt varemvaadelduga (p. 4.2.2.3.) $x = 0{,}5\Delta\Omega T_{kogumisaeg}$ ja $\Delta\Omega = \omega_0 - \omega_{sign}$.
Normeeritud parameeter x on juhuslik, ühtlase jaotustihedusega $p(x) = 1/2x_M$ suurus, kus $-x_M \le x \le x_M$.

Halvimal juhul $\Delta\Omega = 0{,}5\Delta\omega_1$ ning $x = x_M = 0{,}25\Delta\omega_1 T_{kogumisaeg}$. Saame, arvestades et :

- Kui $\Delta\omega_1 = 2\pi / T_{kogumisaeg}$, siis maksimaalsed kaod $\chi_{1.max} = \pi^2 / 4$ s.o $\approx 3{,}9$dB
- Kui $\Delta\omega_1 = \pi / T_{kogumisaeg}$, siis $\chi_{1.max} \approx 0{,}9$dB.
- Keskmised energeetilised kaod on eeldatavasti maksimaalsetest väiksemad.

Tavaliselt loetakse, et vastuvõetav kadude suurus saadakse ribalaiusel $\Delta\omega_1 = \pi / T_{kogumisaeg}$; siit aga järeldub, et vajalik ribafiltrite arv S võrduks $S = 2\pi\Delta f / \Delta\omega_1 = 2\Delta f T_{kogumisaeg}$.

4.3. Automaatse võimenduse reguleerimise (AVR) digitaalsed lahendused[11]

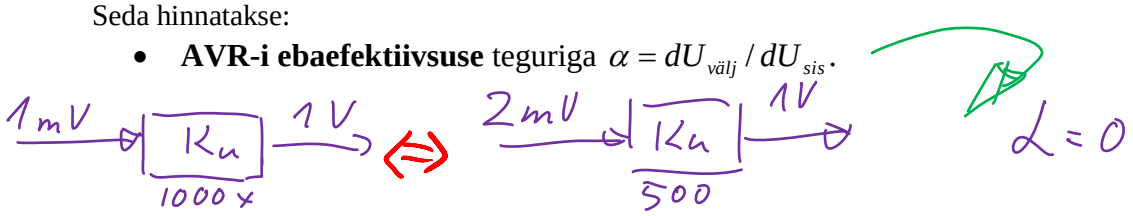
Automaatsed võimenduse regulaatorid kontrollivad võimendi väljundsignaali nivood, püüdes seda hoida kindla suurusega.

- Levinum AVR lahendus on selline, kus AVR reguleeriv ahel on VMT tagasiside ahelas. Sellega reguleeritakse võimendust AVR- detektorile (tüürsignaali väljavõtmise kohale) eelnevates astmetes.
- Harvem kasutatakse võimenduse reguleerimist ilma tagasisideta – näiteks võimenduse reguleerimine AVR detektori asukohast tagapool asetsevates astmetes.
- Tavaliselt kasutatakse viivitusega AVR-I, kus siis võimenduse reguleerimine hakkab toimima alles pärast teatud AVR tüürsignaali läve saavutamist.

Kasutades analoog- AVR-I, väljundsignaali amplituud ikkagi kasvab sisendsignaali amplituudi kasvades, kuigi tunduvalt vähem kui ilma AVR-ta.

Seda hinnatakse:

- **AVR-i ebaefektiivsuse** teguriga $\alpha = dU_{välj} / dU_{sis}$.



Trakti võimendus aga langeb väärtuseni K_{min}, kui väljundpinge saavutav oma maksimaalväärtuse $U_{välj} = U_{välj.max}$. Lisaks veel hinnatakse AVR tööd

- **AVR võimenduse reguleerimisteguriga** $\gamma = K_{max} / K_{min}$.

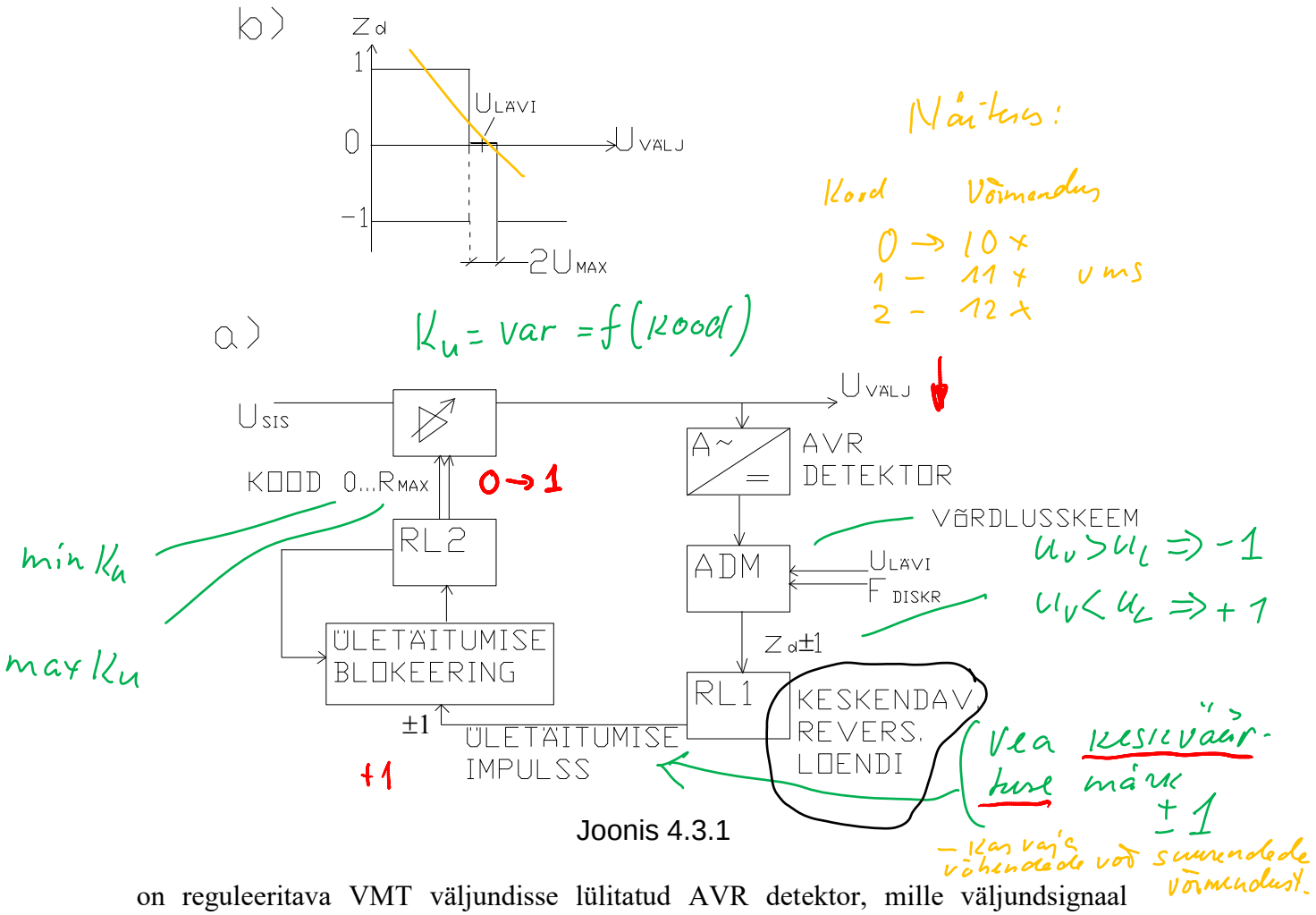
$K_{max} = 1000$
$K_{min} = 10$

AVR digitaallahendustes (D-AVR) tänu numbrilise integraatori (reversiivloenduri) kasutamisele väljundpinge amplituud ei sõltu enam sisendpinge amplituudist. Seega

- ebaefektiivsuse tegur on neis võrdne nulliga,
- reguleerimistegur võrdub signaali amplituudimuutuse dünaamilise diapasooniga, alates D-AVR rakenduslävest.
- Seejuures on ka siin tegemist viitega võimenduse reguleerimisena, kus siis AVR rakenduslävi pannakse paika vajaliku sisendsignaali nivoo järgi.

[11] AVR karakteristikute üldistav osa on toodud osas 5.3.1.

Vaadeldavas Digi-AVR-s (joon. 4.3.1.a)



on reguleeritava VMT väljundisse lülitatud AVR detektor, mille väljundsignaal reageerib VMT väljundsignaali amplituudile (või ka võimsusele). Selle signaaliga toimuvad järgmised protsessid:

- Detektori väljundsignaal **kvanteeritakse binaarselt**:
  kui $U_{välj} > U_{lävi} \Rightarrow z_{det} = -1$, kui $U_{väli} < U_{lävi} \Rightarrow z_{det} = +1$;
- Saadud **veasignaal** (kas – 1 või +1) antakse keskendavasse reversiivsesse loendurisse RL1 loendusteguriga (loenduri mahuga) n_1 .
- **Loenduri täitumisel** saadakse tema väljundis impulss, mis siis ühe võrra kas suurendab või vähendab (sõltuvalt ületäitumise märgist ehk siis saadava **vea keskväärtuse märgist**) arvu teises loenduris (RL2).
- Teise loenduri **kood muutub vahemikus** $0...R_{maX}$ **.** Selles loenduris aga ei või lubada ületäitumist: kui kood R saavutab 0 või R_{max} , toimub vastavamärgilise impulsi saabumisblokeering.

- Loenduri RL2 kood (0 kuni R_{max}) reguleerib VMT trakti võimendust. Nimetame siis koodile väärtusega R_{max} vastavaks võimenduse **maksimaalne suurendamine** (maksimaalne võimendus), koodile 0 - võimenduse **maksimaalne vähendamine**.

Sellisel reguleerimisel tekib ahelas võnkumine, mis viib ühe võrra koodi muutumisele RL2 –s (näiteks R = 15, 16, 15, 16, …) . See kajastub ühtlasi ka väljundsignaali parasiitses amplituudmodulatsioonis. Ülalmärgitud skeem omab järgmisi iseärasusi:

1. **Et amplituudmodulatsiooni ei tekiks** (et see ei sõltuks sisendpinge amplituudist – seega ka koodist R), on vajalik, et koodi muutusele ühe ühiku võrra võimendustegur muutuks ühe – ja sama arv korda. Teisiti – see muutus $\delta = (K_u + \Delta K_u)/K_u = const$, kusjuures $\Delta K_u << K_u$. Seda saab tagada, viies reguleerimisahelasse sisse eksponentsiaalse sõltuvuse – näiteks koodiga juhitava attenuaatori abil.
2. **Parasiitset AM saab statsionaarses režiimis ka vältida, kui kvanteerijasse viia sisse amplituudi-tundetu tsooni (joon. 4.3.1.b).** See on samaväärne üleminekuga kahenivooliselt kvanteerimiselt kolmenivoolisele kvanteerimisele. Tundetu tsooni pikkuseks peaks olema reguleerimisdiskreedi väärtus $2m_{AM}U_{lävi}$. Siin siis suurus m_{AM} kujutaks endast amplituudi reguleerimise staatilist täpsust. Sellise kolmenivoolise ADM saab realiseerida kahe komparaatoriga lävedega vastavalt $U_{lävi} \pm m_{AM}U_{lävi}$.
3. **Reguleerimise dünaamilise diapasooni hindamiseks** eeldame, et parasiitse AM tegur $m_{p.AM} = \Delta K_u / 2K_u = (\delta - 1)/2 << 1$ peab olema väike. Võimendustegur sõltub koodidest aga alljärgnevalt:

- Koodile $R = 0$ vastab $K_u = K_{\min}$.
- Suvalisele koodile R vastab $K_u = K_{\min}\delta^{R}$
- Koodile R_{max} vastab $K_{max} = K_{\min}\delta^{R_{max}}$.

Seega, võimendusteguri muutmise dünaamiline diapasoon

$\gamma = K_{max} / K_{\min} = \delta^{R_{max}} = (2m_{p.AM} + 1)^{R_{max}}$ **on määratud lubatud parasiitse AM teguri väärtuse ning reversiivse loenduri RL2 mahutavusega** R_{max}**.** Siit võib avaldada ka vajaliku loenduri mahutavuse (koodide arvu):

$$R_{max} = \lg(K_{max} / K_{\min}) / \lg(2m_{p.AM} + 1) .$$

4. **Diskreetimissageduse** $F_{diskr} = 1/T_{diskr}$ on soovitav valida vähemalt suurusjärgu võrra kõrgema kui seda on analüüsitav protsess ADM sisendis. Viimane määratakse ühtlasi ka AVR detektori väljund- madalpääsfiltri pääsuribaga.

5. **Siirdeprotsessis** antakse pidevalt ühemärgiline vea signaal, mis viib siis RL2 koodi ühtlasele suurenemisele. Halvimal juhul (pikimal siirdeprotsessil) muutub see kood 0-ist kuni R_{max} (signaali ilmumise ja kadumise korral), kus siis siirdeprotsessi kestvuseks tuleb $t_{siirde} = R_{max}t_1$, kus korrigeerivate impulsside periood RL1 väljundis $t_1 = n_1 T_{diskr}$. Siin suurus n_1 oli esimese loenduri maht. Niisiis saame maksimaalseks siirdeajaks :

$$t_{siirde} = R_{max}t_1$$

mis määrab maksimaalse viiteaja signaali ilmumise ja kadumise korral.
Kui see aeg on liiga suur, tuleb valida kiiretoimelisem - näiteks paljunivoolise kvanteerimisega AVR. Andes ette kas

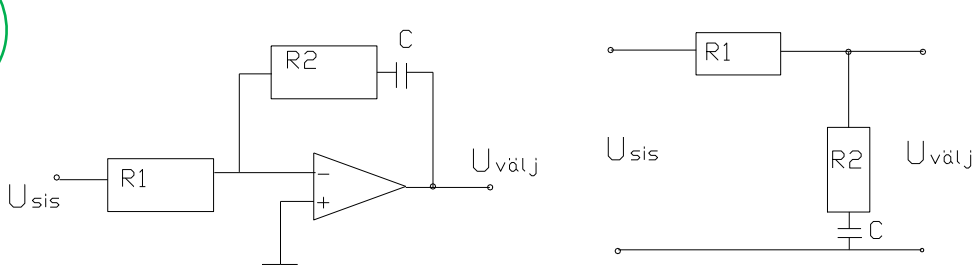
$t_1 = n_1 T_{diskr}$ või $t_{siirde} = R_{max}t_1$, saame leida esimese loenduri mahu:

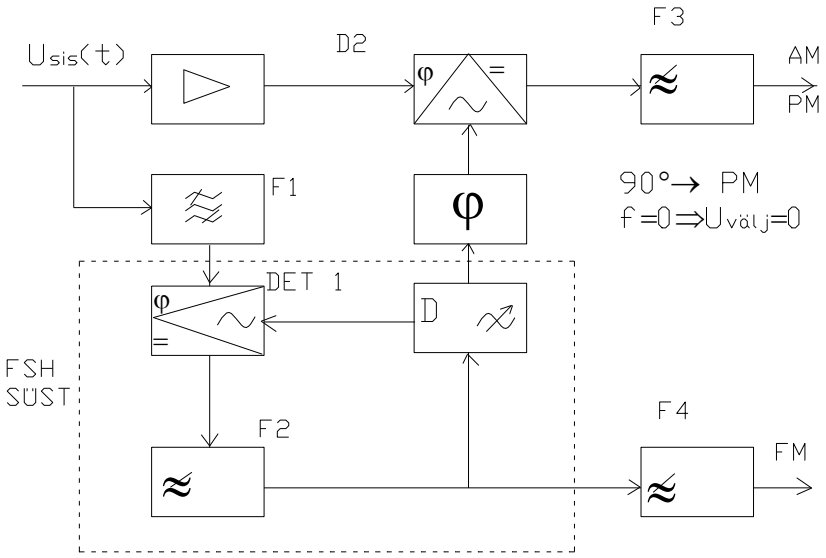
$n_1 = t_1 / T_{diskr} = t_{siirde} / T_{diskr} R_{max}$.

4.4. AM, FM ja SM signaalide digitaalsed järgiv-detektorid

Tänapäeval kasutatakse varemvaadeldud analoogdetektorite digitaalseid lahendusi. Konkreetsete lahenduste omadused ja variandid sõltuvad ADM asukohast skeemis ning on väga erinevad.

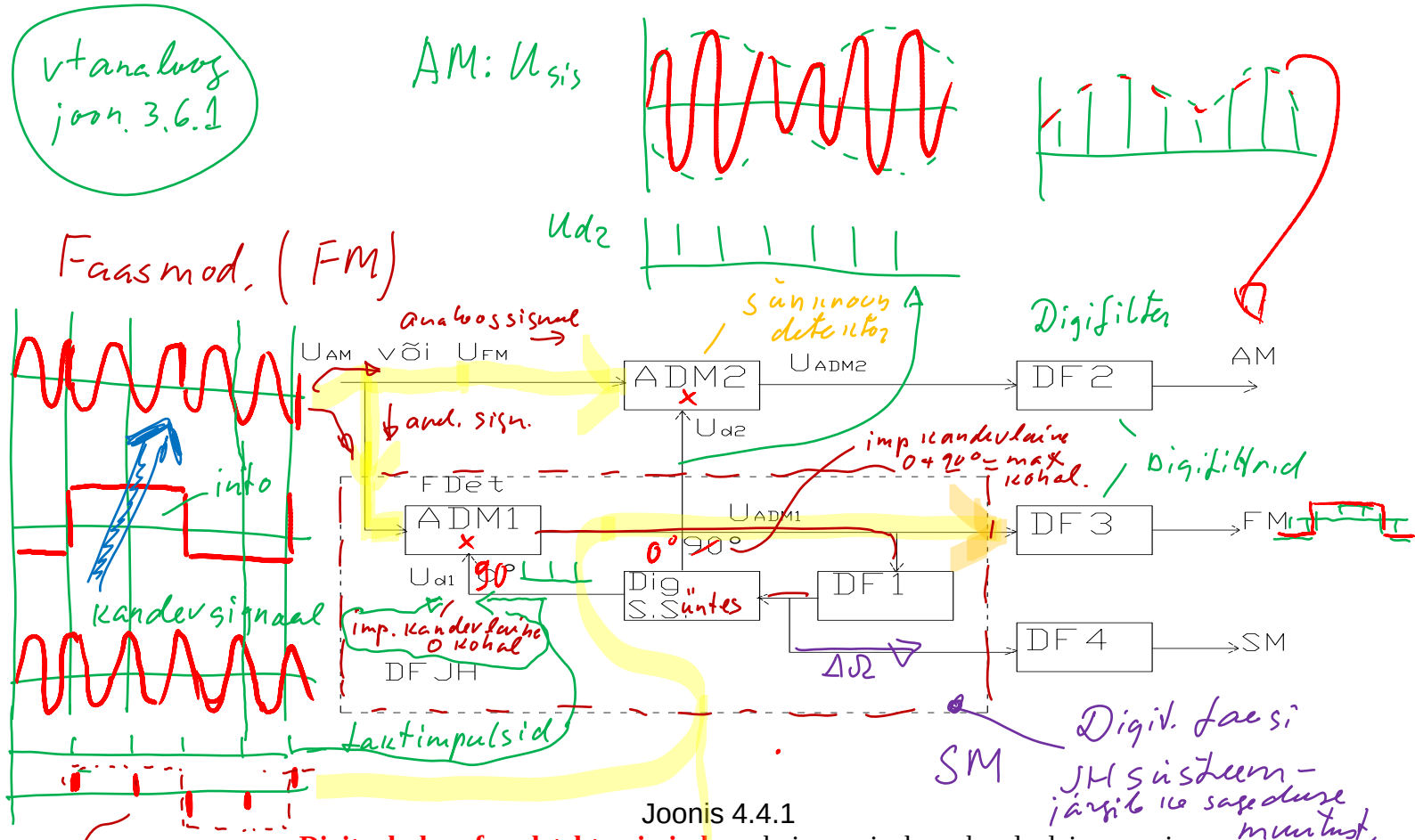
vt analoog jaan. 3.6.1





4.4.1. Järgivdetektorid ADM –ga ringahela sees

Antud lahenduses toimub sisendsignaali **diskreetimine ja kvanteerimine** impulsside tekke korral **sageduse süntesaatori väljundis**. Viimane kuulub digitaalse faasijärgihäälestuse (DFJH) süsteemi, kus faasdetektori ülesannet täidab ADM1 (joon. 4.4.1).



Joonis 4.4.1

Digitaalsel faasdetekteerimisel, kui esineb kandevlaine ning modulatsiooniindeks on alla 90^0, pole vajadust eraldi sünkroondetektori järele. **Sünkroondetektori rollis on siis seesama ADM1** (joon. 4.4.2.a.), mis sisuliselt sooritab korrutustehte.

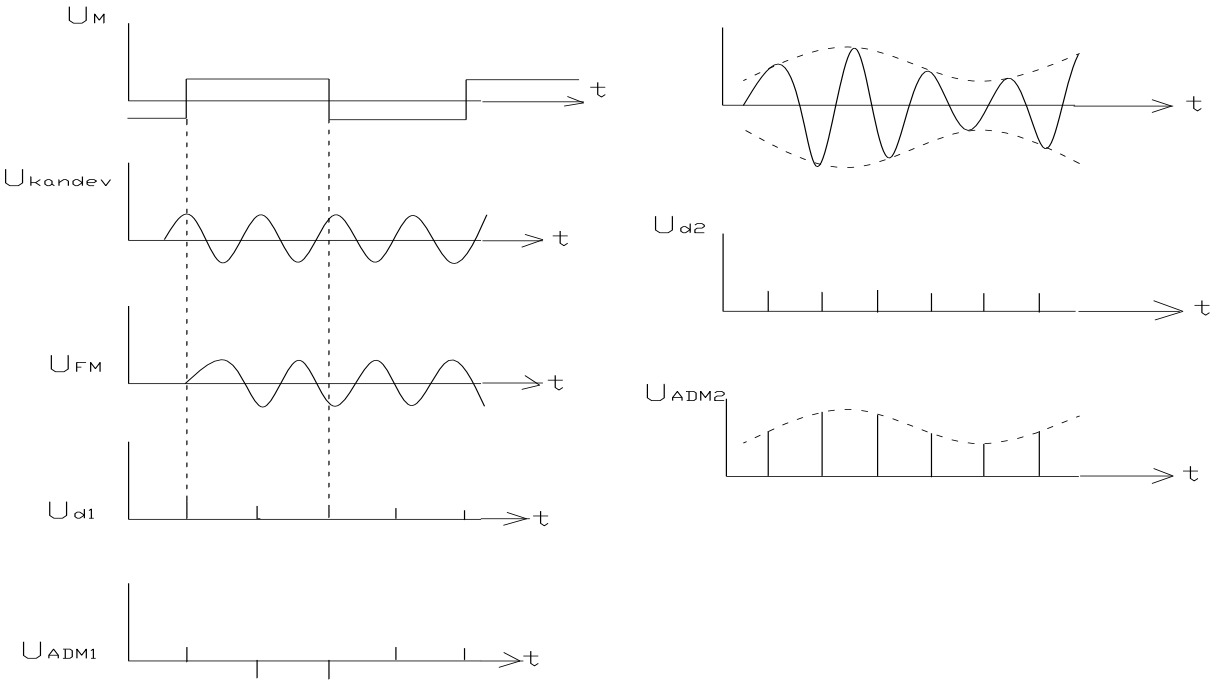
Digitaalfiltri DF1 abil tagatakse vajalik D-FJH süsteemi müra ribalaius $\Pi_{müra}$ (ning vajaliku, automaatreguleerimises kasutava mõiste, ahela siirdeprotsessidega seotud astaatilisuse teguri (tavaliselt 2, mis tähendab et ahela otseülekandes on kaks integraatorit)). Filtri DF3 abil eraldatakse detekteeritud signaal mürast.

Piisavalt kitsa ribalaiuse $\Pi_{müra}$ korral sagedussüntesaatori väljundis tekivad impulsid u_{D1} nendel ajahetkedel, mis vastavad FM signaali u_{FM} kandevlaine nullidele mis langevad kokku moduleerimata sisendsignaali nullidega)[12].

Digitaalsel amplituuddetekteerimisel võib kasutada seda sama D-FJH süsteemi, kuid sünkroonseks detekteerimiseks on vaja täiendavalt veel üks ADM - ADM2.

[12] Tuletagem meelde, et signaali nullkohad on ajahetked, millal signaal läbib nullnivood.

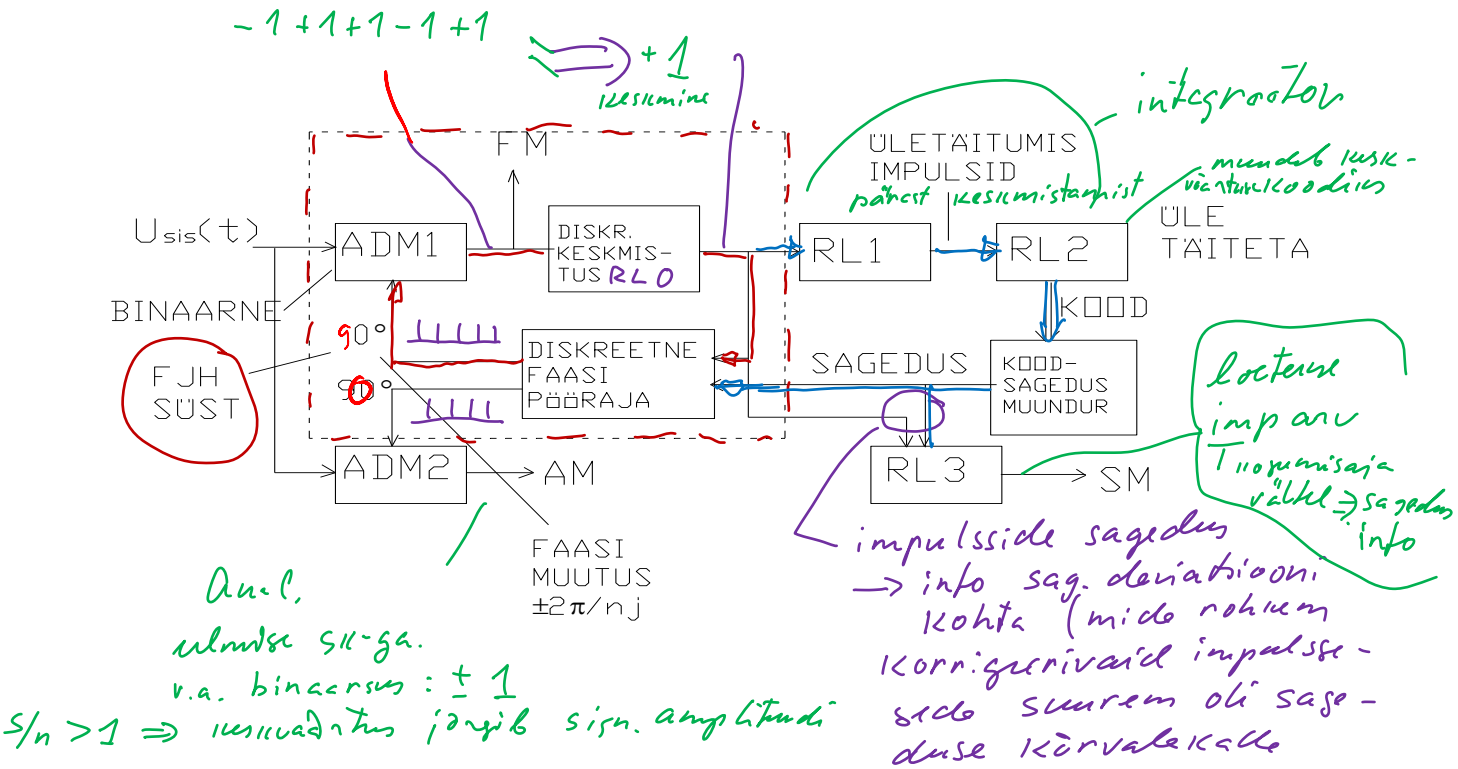
Sellele antakse digitaalsest sagedussüntesaatorist diskreetimise impulsid 90^0 faasinihkega esimesele ADM1- le antavate impulsside suhtes (joon. 4.4.2.b).



a b

Joonis 4.4.2

Binaarse kvanteerimise korral lihtsustub järgiva detektori (demodulaatori) ehitus (joon. 4.4.3.).



Joonis 4.4.3

Binaarse, ringahela faasdetektori ning FM signaalide sünkroondetektori rolli täitva ADM1 väljundimpulsid antakse diskreetsele keskmistusseadmele:

- Viimane realiseeritakse tavaliselt reverseeritava loendurina (tähistame selle joonisel kui RL 0) lugemite arvuga $n_{keskmist.}$
- Selle arvu seadistusega pannakse paika järgiva detektori ekvivalentne ribalaius $\Pi_{müra}$.
- Keskmistusseadme (RL 0) ületäitumise impulsid (korrigeerivad impulsid) antakse diskreetsele faasipöörajale.
- Iga impulsi saabumisel muudab faasipööraja väljundsignaal oma faasi $\pm 2\pi / n_{jagamis}$, kus $n_{jagamis}$ on faasipööraja korrigeerivate impulsside jagamistegur.

Teist järku astaatilisuse tagamiseks tuuakse sisse integreeriv ringahel. Diskreetse keskmistusseadme ületäitumisimpulsid pärast nende keskmistamist esimeses reversiivses loenduris RL1 antakse loendurile RL2; viimane ei tohi ületäituda. Kahendkood RL2-s muudetakse sageduseks kood-sagedusmuunduriga KSM. Viimane võib olla realiseeritud digitaalse sidejuhtimis-süsteemi (DSS) põhimõttel, kus kasutatakse impulsside jadade liitmist.

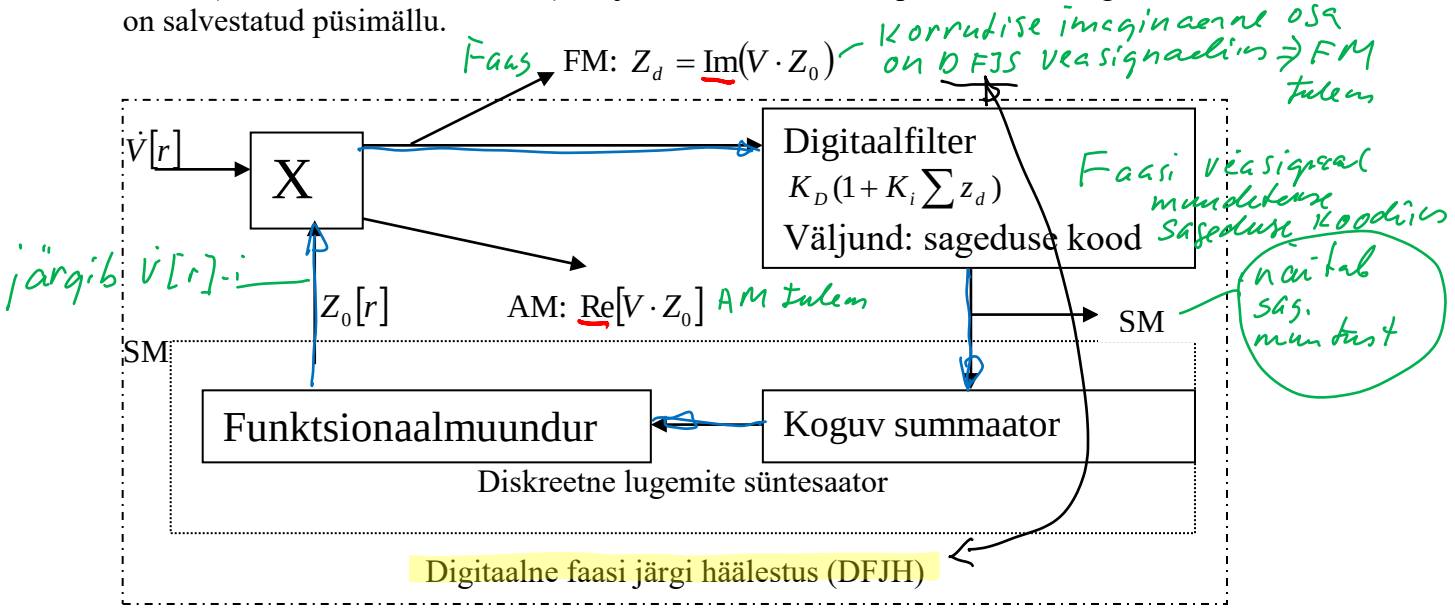
Ülalvaadeldud skeemi saab kasutada ka **SM signaali detekteerimiseks** . Diskreetsele faasipöörajale antavate (nii proportsionaal- kui ka integreerivast ringahelast antavate) korrigeerivate impulsside sagedus kätkeb endas informatsiooni sagedusdeviatsiooni kohta. Deviatsiooni kahendkoodi saamiseks on vaja loendada kogumisperioodi $T_{kogumis}$ vältel reverseeritava loenduri RL3 abil nende impulsside arv, arvestades märki. Nende arv iseloomustab väljundvõnkumise faasi kõrvalekallet (seega ka FJH süsteemi vea täpsusega ka sisendpinge faasi kõrvalekallet kogumisaja jooksul – seega fikseeritud $T_{kogumis}$ korral keskmistatud (aja $T_{kogumis}$ vältel) sagedust.

Sama skeemi alusel saab koostada skeemi ka **amplituuddetekteerimiseks.** Selleks tuuakse sisse ADM2, millele antakse 90/ kraadi nihutatud

diskretiseerimisimpulsid. Kui signaal/müra suhe sisendis on alla ühe, siis ADM võib olla ka binaarne. Kuigi selle väljundis olev signaal võtab kaks asendit (± 1), sõltub nende esinemise tõenäosus peaaegu lineaarselt sisendsignaali amplituudist. Seetõttu, kui kasutada ADM väljundi teadete jaoks piisava kitsaribalisusega digitaalfiltrit , võib küllaldase täpsusega kajastada sisendsignaali amplituudimuutust – saada AM detektor.

4.4.2. Järgivdetektorid ADM –ga enne ringahelat

Järgiva detektori realiseerimisel mikroprotsessori baasil on sobivam asetada ADM enne faasjärgihäälestussüsteemi. ADM väljundis saadakse kas **reaalsed või siis kompleksed** sisendlugemid, milledega sooritatakse siis vastavad matemaatilised tehted (liitmine, korrutamine vms). Vajalikud käsud nende operatsioonide tegemiseks on salvestatud püsimällu.



Joonis 4.4.4

Joonisel 4.4.4 toodud struktuuris moodustatakse kompleksed lugemid $v[r] = z_c + jz_s$ kvadratuurse muunduri ning kahe ADM abil. Need korrutatakse kompleksse tugisignaali kvanteeritud lugemitega $z_0[r] = Z_0 \exp(-j\varphi_{välj})$. Need lugemid saadakse digitaalsest lugemite süntesaatorist DLS. Faas $\varphi_{välj}$ on digitaalse faasijärgihäälestus (DFJH) süsteemi väljundfaasi lugemid.

Korrutise **imaginaarne osa** $z_d[r] = \mathrm{Im}(v \cdot z)$ on DFJH süsteemi veasignaaliks olles samaaegselt **FM signaali detekteerimise** tulemus.

Korrutise **reaalosa** $\mathrm{Re}(v \cdot z)$ on aga **AM signaali detekteerimise** tulemus, olles kasutatud ühtlasi ka suletud ringahela haardumise indikaatoriks sisendsignaaliga.

Veasignaal z_d töödeldakse veel digitaalfiltri ahelas, mille tulemusena saadakse **sageduse kood** (kui **SM signaali detekteerimise** tulemus).

Ülalvaadeldud skeemi raskeimaks operatsiooniks on kahe kompleksarvu korrutamine. Kui on tegemist puht reaalsignaalide korrutamisega, on see lihtsamini realiseeritav.

4.4.3. Järgivdetektorite põhiparameetrite valik

Detektori normaaltöö olukorras on vaadeldav kvasipideva ja kvasilineaarse mudelina.

1. Esimeses projekteerimise etapis valitakse selle süsteemi parameetrid nagu analoogdetektori korral (vt ka p. 2. 9):
   - integreeriva ahela ajakonstandi T_{integr}
   - tagasiside ülekandeteguri k,
2. Teises etapis, kasutades seoseid antud mudeli parameetrite ja prototüübi parameetrite vahel, määratakse järgiva detektori ülejäänud parameetrid
   - (reversiivsete loendurite ja koguvate summaatorite maht,
   - faasi- ja sageduse reguleerimisdiskreet

Vaatleme siin ülaltoodud joonistel toodud järgivdetektorite parameetrite valikut lähemalt.

1. Kõigepealt on vaja ette anda sisendprotsessi ekvivalentne ribalaius $\Pi_{müraVT}$, mis on võrdsustatav ribafiltri energeetilise ribalaiusega läbi ADM, kui on tegemist reaalsignaaliga ning kahekordse madalpääsfiltri ribalaiusega enne ADM, kui on tegemist komplekssignaaliga.
2. Teades seda ribalaiust ning lähteandmetes etteantavat energeetilist potentsiaali $H = P_{sign} / N_0$, võib arvutada signaal/müra suhte sisendribas: $(P_{sign} / P_{müra})_{sis} = H / \Pi_{müraVT}$.
3. Binaarsel kvanteerimisel faasdetektori ringahela ülekanne $k_{det} = d\bar{Z}_{det}(\varphi) / d\varphi = 2a\sqrt{1/\pi}\sqrt{(P_{sign} / P_{müra})_{sis}}$, kus $\bar{Z}_{det}(\varphi)$ on faasdetektori väljundsignaali faasijälgimise vea matemaatiline ootus (keskväärtus) ehk nn diskrimeerimise karakteristik. Esimeses variandis (joon…a) võrdub parameeter a=1, teises $a = Z_0$.
4. Proportsionalsuse tegur k avaldub vastavalt joonisele a ja b alljärgnevalt. Joonise a korral: $k = 2\pi\, k_{det} F_{diskr} / n_y n_d$ ning joonise b korral: $k = 2\pi\, k_{\Pi} k_{det} F_{diskr} / N_{\varphi}$. Siin F_{diskr} on diskreetimissagedus, variandil b on selleks kogu süsteemi taktsagedus; N_{φ} - koguva summaatori maht.
5. Edasi leiame integreeriva ahela ajakonstandi. Saame vastavalt skeemidele a ja b: $T_{integr} = n_1 / \Delta F_{\Pi}$ ning $T_{integr} = 1/ K_i F_{diskr}$. Siin ΔF_{Π} on sageduse ümberhäälestuse diskreet kood-sagedusmuunduris, mis võrdub kood-sagedusmuunduri väljundimpulsside keskmisele kordussagedusele, kui RL2 koodi muutumisel ühe võrra. Sageduse ümberhäälestuse diskreetsus mõjub süsteemis vähe, kui on tagatud võrratus $\Delta F_{\Pi} << \Pi_{müra}$. see tulebki võtta ΔF_{Π} valiku aluseks.
6. Faasipööraja korrekteerivate impulsside jagamistegur $n_{jagamis}$ skeemi a jaoks valitakse lähtuvalt vajadusest tagada väikesed süsteemisisesed faasifluktuatsioonid – ehk teisiti öeldes – väljundsignaali väikesed faasifluktuatsioonid mürade puudumise korral sisendis. Tavaliselt $n_{jagamis}$ = 100 … 1000.
7. Lähtudes parameetri k ja T_{integr} arvutusvalemitest ning eeldades, et $kT_{integr} = 1$, võib saada järgmiste parameetrite valiku lähtealused alljärgnevalt:
   - Joonise 4.4.3 kohta

   Keskendusseadme (tavaliselt reversiivne loendur) lugemistegur $n_y = \dfrac{2\sqrt{\pi}\, F_{diskr}}{n_{jagamis}\Pi_{müra}}\sqrt{\dfrac{H}{\Pi_{müraVT}}}$; loenduri RL1 loendustegur $n_1 = \dfrac{\Delta F_{\Pi}}{2\Pi_{müra}}$;
   - Joonise 4.4.4 kohta

$$k_{\Pi} = \frac{\Pi_{müra} N_{\varphi}}{2\sqrt{\pi\, F_{diskr} Z_0}} \sqrt{\frac{\Pi_{müraVT}}{H}}\,; \quad k_i = \frac{2\Pi_{müra}}{F_{diskr}}\,.$$

Teguri k_{Π} k_p määramiseks on vaja valida eelnevalt Z_0 ja N_{φ}. Suurus Z_0 määrab tugipinge kvanteerimisnivoode arvu; selle suurendamisega vähenevad süsteemisisesed faasifluktuatsioonid. Tavaliselt $Z_0 = 2^5 ... 2^8$. Suuruse N_{φ} leidmiseks eeldame, et minimaalse riba korral $\Pi_{müra} = \Pi_{müra.min}$ ja $kT_{integr} = 1$ korral saaksime $k_{\Pi} k_i$ =1. Selleks kehtib järgmine seos

$$N_{\varphi} = Z_0 \left(\frac{F_{diskr}}{\Pi_{müra.min}} \right)^2 \sqrt{\frac{\pi\, H}{\Pi_{müraVT}}}\,.$$

5. VASTUVÕTJATE ERIPEATÜKID

Oleme käsitlenud supervastuvõtjate nii analoog- kui ka digitaallahenduste põhimõtteid, oleme vaadelnud ülesannete püstitusi ning neile vastavaid optimaalsete vastuvõtjate lahendusi.

Lähemalt oleme peatunud supervastuvõtjate konstrueerimispõhimõtetel, käsitlenud nende üksikplokkide, sõlmede lahendusi.

Järgnevalt vaatleme vastuvõtjates kasutatavaid täiendavaid plokke, millised võivad leida kasutust eritüübiliste vastuvõtjate konstrueerimisel, samuti vaatleme raadiovastuvõtjate skeemitehnikat. Viimast küll mitte kui põhimõttelise küsimusena (vastuvõtjate skeemitehnika areneb ja muutub niivõrd kiiresti), vaid kui praeguse ajalise seisuga kättesaadava mikroskeemitehnika rakendusvõimalusi vastuvõtjate realiseerimisel.

5.1. Sageduskordistid

Vastuvõtjate signaalitraktis sageduskordisteid tavaliselt ei kasutata, küll aga leiavad nad kasutust **vajaliku sagedusega heterodüünisignaalide** formeerimiseks.

Ideaalne sageduskorruti peaks muundama lähtesignaali

$u_{sis} = U_{sis} \cos(\omega t + \varphi)$ signaaliks $u_{välj} = U_{välj} \cos n(\omega t + \varphi)$.

Reaalsetes kordistites aga esineb lisaks soovitud sageduskomponendile ka muid harmoonilisi. Viimased tuleb siis kordistusjärgselt maha suruda.

Kordisteid iseloomustatakse järgmiste parameetritega:

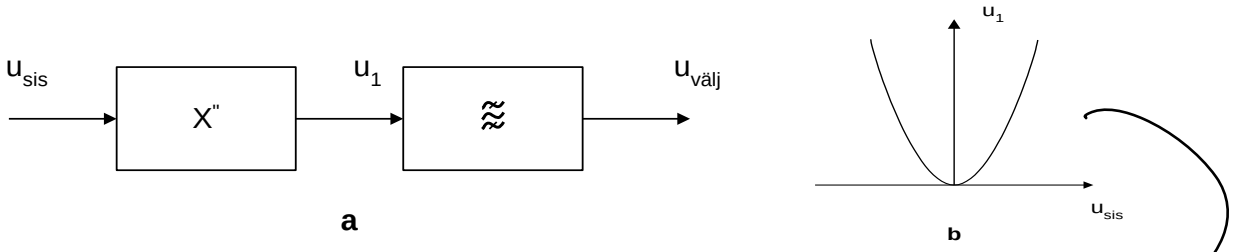
- Kordistustegur;
- Sisendsignaali diapasoon ja selle muutuse piirid;
- Sisend-ja väljundsignaalide amplituudid ;
- Väljundsignaali amplituudi sõltuvus sisendsignaali amplituudist ja selle sageduse, amplituudi kõrvelehäälestusest arvestuslikust;
- Parasiitsete signaalikomponentide mahasurumine;
- Väljundfaasimürade spektraaltihedus;
- Kordisti astmete arv;
- Mõõdud, kaal, tarvitatav võimsus.

Koostöös mikroskeemidega on kordisti oluliseks näitajaks kordistis kasutatav filtri tüüp, selle hüve, mõõtmed ja tehnoloogilisus.

Alljärgnevalt piirdutakse vastuvõtjale iseloomulike väikesevõimsuseliste kordistite tööpõhimõtete käsitlusega.

5.1.1. Mittelineaarsed filter – sageduskordistid

Siin leiab rakendust võimendi või näiteks dioodi mittelineaarsus, tänu millele saadakse sageduskordisti (joonis 5.1.1.a) väljundis **polüharmooniline** signaal. Vajalik harmoonik eraldatakse sealt siis vastavale sagedusele häälestatud **filtri** abil. Mittelineaarsuse sobilikuks kujuks peaks olema kahepoolne **n-astmeline parabool**, kus **n - soovitav sageduse kordistuse kordsus** (joonis 5.1.1 b).



Joonis 5.1.1

Signaali spekter võtab vastavalt kordistuskordsusele järgmised kujud:

$$\cos^2\alpha = (1+\cos 2\alpha)/2;$$

$$\cos^3\alpha = (\cos 3\alpha + 3\cos\alpha)/4;$$

$$\cos^4\alpha = (\cos 4\alpha + 4\cos 2\alpha + 3)/8;$$

$$\cos^5\alpha = (\cos 5\alpha + 5\cos 3\alpha + 10\cos\alpha)/16;$$

ainult 1 kõrgem harmooniline

kus $\alpha = \omega t + \varphi$.

Toodud seostest võib näha, et **väljundspekter sisaldab üle ühe** (kas paaris või paarituid) **harmoonilisi**. See ilmneb tänu kahepoolse parabooliga kirjeldatavale mittelineaarsusele.

Kasutades ühepoolsele paraboolile vastavat mittelineaarsust jäävad väljundis alles kõik soovitud väljundsignaali suhtes **madalamad harmoonilised**. Ülemised, n-st **kõrgemad harmoonilised** puuduvad aga mõlemil juhul.

Aktiivelementidest vastavad paraboolsele (teist järku, ühepoolsele) karakteristikule vaid väljatransistorid. Kõrgemat järku mittelineaarsustega ahelaid võib küll sünteesida, kuid suhteliselt keerukate lahenduste tõttu kasutatakse neid ahelaid vähe.

Praktikas kasutatakse tavaliselt bipolaarseid transistore, nende karakteristikute erinevuse tõttu ideaalsest on aga tulemused – soovitud väljundsignaali võimsus ning teiste harmooniliste mahasurumine - halvemad. Sellise kordisti väljundsignaal on laotatav Fourier ritta, millest siis eraldatakse soovitud harmooniline komponent. Sellisel n kordsel sageduskordistusel on väljundsignaali pinge avaldatav **koormustakistuse ja vastava vooluharmoonilise** kaudu:

$$U_{välj.n} = R_{koormus.n} I_n,$$

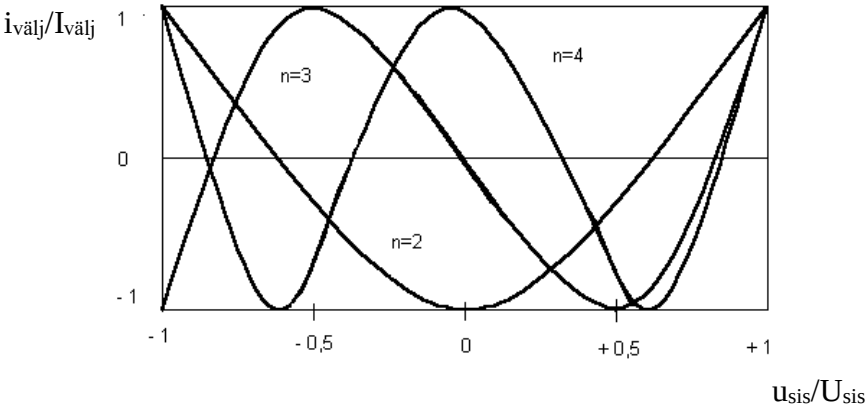
kus $R_{koormus.n}$ - koormusvõnkeringi takistus resonantsis (n-a harmoonilisega).

Kordistamise kordsuse kasvades väheneb kasuliku väljundsignaali amplituud nii absoluutsuuruses kui ka ebasoovitavate harmooniliste amplituudide suhtes (tavaliselt häirivad just suuremaamplituudilised madalamad harmoonilised, kusjuures mida lähedasem harmooniline, seda rohkem).

5.1.2. Aperioodilised sageduskordistid

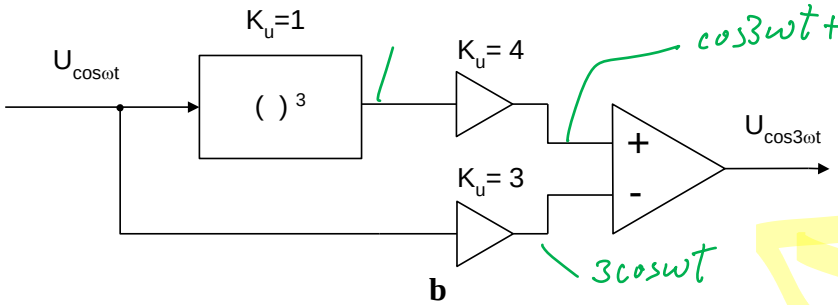
Nende kordistite tööpõhimõtte järgi antakse **kogu sisendsignaali energia üle n-dale harmoonilisele** väljundis. Seetõttu puuduvad väljundis ebasoovitavad harmoonilised ning teoreetiliselt võttes puudub vajadus ka väljundfiltri järele.

Selliste kordistite loomine tugineb Tšebõševi polünoomile vastavate karakteristikutega süsteemi sünteesimisele (joonis 5.1.2.a).



a

Selline süntees on küllaltki raskesti realiseeritav, mistõttu soovitud tulemuste saamiseks kasutatakse kaudseid teid. Nii näiteks tõstetakse signaal n- astmesse, seejärel saadud spektrist lahutatakse madalamat järku parasiitharmoonilised. (joonis 5.1.2.b).



b

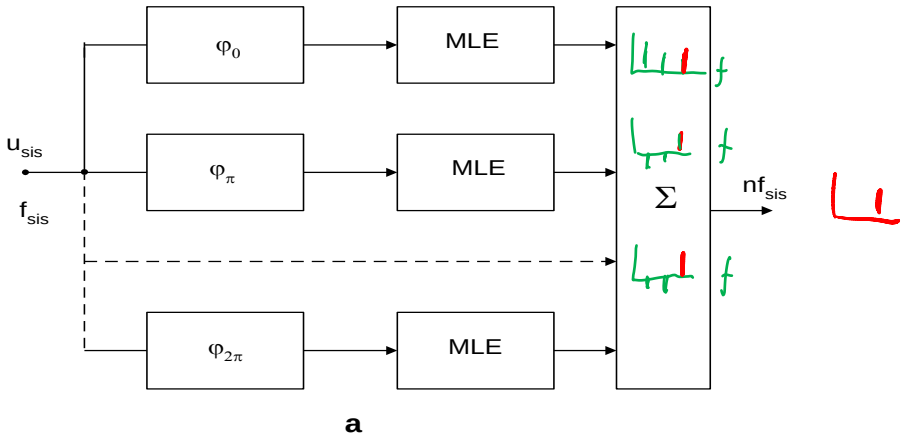
Skeem vastab valemile: $\cos^3\alpha = (\cos 3\alpha + 3\cos\alpha)/4$

Joonis 5.1.2

Sellegipoolest ülalmärgitud tööpõhimõttel töötavad kordistid pole konstruktsiooni keerukuse tõttu levinud.

5.1.3. Sageduskordisti harmooniliste mahasurumisega faasmeetodil

Tööpõhimõte tugineb siin väljundspektris leiduvate parasiitsete harmooniliste kompenseerimisele faasi järgi (joonis 5.1.3 a).



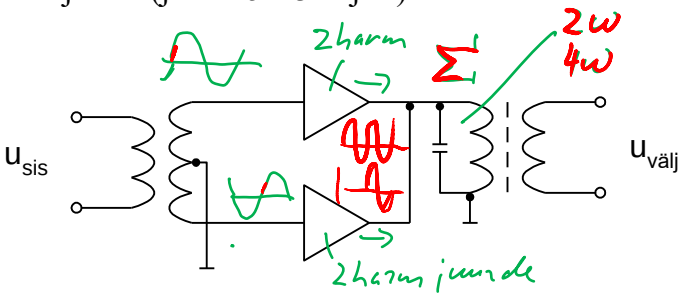
a

Joon. 5.1.3 a

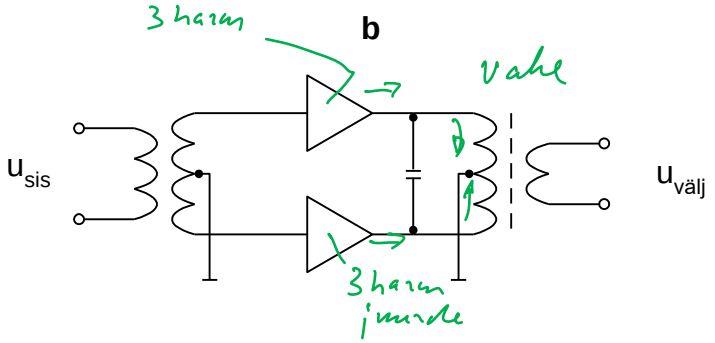
Kuna kompenseerimine tugineb faasinihetel, on antud kordisti sagedusdiapasoon sellega piiratud. Mittelineaarne element (näiteks amplituudpiirik transistoril) **muundab harmoonilise sisendsignaali selle sageduse kordsete sagedustega** laiaribaliseks, polüharmooniliseks signaaliks. Joonisel on näidatud 2n kanaliga süsteem, kus iga kanal koosneb faasipöörajast vastava faasi võrra ja mittelineaarelemendist. **Õigete faasivahekordade** valikul saavutatakse summeerimisel madalamate sagedustega signaalikomponentide mahasurumine (kompenseerumine) 20…30 dB ulatuses

Kasutatakse ka kahekanalilisi süsteeme kas paaris- või paaritute harmooniliste mahasurumiseks väljundis (joonis 5.1.3. b ja c).

.



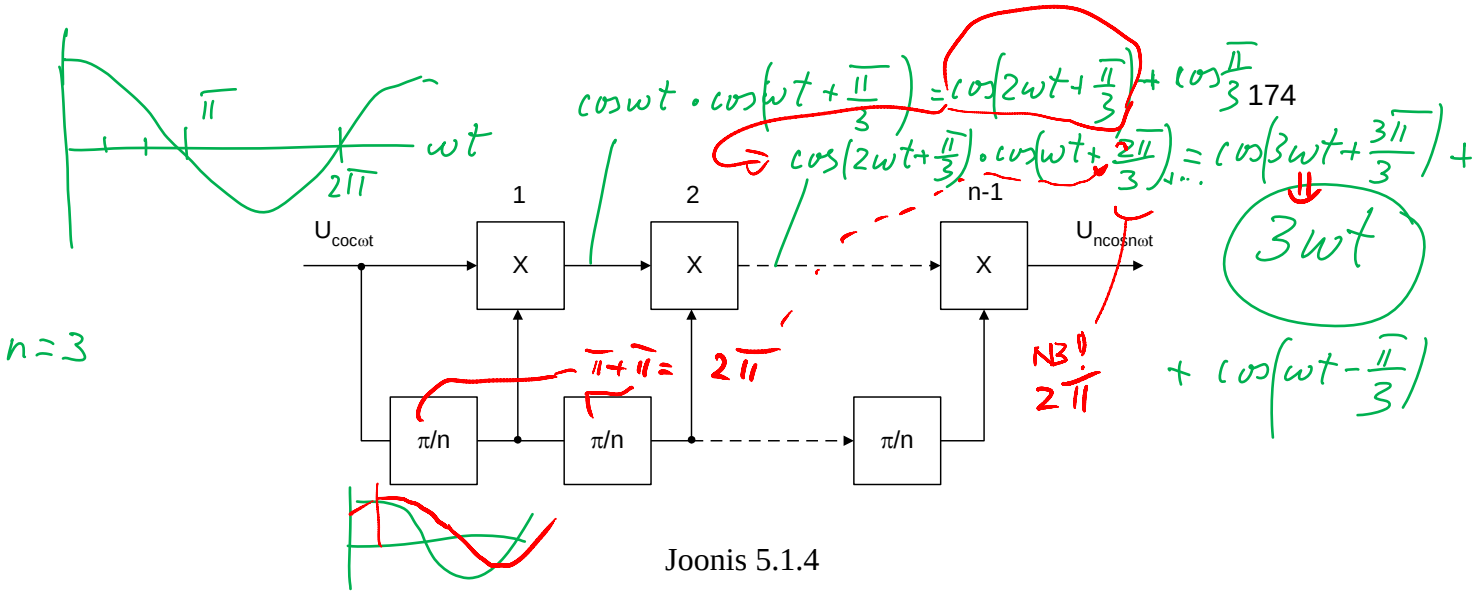
b



c

Joonis 5.1.3

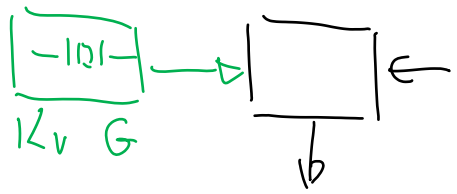
Teine võimalus on faasipöörajatega või viitliinidega n arv korrutite kasutamine (joonis 5.1.4). Sinusoidaalse sisendsignaali korral on väljundis ainult n- s harmooniline.



Joonis 5.1.4

5.1.4. Sageduse kordisti sageduse jagaja ja FJH süsteemiga

Kordisti faasijärgihäälestussüsteemi ja sageduse jagajaga tagasiside ahelas võimaldab oluliselt puhastada signaali väljundspektri parasiitsagedustega komponentidest. Eriti levinud on selle põhimõtte realiseerimine **digitaaltehnikas (vt ka kaudse sagedussüntesaatori tööpõhimõtet)**. Siin on võimalik ka **muutes jagamistegurit muuta kordistuskordsust**. Sellised jagurid on realiseeritavad standardsete mikroskeemsete lahendustega. Selliste kordistite töösagedused on määratud vastavate mikroskeemide sageduste ülemiste piiridega, samuti on üheks puuduseks kõrgsagedusimpulsside olemasolul väljakiiratavad häired, mistõttu kogu skeem tuleks varjestada.



5.2. *Sagedusjagajad*

Ka sagedusjagureid kasutatakse vastuvõtjas sagedussüntesaatorites, heterodüünisignaalide formeerimisel.

Harmoonilise signaali sagedusjagajate seas on levinum **regeneratiivsele tööprintsiibile** tuginevad jagurid. Nii koosneb n kordne jagaja (joon. 5.2.1):

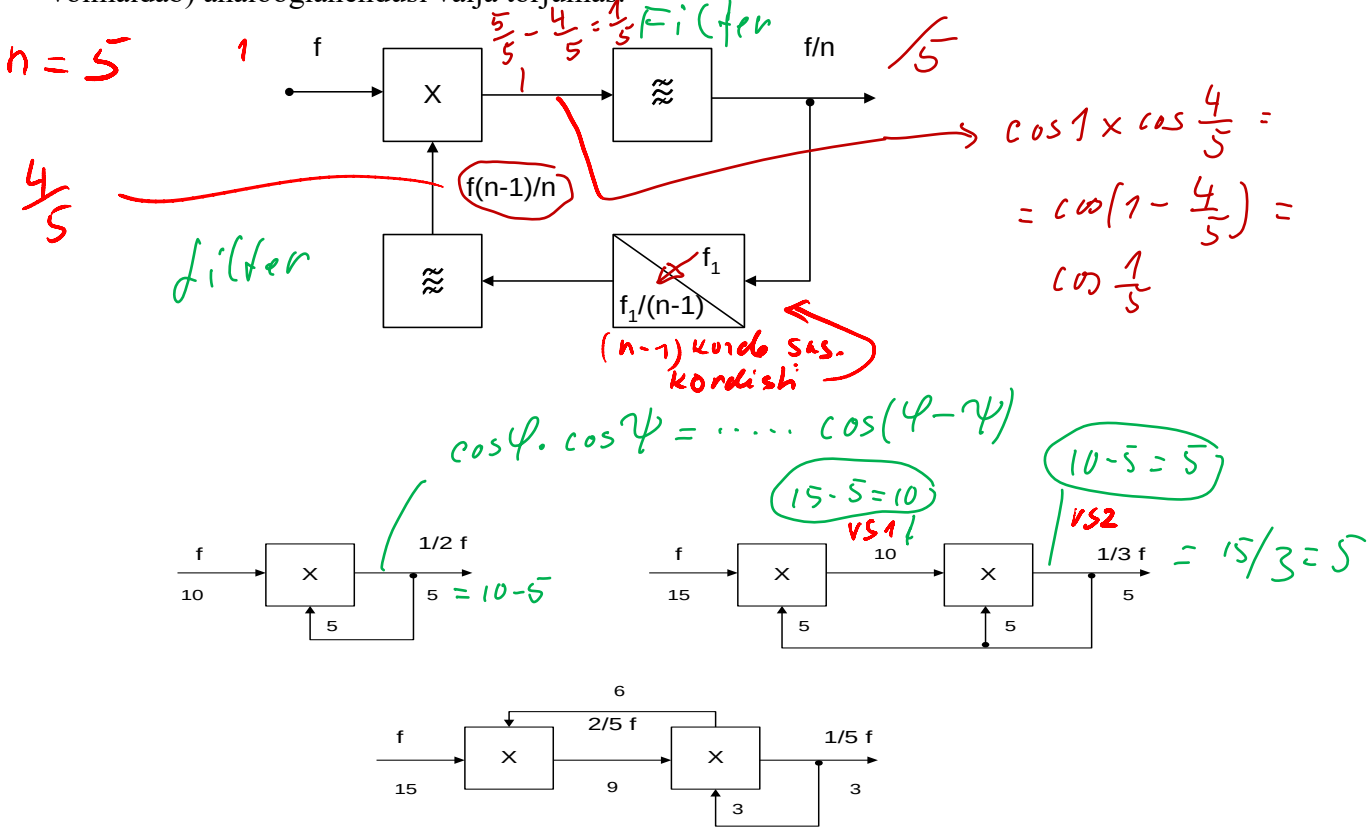
- segustist, kuhu antakse sisendsignaal,
- n-1 kordsest sageduse kordistist
- ringahelat sulgevast positiivse tagasiside ahelast.

Selline jagaja jagamisteguriga 2…7 võib olla realiseeritud ühe mikroskeemi baasil; oluline on tagada ühest suurem ringahela ülekandetegur. Joonisel on toodud ka mõned lihtsamad struktuuride näited sageduse jagamiseks 2, 3 ja 5 korda.

Võrreldes **digitaalsete** sagedusjagajatega on **harmoonilise signaali** jagajate

- väljundspekter puhtam,
- väiksemad on parasiitkiirgused
- väiksem tarvitatav võimsus,
- kõrgem on sageduspiir.

Samas on aga nõutav LC või mõne muutüübilise võnkeringi olemasolu, elementide parameetrite täpne valik ja häälestus. Viimatitoodud analoogjagurite puuduste tõttu on digitaalsed jagurid (kus sageduspiir või mõni muu kaalutlus seda võimaldab) analooglahendusi välja tõrjumas.



Joonis 5.2.1

5.3. *Käsitsi- ja automaatreguleerimised vastuvõtjates.*

Vastuvõtjates võib vaja minna mitmesuguseid reguleerimisi. Nii näiteks:

- tavaliseks reguleerimiseks on vajalik vastuvõtja häälestus raadiojaamale.
- Spetsiaalsetes kaugside vastuvõtjates võib tekkida vajadus ribalaiuse reguleerimiseks,
- On vajadus sidekanalite operatiivseks ümberlülimiseks
- On vajadus vastuvõtutingimustele automaatselt kohanduvate adaptiivsete vastuvõtjate kasutamiseks.
- Sellised reguleerimised, nagu vastuvõtja automaatne võimenduse reguleerimine vastuvõetava signaali tugevuse järgi ning automaatne sageduse järgihäälestus on tänapäeval pea igas vastuvõtjas.

5.3.1. Üldised võimenduse automaatreguleerimise (AVR) põhimõtted

Vaatlesime varemalt mõningaid näiteid automaatse võimenduse reguleerimise kohta. Üldisemas plaanis kasutatakse AVR realiseerimisel järgmiseid põhimõtteid:

1. levinuimaks oli signaali nivoole reageeriv tagasiulatuv AVR ajalise viitega.
2. Kui aga on vaja mõõta signaali amplituudi, siis valitakse AVR, mis toimib müranivoo järgi.
3. Kasutatakse ka AVR- i tugisignaali järgi, mille eesmärgiks on tagada stabiilset võimendustegurit, mitte aga reageerimist sisendsignaali nivoole.

Valdavalt kasutatakse ikkagi AVR- i kui vahendit vältimaks vastuvõtja küllastust tugeva sisendsignaali korral ja tagamaks suurt tundlikkust nõrga signaali korral.

Vaatleme seda olukorda lähemalt.

1. Nõudest, et vastuvõtja väljundsignaal ei sõltuks sisendsignaali amplituudist, lähtume, et:

$$K = U_{välj} / U_{sis} \text{ ning seejuures } U_{välj} = const .$$

Siit tulenevalt saame hüperboolse sõltuvuse, mida on kujutatud joonisel 5.3.1 kõveraga 1.

2. Tavaliselt aga ei nõuta väljundpingelt püsinivool püsimist eriti rangelt, vaid loetakse oluliseks seda, et ei tekiks vastuvõtja ülekoormust ning sellest tingitud signaali moonutusi.

See lihtsustab reguleerimist. Sellisel juhul sisendpinge suurenedes kuni pingeni $U_{sis.max}$ suureneb ka väljundpinge kuni väärtuseni $U_{välj.max}$. Siis minimaalne võimendustegur võrduks $K_{min} = U_{väljmax} / U_{sis.max}$. Joonisel vastab sellele karakteristik 2, mis on mõnevõrra kõrgemal karakteristikust 1. Selliseid katkematu (mööda hüperbooli) reguleerimisega AVR nimetatakse tihti ka lihtsaks AVR- ks. Samas ei leia aga selline reguleerimine tavaliselt kasutust, kuna:

- Kui $U_{sis} < U_{sis.min}$, siis väljundpinge väljundis ei muutu, kujutades aga samal ajal endast signaali ja müra segu. Kusjuures, mida väiksem on signaal, seda suurem on müra osakaal selles.

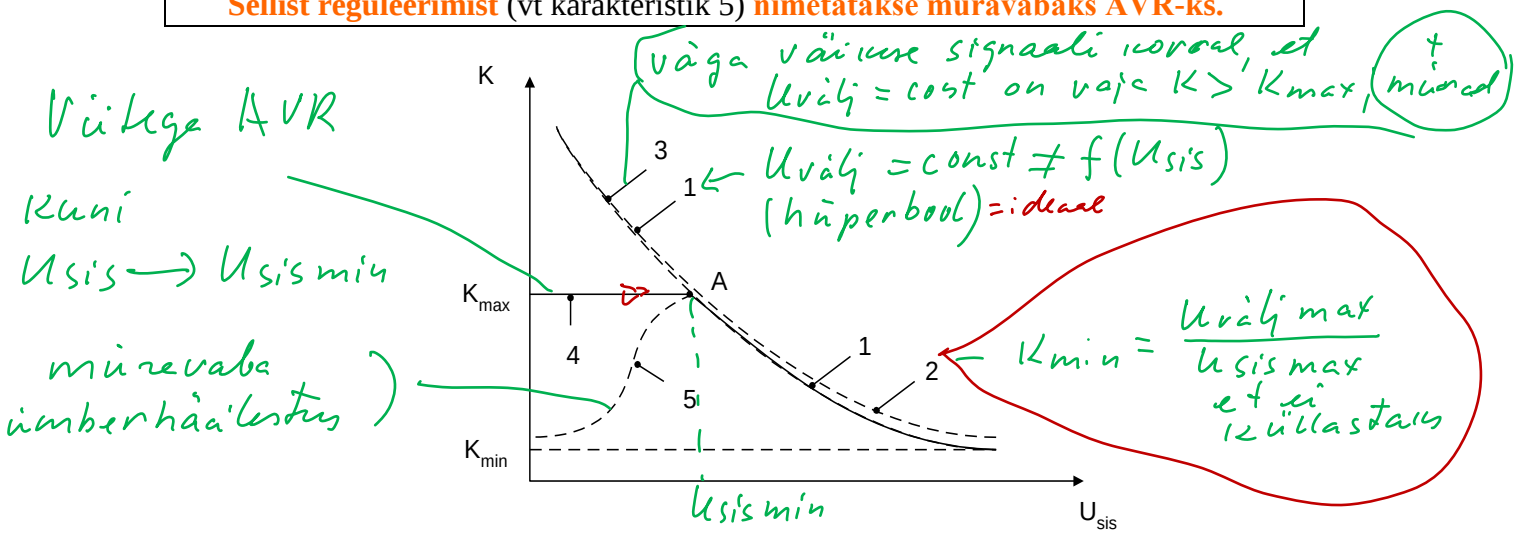
- Võimendusteguri suurendamiseks üle K_{max} oleksid kõvera 3 kohaselt vajalikud täiendavad võimendusastmed. Samas ajal oleks võimenduse suurendamine kasutu, tuues isegi kahju täiendavate väljundmürade tekkimise tõttu.

3. Olukorrast on väljapääs AVR väljalülimisega sisendpingetel, mis on väiksemad kui $U_{sis.min}$.

Siin saamegi siis **viitega AVR- i - viitega kuni signaal saavutab nivoo $U_{sis.min}$ (karakteristik 4).** Sellisel juhul võimendus ei muutu vasakul pool punkti A .

4. Häälestades aga vastuvõtjat ühelt jaamalt teisele, on vahepeal sisendsignaalita olukord, mis viib reguleerkarakteristiku 4 korral vastuvõtja võimenduse maksimaalseks. See väljendub vastuvõtjas **suure mürana väljundis**. Segava müra mahasurumiseks jaamade ümberhäälestamisel vähendatakse vastuvõtja võimendustegurit ka signaali puudumise korral.

Sellist reguleerimist (vt karakteristik 5) **nimetatakse müravabaks AVR-ks.**



Joonis 5.3.1

AVR käivituseks oleks siis vaja:

- reguleerivat pinget (reguleer- ehk tüürsignaali);
- reguleeritava võimendusteguriga astmeid.

Reguleersignaal peab siis peegeldama sisendsignaali amplituudi ning võetakse tavaliselt vahesagedusvõimendi väljundist, kus ta siis alaldatakse. Siin võib tekkida ka vajadus reguleersignaali täiendavaks võimendamiseks. Kasutatava detektori ajakonstant peab olema piisavalt suur, et selle väljundsignaal ei reageeriks ülekantava signaali kiiretele muutustele (näiteks AM signaali mähiskõvera muutustele). Viitega AVR saadakse AVR detektori dioodi vajaliku nivooga vastupingestamisega.

Lisaks ülalvaadeldud **tagasisidestatud (tagasisuunas** töötavatele) AVR põhimõtetele kasutatakse ka **otsesuunas reguleerimisega AVR-i (otsene AVR)**. Vastandina tagasisuunas töötavast AVR-st ei teki siin tagasiside ahelat ning reguleeritakse põhivõimendi võimendust AVR lisakanalist saadud väljundsignaaliga. Selle variandi kasutamine on aga raskendatud, kui on ülekannet vaja muuta väga suurtes piirides. See **eeldab** suurt AVR võimendi võimendustegurit, pea samasuurt kui põhikanalis. Põhikanali võimenduse reguleerimine toimub mittelineaarse seaduspärasusega töötavale

reguleeritavale võimenduselemendile, selle juhtimine aga soovitud seaduspärasuse järgi on realiseeritav vaid tuntavate erinevustega soovitud (vt eelmist joonist) juhtkarakteristikuist.

Sellises lahtises süsteemis ei õnnestu väljundpinget hoida püsivana.

Lisaks, kui signaali amplituudimuutus on suur, on oht mittelineaarmoonutusteks põhikanalis. Selliste nähtuste vähendamiseks tulev AVR kanalis endas ka kasutada automaatreguleerimist, mis sisuliselt teeb sellise otsese AVR-i **keerukamaks** kui tagasisidestatud AVR-i. Kasutatakse ka mõlemi reguleerimisviisi kombinatsioone, kus osa põhivõimendist on tagasisidestatud, osa otsese AVR-iga.

1. 5.3.1.1. Võimenduse muutmise viisid

Vaatleme resonantsvõimendusastme kui selektiivse võimendi elementaarlüli ülekannet: = transistori tõus S

$$K \approx mn|Y_{21}|\rho K_{filter},$$

kus m, n - võnkeringi lülitustegurid signaaliallika ja koormusega;

Y_{21} - aktiivelemendi tõus

ρ - lainetakistus (antud juhul ka koormustakistus)

K_{filter} - filtri ülekandetegur.

Seega võib eristada järgnevaid **võimenduse reguleerimise viise**:

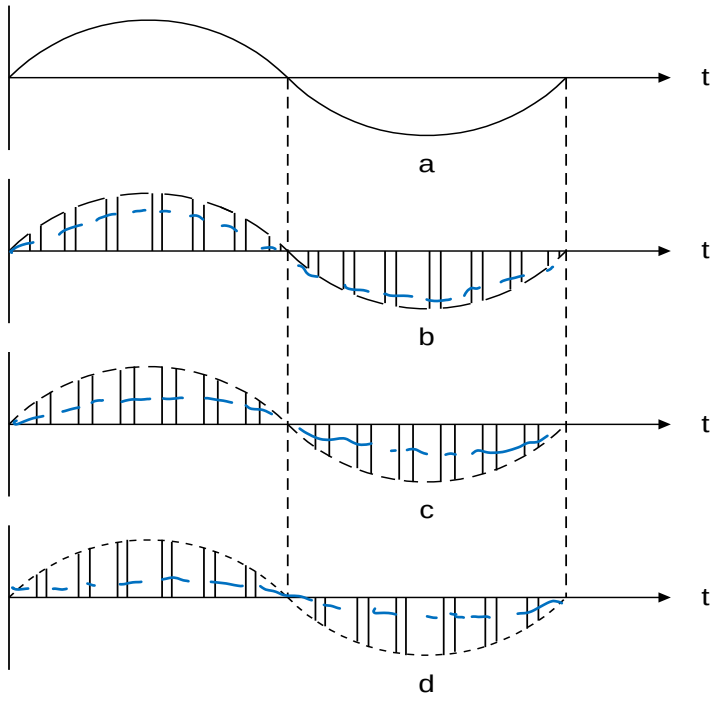
- Aktiivelemendi (AE) tõusu Y_{21} muutmisega. Teatavasti sõltub AE tõus töörežiimist – ja seda väga tugevasti.
- Lülitustegurite m ja n muutmisega. Seda saaks teha suhteliselt lihtsalt varaktorite abil, kui on tegemist mahtuvusliku sidestusega – mahtuvusliku pingejagajaga. Samas aga kaasneb sellega ka resonantssageduse muutus, mis ei ole soovitav.
- Koormustakistuse ρ muutmisega. Selleks on vaja muuta üheaegselt mahtuvust ja induktiivsust vastupidistes suundades, mis on raskendatud.
- Filtri ülekandeteguri muutmisega. Seda saab teha kolmel erineval viisil:
  1. Ribafiltri võnkeringide sidestuse muutmisega. Ka on lihtsalt realiseeritav mahtuvusliku sidestuse korral. Kuid siin on reguleerimisulatus väike ning reguleerimisega kaasneb ribalaiuse ning ka resonantssageduse muutus
  2. Võnkeringide lahkuhäälestusega. Ka siin kaasneb ribalaiuse muutus.
  3. Võnkeringide sumbuvuse muutmisega – viies võnkeringi sisse muudetavad takistused. Kaasneb selektiivsuse halvenemine.

Nii olemegi ülaltoodud arutlusega näinud, et pea **ainsaks reguleerimisviisiks jääb AE tõusu muutmine AE eelpingega.** Tuleb siiski ka selle reguleerimisviisi puhul täheldada mõningast selektiivsuse ja resonantssageduse muutust. Kuna reguleerimiseks muudetakse AE töörežiimi, siis muutuvad ka selle sisend- ja väljundtakistused – takistused, millised kanduvad kas suuremal või vähemal määral võnkeringidesse. Aktiivkomponent muudab teatavasti võnkeringi sumbuvust, reaktiivkomponent aga resonantssagedust.

Lisaks ülalvaadeldud viisidele kasutatakse ka **impulssregulaatoreid**. Üks sellistest võimalustest on toodud joonisel 5.3.2.

Signaal (a) lastakse läbi katkesti, mis töötab AE sulgemisele- avanemisele. Sellejärgselt muutub signaal impulssideks (b, c, d). Impulsside harvendus on siin määratud võtmele antavate impulssidega. Pärast impulsside silumist madalpääsfiltris saadakse pinge, mis on võrdeline võtme väljundsignaali pinge keskväärtusega. See aga sõltub impulsside harvendusest. Lühikeste impulsside (d) korral on filtri väljundsignaal tunduvalt väiksem kui laiade impulsside (a) korral.

Nii saadakse küllalt efektiivne reguleersüsteem, mille peamiseks puuduseks on aga tekkiv lai häiresignaalispekter.



Joonis.5.3.2

Veel võiks märkida reguleerimisvõimalust segustis, kus teatavasti väljundsignaal on võrdeline heterodüünisignaali amplituudiga. Muutes seda amplituudi, muutub ka segusti ülekanne.

AVR põhiparameetriks on reguleerimistegur γ, mis avaldub tegurite α ja β kaudu: $\alpha = \frac{U_{sis.max}}{U_{sis.min}}$; $\beta = \frac{U_{välj.max}}{U_{välj.min}}$; $\gamma = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{U_{sis.max}}{U_{sis.min}} / \frac{U_{välj.max}}{U_{välj.min}}$.

Tavaliselt peab tegur γ olema küllalt suur.

Kui näiteks on vaja vastuvõtjas vastu võtta signaale 1 mikrovoldist kuni 20 millivoldini ($\alpha = 2 \cdot 10^4$) siis lubades väljundis pinge kahekordset muutust ($\beta = 2$) saame teguri $\gamma = 10000$.

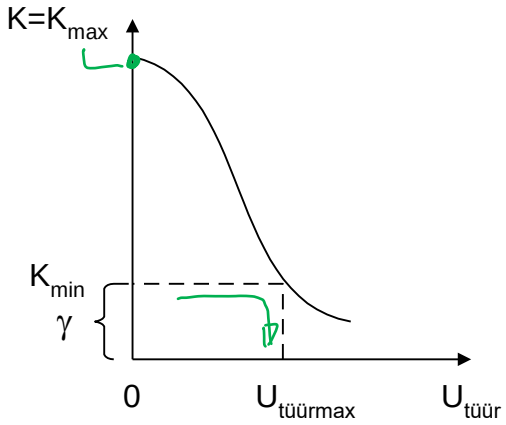
- Üks aste võimaldab reguleerimisulatust tavaliselt kuni mõnikümmend korda. Muutust suurendada pole eriti võimalik, kuna
  - küllaltki kõrgsageduslikule raadio- või vahesagedussignaalile on omane astme läbimine ka parasiitmahtuvuste vm parasiitseid ahelaid pidi.
  - Samuti piirab võimenduse vähendamist tööpunkti nihkumine AE suurema mittelineaarsusega tööpiirkonda, kus moonutused suurenevad ning lisanduvad kõrvalkanalid.

Seetõttu ei saa võimendust väga väikeseks viia. Seetõttu on otstarbekam:

- **reguleerida võimendust võimendustrakti algosas, väiksemate signaaliamplituudide juures**, samas esimese astme juures peaks olema sellega ettevaatlik (tagada optimaalne režiim mürade suhtes)
- vajaliku reguleerimisulatuse tagamiseks **reguleerida võimendust samaaegselt mitmes astmes.** Üksikastmetele vastavad reguleerimisulatused korrutuvad siis omavahel.

2. 5.3.1.2. Automaatse võimenduse reguleerimise põhikarakteristikud

Võtame nüüd **reguleerimiskarakteristiku, mis näitab võimendusteguri sõltuvust juhtpingest** (või ka –voolust), lähema vaatluse alla (joonis 5.3.3). Kuna vajalik võimendusteguri muutuspiirkond võib olla väga lai, siis kujutame võimendustegurit logaritmilises mastaabis.

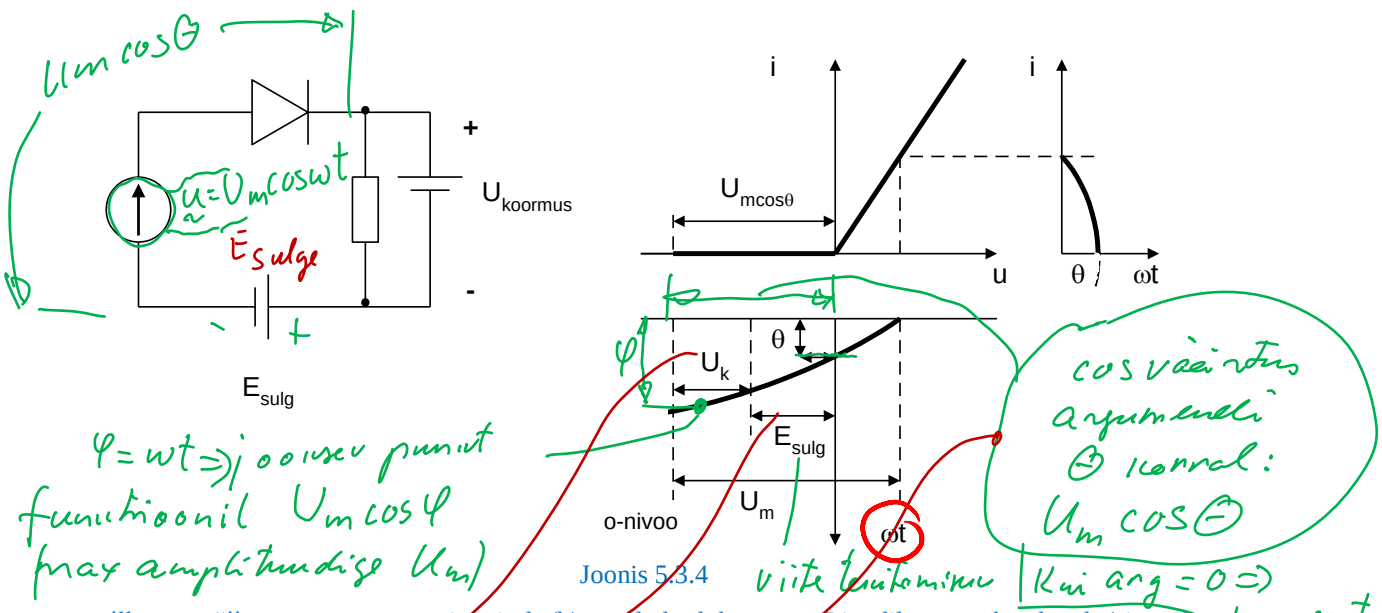


Joonis 5.3.3.

Jooniselt saab leida **maksimaalse tüürpinge amplituudi** $U_{tüür.max}$. Selleks on eelnevalt vaja maksimaalse võimendusteguri järgi määrata võimendustegur maksimaalse sisendsignaali korral võimendi sisendis $K_{min} = K_{max} / \gamma$. Suuruse K_{min} järgi saame jooniselt leida maksimaalse tüürpinge $U_{tüür.max}$.

Käsitleme olukorda detailsemalt.

Oletame, et AVR tüürpinge formeeritakse joonisel 5.3.4 (a) toodud diooddetektoriga – mis kujutab endast poolperioodalaldit..



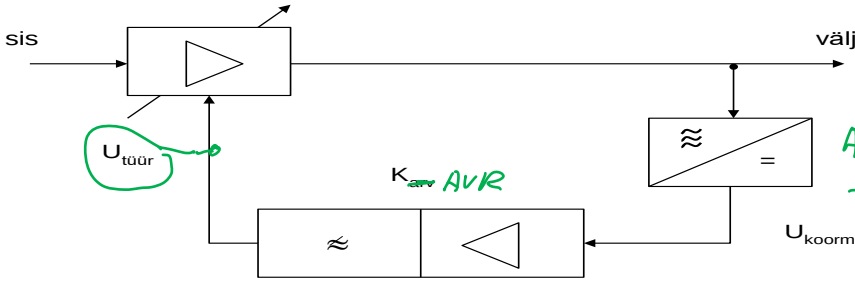
Joonis 5.3.4

mille töörežiim on vastavuses joonisel (b) toodud olukorraga. Dioodile on rakendatud (signaali alaldamisest tingitud) pinge koormusel $U_{koormus}$ ja sulgev eelpinge E_{sulge}. Seejuures kehtib seos

$$U_{koorm} + E_{sulge} = U_m \cos\theta, \quad \text{kust tuleneb, et } U_{koormus} = U_m \cos\theta - E_{sulge}.$$

Pingetipu U_m muutuse korral muutub mõnevõrra ka lõikenurk, kuid tavaliselt selle muutuse väikese mõju tõttu (sest $\cos\theta$, kuna ta on lähedane ühele, muutub vähe) seda ei arvestata.

Vaatleme AVR-I joonisel 5.3.5 toodud struktuuri järgi.



Joonis 5.3.5

AVR võimendi võimendusteguriga K_{AVR} sisendpinge saadakse vahetult AVR detektorist, viimane on aga ühendatud põhivõimendi väljundisse. Siis saame:

$$U_{tüür.max} = K_{AVR} U_{koormus} = (U_{välj.max} \cos\theta - E_{sulge}) K_{AVR}. \qquad \text{A}$$

Siin on $U_{välj.max}$ võimendi maksimaalne väljundpinge, mis antakse AVR detektorisse.

Viidet põhjustav sulgepinge E_{sulge} peab võrduma võimendi minimaalse väljundpingega $U_{välj.min}$, milleni jõudmiseks AVR ei pea veel rakenduma. Seega saame ülaltoodud seose ringi kirjutada kujule

$$U_{tüür.max} = U_{välj.min} (\beta \cos\theta - 1) K_{AVR}, \text{ kus } \beta = \frac{U_{välj.max}}{U_{välj.min}}.$$

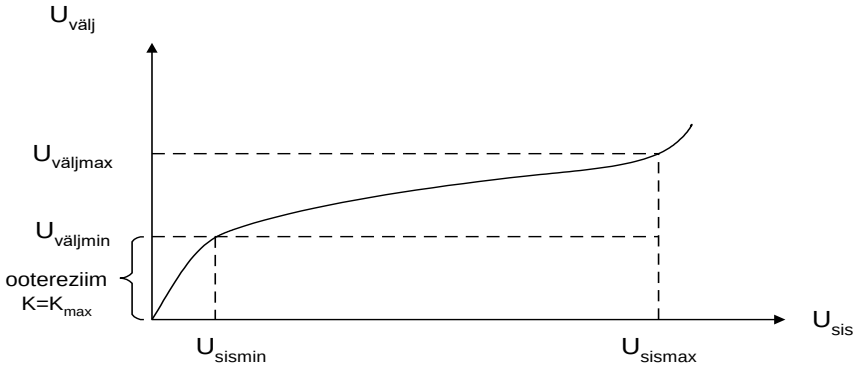
Järelikult vajalik pinge võimendi väljundis avalduks kui

$$U_{välj.min} \geq U_{tüür.max} / K_{AVR} (\beta \cos\theta - 1). \qquad \text{B}$$

Siit tulenevalt, kui võimendusteguri $K_{AVR}=1$ korral ülaltoodud võrratus pole rahuldatud, tuleb AVR trakt varustada täiendava võimendusastmega.

AVR –i efektiivsuse üle saab otsustada, konstrueerides alloleva graafiku (joonis 5.3.6) järgmistel kaalutlustel:

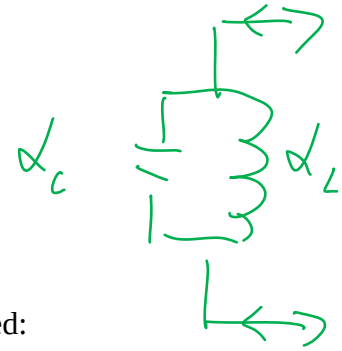
- Valemist A järeldub, et üldkujul tüürpinge avaldub $U_{tüür}=\varphi(U_{välj})$.
- Võimendusteguri sõltuvusest tüürpingest (vt vastav joonis) saame omakorda kätte seose $K=\psi(U_{tüür})$.
- Järelikult saame, et $U_{välj}=KU_{sis}=U_{sis}\psi\left[\varphi(U_{välj})\right]$.
- Väljundpinge $U_{välj}$ suhtes saame seda lahendada siin ainult graafiliselt, kuna vastav reguleerfunktsioon $\psi(U_{tüür})$ on esitatud ka graafiliselt.
- Parem on siin lähtuda funktsiooni pöördkujust $U_{sis}=U_{välj}/\psi\left[\varphi(U_{välj})\right]$.
- Andes nüüd ette väljundpinged $U_{välj}$, saame $U_{tüür}=(U_{välj}\cos\theta-E_{sulge})K_{AVR}$. See kehtib, kui $U_{välj}<E_{sulge};U_{tüür}=0$.
- Siis leiame võimenduse K, mis vastav leitud tüürpingele $U_{tüür}$ ning arvutame sisendpinge kui $U_{sis}=U_{välj}/K$. Vastav karakteristik, mis on kehtiv võrratuse $U_{välj}>U_{välj.min}$ täitumise juures, ongi kujutatud joonisel. Kui $U_{välj}<U_{välj.min}$, on AVR ooterežiimis ning võimendus $K=K_{max}=const$. Seega karakteristiku algosas saadakse seos $U_{välj}=K_{max}U_{sis}$. Sisendpingete muutuste suure diapasooni tõttu on sisendpinged kujutatud logaritmilises mastaabis.



Joonis 5.3.6

Automaatreguleerimissüsteemide täielikuks analüüsiks tuleb arvestada ka seal ilmnevate siirdeprotsessidega. Selle käsitluse spetsiifilisuse ning keerukuse tõttu ei mahu see vastuvõtjate kursuse raamidesse ning kuuluvad vaatluse alla eraldi raadioautomaatikale pühendatud õpeaines.

5.3.2. Automaatne sageduse järelhäälestus



Vastuvõtjas võivad ilmneda mitmete parameetrite muutused:

- sõltuvalt ümbritseva keskkonna temperatuurist,
- õhurõhust,
- niiskusest,
- ajast.

Suhteliselt suuremat mõju vastuvõtja parameetritele omavad muutused:

- selektiivsetes ahelates,
- heterodüünisagedusel
- alalis- ja vahelduvpinge töörežiimides.
    - Töörežiimide muutuste mõju on tänapäeva mikroskeemsetes vastuvõtjates oluliselt vähenenud tänu mikroskeemisisestele tööpunkte stabiliseerivatele tagasisideahelatele, samuti ka tänu AVR-le.

Nii on jäänud põhilisteks mõjutajateks selektiivsete ahelate ajaline stabiilsus.

Olukorra parandamiseks on siin kaks võimalust:

- kas kasutada stabiilsemaid elemente (näiteks kvartsresonaatoreid)
- või (ja) siis kasutada selektiivsete ahelate järgihäälestust.

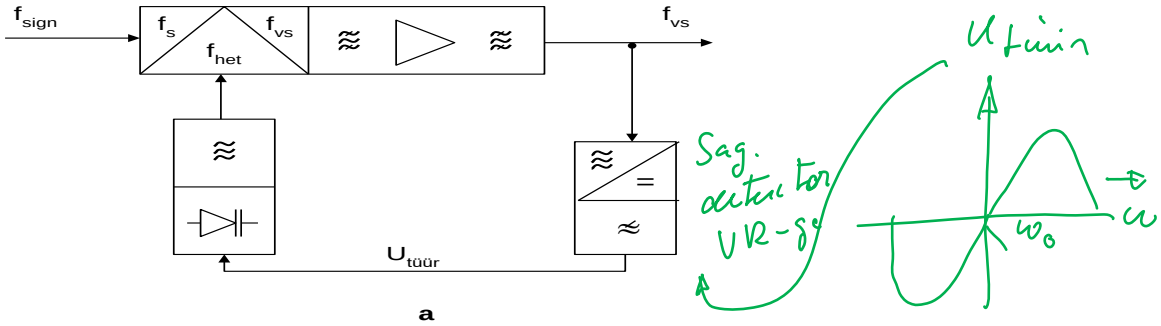
Automaatse sageduse järgihäälestuse (ASH) struktuurid tuginevad:

1. sageduse võrdlemisele etteantud tugisagedusega
2. veasignaali tekitamisele
3. veasignaali järgi sageduse järelhäälestusele.

Seega võrreldakse häälestatavat sagedust etteantuga. Siinjuures tugisagedust võib ette anda erineval moel. Nii võrreldakse:

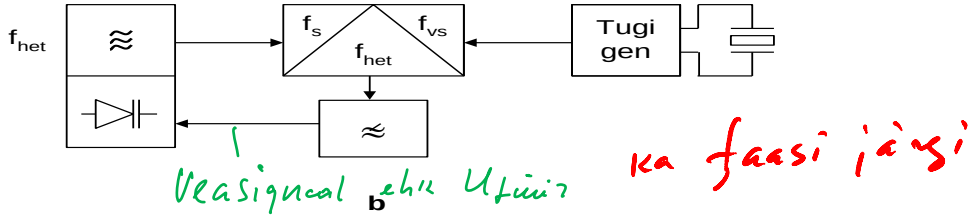
1. Sagedusega, mille muutuse korral muutuvad elektrilise skeemi parameetrid (resonantssagedusega, silla tasakaalusagedusega vms);
2. Stabiilse generaatori sagedusega;
3. Mõlema ülalmärgitud tugisageduse võrdlemistega.

Vastavate lahenduste põhimõtteskeemid on toodud joonisel 5.3.7.



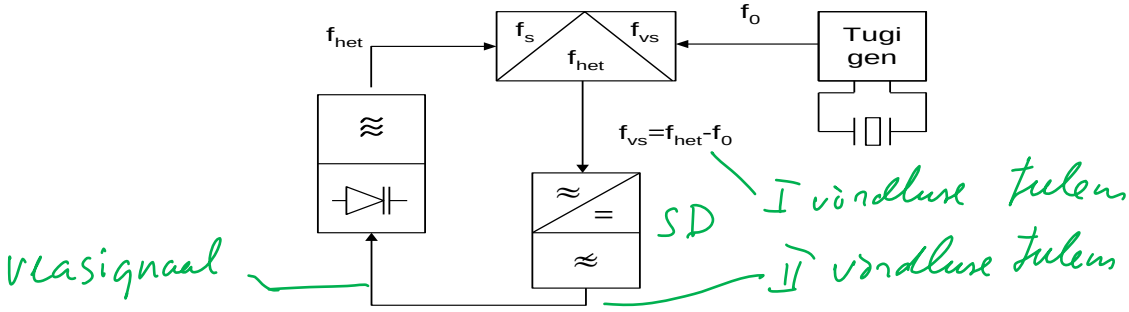
a

Neist variandis a kasutatakse tugisagedusena sagedusdetektori koosseisu kuuluva võnkeringi resonantssagedust. Sagedus, kus detektori sageduskarakteristik läbib nulli, vastab vahesagedusvõimendi häälestunud olukorrale. Heterodüüni-sageduse või signaalisageduse täpsele häälestusele vastava sageduse kõrvelekallete korral tekib veasignaal, mis häälestab hetrodüünisageduse paika. Veasignaali märk peab siis olema sageduste erinevust vähendav. Sagedusdetektori väljundpinge antakse siis üle madalpääsfiltri heterodüüni juhtahelasse. Madalpääsfiltri roll on siin analoogne rolliga AVR- s – et automaathäälestus ei reageeriks signaali modulatsioonist tingitud signaali hetkväärtustele.



b

Variandis b võrreldakse võrdlusskeemis häälestatavat heterodüünisagedust tugigeneraatori sagedusega. Nende erinevuse korral tekib veasignaal, mis mõjutab heterodüünisagedust vea vähenemise suunas.



c

Hübriidvariandis c häälestatava heterodüüni ja tugigeneraatori sageduste erinevus tingib vahesagedusliku signaali tekke, See antakse sagedusdiskriminaatorile, mille nullsageduseks (nullisele väljundsignaalile vastavaks sageduseks) on etteantud vahesagedus $f_{vs.0}$. *Kui tegelik vahesagedus* $f_{vs} \neq f_{vs.0}$, *tekib veasignaal, mis antuna läbi madalpääsfiltri heterodüüni juhtahelale muudab heterodüüni sagedust veasignaali vähenemise suunas.*

Joonis 5.3.7

Veel eristatakse veasignaali formeerimist võnkumiste erinevate parameetrite järgi. Nii võib saada veasignaali kas:

1. signaali sageduste võrdlemise tulemusena
2. signaali faaside võrdlemise tulemusena.

Esimesel juhul on reguleerimisskeemi tundlikuks elemendiks sagedusdetektor (skeemides a ja c). Need süsteemid on siis sageduslikud automaatse sageduse järgihäälestamise süsteemid (SASH).

Teisel juhul võrreldakse heterodüüni võnkumiste faasi tugisignaali faasiga (joonisel variant b), mistõttu on tegemist faasilise automaatse sageduse järgihäälestamise süsteemiga (FASH).

Faasi järgi võrdlemisel kasutatakse seda omadust, et kahe signaali sageduste erinemisel (näiteks f ja $f-\delta f$), seega ka perioodide erinevusel (T ja ΔT) on nende vahel **kogu aeg muutuv faasinihe**. Tõepoolest, pinge

$u = U\cos(\omega+\delta\omega)t$ võib olla kujuteldav kui $u = U\cos(\omega t+\varphi(t))$,

kus $\varphi(t) = \delta\omega t$ on muutuv faasinihe.

Kui näiteks:

- sageduste erinevus on 1 Hz:
  - siis ühe sekundi jooksul muutub ühe võnkumise faas teise suhtes ühe perioodi võrra.
  - Teisiti öeldes, faasinihe muutub ühe sekundi jooksul 2π võrra.
- sageduste erinevusel 0,1 Hz aga faaside erinevus muutub (ühe sekundi jooksul) 0,1 perioodi ehk 36^0 võrra jne.

Kui anda mõlemad võrreldavad pinged faasdetektorile, siis selle väljundis saadakse veapinge, mis võib olla küllalt suur juba suhteliselt väikeste sageduste erinevuste korral.

Seetõttu reageerib faasi järgi häälestuv sageduse automaatreguleerimissüsteem juba väga väikestele sageduste erinevustele.

5.3.3. Sageduslik automaatne sageduse järgihäälestus

Levinuim elektroonne heterodüünisageduse järgihäälestus põhineb võnkeringis varaktorite (varikappide) kasutamisele. Varaktorile antav tüürpinge muudab varaktori mahtuvuse muutmisega heterodüüni võnkesagedust.

Vaatleme automaatse sagedushäälestuse omadusi vastavalt toodud joonisele osas a. Tähistame:

- täpsel pealehäälestusel signaali nimiväärtuse tähisega $f_{0.sign}$; heterodüünisageduse ja vahesageduseks muundatud sageduse vastavalt $f_{0.het}$ ja $f_{0.vs}$.
- sageduste kõrvalekalded:

1. Vastuvõetava jaama sageduse muutus oleks suurusega Δf_{sign} ehk siis jaama sagedus võrduks suurusega $f_{sign} = f_{0.sign} - \Delta f_{sign}$. Seejuures muutus Δf_{sign} võib olla nii positiivne kui ka negatiivne.
2. Heterodüüni sageduse muutus Δf_{het} mistõttu heterodüünisagedus võrdub $f_{het} = f_{0.het} + \Delta f_{het}$.

Kui $f_{het} > f_{sign}$, siis enne lahkuhäälestust kehtis nendevahel seos $f_{0.vs} = f_{0.het} - f_{0.sign}$ (kui vastupidi, $f_{het} < f_{sign}$, saame $f_{0.vs} = f_{0.sign} - f_{0.het}$, kuid edaspidine tulemus sellest ei sõltu).

3. Vahesageduse muutus $\Delta f_{vs} = \Delta f_{het} + \Delta f_{sign}$. Selle saame lähteseosest $\Delta f_{vs} = f_{vs} - f_{0.vs}$.

Arvestades, et $f_{vs} = f_{het} - f_{sign}$, saame $\Delta f_{vs} = (f_{het} - f_{sign}) - (f_{0.het} - f_{0.sign})$. Pannes siia sageduste f_{het} ja f_{sign}, saame $\Delta f_{vs} = \Delta f_{het} + \Delta f_{sign}$.

4. Vahesageduse kõrvalekalle suuruse Δf_{vs} võrra viib veapinge tekkimisele sagedusdetektori väljundis.
5. Veapinge kutsub esile automaatjärgihäälestussüsteemi töö, mis väljendub heterodüünisageduse muutuses mingi suuruse $\delta' f_{het}$ võrra. Seega, kui esialgne heterodüünisageduse muutus oli δf_{het}, siis häälestuse tulemusena heterodüünisagedus võrdub: $f_{het} = f_{0.het} + \delta f_{het} - \delta' f_{het}$.
Siin eeldatakse, et sagedusdetektori väljundsignaali (saadava tüürsignaali) polaarsus on õiges faasis, kajastudes sageduse korrektsiooni $\delta' f_{het}$ miinus märgiga. Järelikult saame, et

$$\Delta f_{het} = f_{het} - f_{0.het.} = \delta f_{het} - \delta' f_{het}.$$

6. Siit tuleneb omakorda, et

$$\Delta f_{vs} = \delta f_{het} - \delta' f_{het} + \Delta f_{sign}.$$

7. Edaspidi kasutame summaarse lahkuhäälestuse mõistet Δf:

$$\Delta f = \delta f_{het} + \Delta f_{sign}.$$

Siin on tegemist siis summaarse lahkuhäälestusega, mida automaatne sageduse häälestus peab lõppkokkuvõttes (vahesageduse kaudu) vähendama.

8. Selle tähistuse kohaselt saame, et $\Delta f_{vs} = \Delta f - \delta' f_{het}$.
9. Järgihäälestatav suurus $\delta' f_{het}$ sõltub sagedusdetektori väljundsignaalist $U_{tüür}$.
10. Saame niisiis, et $\delta' f_{het} = \zeta(U_{tüür})$.

11. Teisest küljest aga see tüürpinge on lahkuhäälestuse Δf_{vs} suurusest sõltuv: $U_{tüür} = \psi(\Delta f_{vs})$.

12. Teisiti väljendades, saame

$$\delta^{'} f_{het} = \zeta \left[\psi(\Delta f_{vs})\right].$$

Järelikult lähtudes alapunktist 8:

$$\Delta f_{vs} = \Delta f - \zeta \left[\psi(\Delta f_{vs})\right].$$

Kui lahendada see võrrand vahesageduse muutuse Δf_{vs} suhtes, siis saadud lahendus $\Delta f_{vs} = \eta(\Delta f)$ annab võimaluse konstrueerida reguleerimiskarakteristiku.

Kuid kuna

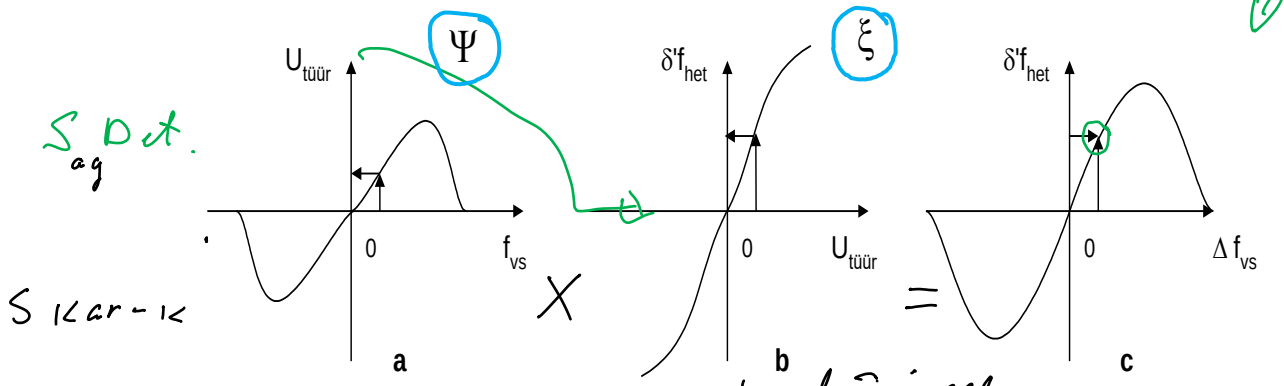
- funktsioon $\psi(\Delta f_{vs})$ on keeruline
- ja sõltuvus $\zeta(U_{tüür})$ on tavaliselt eksperimentaalse iseloomuga,
- siis on lihtsam kasutada seost

$$\Delta f = \Delta f_{vs} + \zeta \left[\psi(\Delta f_{vs})\right].$$

Andes ette Δf_{vs} väärtused, leiame vastavad sageduse kõrvalekalded Δf ja konstrueerime reguleerimiskarakteristiku alljärgnevalt:

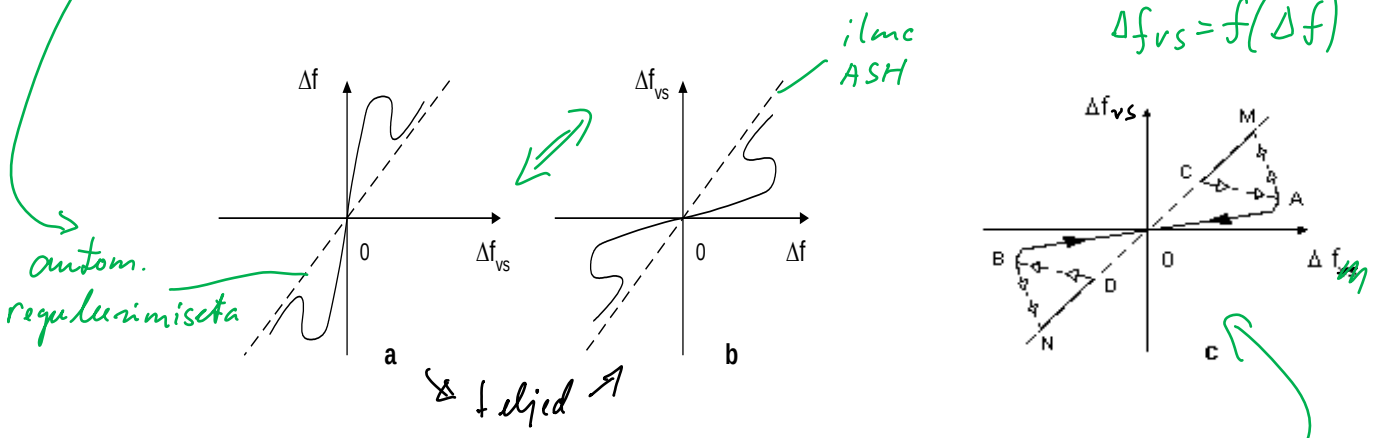
1. Arvutame tüürpinge sõltuvuse vahesageduse kõrvalekalletest $U_{tüür} = \psi(\Delta f_{vs})$.
2. Arvutame või saame eksperimentaalselt heterodüünisageduse kõrvalekalded tüürpingest $\delta' f_{het} = \zeta(U_{tüür})$.
3. Ülaltoodud p.1 ja p.2 saadud tulemuste järgi konstrueerime heterodüünisageduse muutused sõltuvana vahesageduse muutustest $\delta' f_{het} = \zeta\ [\psi(\Delta f_{vs})]$.

Allpool (joonis 5.3.8) on toodud tüüpilised ψ ja ζ karakteristikud; samas on näidatud ka parameetrite leidmise järjekord kolmanda sõltuvuse konstrueerimiseks.



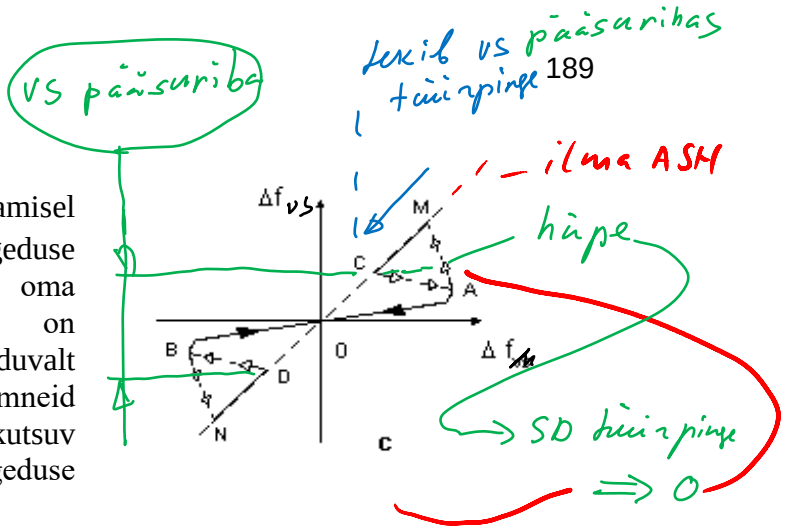
Joonis 5.3.8

4. Automaatreguleerimiseta Δf ja Δf_{vs} omavahelise sõltuvuse (vt joonis 5.3.9.a) konstrueerimiseks sagedustelgede võrdsete mastaapide korral (siis $\Delta f = \Delta f_{vs}$) kujutame seda 45^0 puntiirjoone abil. Nii saame seose $\zeta\ [\psi(\Delta f_{vs})]$, mis on kujutatud joonisel pideva liinina. Saadud karakteristik on hõlpsasti muudetav vastupidiseks sõltuvuseks $\Delta f_{vs}(\Delta f)$ (vt joonisel b).



Joonis .5.3.9 (NB! Joonisel c on variandi b täpsustatud kujutis (~~vaheta teljed!~~))

5. Õige resulteeruv karakteristik on joonisel c toodud kujul:



- Lahkuhäälestuse Δf kasvamisel suureneb vahesageduse kõrvalekaldumine oma nimiväärtusest. Seejuures on vahesageduse muutus tunduvalt väiksem (kuni mitmeid kümneid kordi) kui seda esile kutsuv heterodüüni- või signaalisageduse muutus.
- Nii kehtib see kuni punktini A (positiivne sageduse muutus) või punktini B (negatiivne sageduse muutus).
- Edasi tuleb ebapüsiv piirkond – mis tähendab sagedusdetektori tööpiirkonnast väljaminekut. See tähendab tüürpinge vähenemist, mistõttu väheneb ka heterodüüni järgihäälestusdiapasoon, jäädes vajalikust ulatusest väiksemaks. Järelhäälestuse vähenemise tõttu jätkub vahesageduse muutus, mis omakorda vähendab tüürpinget jne.
- Selle tulemusena väljub vahesagedus vahesagedustrakti pääsuribast ning sagedusdetektori tüürpinge läheneb nullile. Toimub hüppeline üleminek uuele režiimile, vahesagedus võtab nüüd sellise väärtuse, nagu see oleks olnud ilma automaatreguleerimiseta. Tähendab – vahesagedus muutub nüüd sama palju kui muutub sageduse kõrvalekalle Δf . Joonisel on see näidatud üleminekuga A-st M-i (B-st N-i). Siit alates karakteristik jätkub 45^0 nurga all.
- Järgnevalt eeldame, et lähtepunkt on punktist M paremal – st et vahesagedus asetseb eemal sagedusdetektori tööpiirkonnast. See tähendab, et tegelik vahesagedus on sagedusdetektori ja vahesagedusvõimendi sageduspiirkonnast väljaspool, vastuvõtja on täielikult lahku häälestatud ning pole signaali vastuvõtja väljundis. Seega juhtahelas puudub ka tüürpinge.
- Vähendades nüüd sageduse erinevust Δf (häälestades vastuvõtjat vajalikule signaalile lähemale). Sellele vastavalt hakkab vahesagedus vähenema, lähenedes nimiväärtusele.
- See kestab niikaua, kui sagedusdetektori väljundis tekkib vähimgi tüürpinge (punktid C ja D). Tüürpinge hakkab häälestama heterodüüni, mis veelgi lähendab vahesagedust nimiväärtusele; toimub järgihäälestuse "nakkumine" signaaliga ning tekkiv vahesagedussignaali sagedus "tõmmatakse" vahesagedustrakti pääsuriba kesksageduse juurde (detektori "S" kõvera keskele). Järelikult, punkt C või D ei ole püsivad tööpunktid, neist toimub hüpe püsivasse tööpiirkonda, kus edaspidi jääb säiluma sageduse automaaatne järelhäälestus.

Ülalmärgitust tulenevalt võib osutuda automaatse sagedusjärelhäälestuse korral raskeks vastuvõtja häälestus ühelt jaamalt teisele – häälestunud jaam tõmmatakse lainealas pikalt kaasa – kus samaaegselt võivad olla mitmed raadiojaamad – kuid neile vastuvõtja ei häälestu. Seepärast nähakse tavaliselt ette võimalus ASH väljalülimiseks või kitsendatakse ASH sagedusriba.

Täiuslikes vastuvõtjates kasutatakse ASH koos raadiojaamade järjestikkuse otsingugu võimalusega. Seda vaatleme veidi hiljem.

5.3.4. Automaatne sageduse järgihäälestus faasi järgi (FASH)

Meil oli varem toodud skeem faasilise järgihäälestuspõhimõttega (joon.5.3.7b) juhul, kui võrdlusskeem töötab kui faasdetektor.

> Sellisel juhul tüürpinge sõltub tugisignaali ja häälestatava heterodüünisignaali faasinihkest φ.

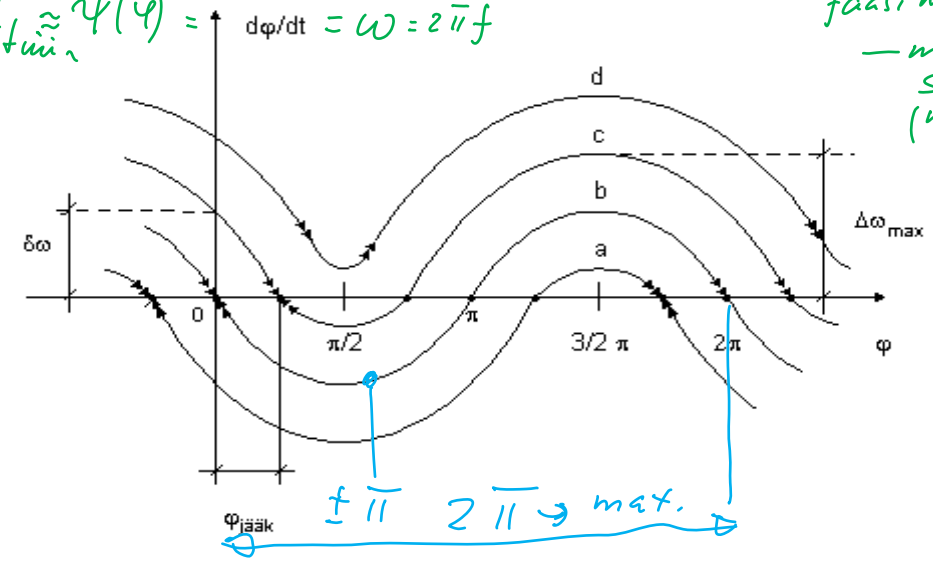
Sõltuvusel on perioodiline iseloom (vt esialgselt joonist. 5.3.10), sest faas $\psi(\varphi)$ (vt p. 5.3.2) sõltub ajast ja sageduste erinevusest.

Tüürpinge on üldjuhul kirjeldatav seosega

$$U_{tüür} = \psi(\varphi) K_{MPF}.$$

Siin K_{MPF} - madalpääsfiltri ülekandetegur.

Tuletaksime meelde ka seda, et faasi tuletis $d\varphi / dt$ on ühtlasi nurksagedus ω.



Joonis 5.3.10

See tüürpinge $U_{tüür} = \psi(\varphi) K_{MPF}$ muudab omakorda generaatori sagedust seaduspärasusega

$$\delta' f = \zeta(U_{tüür}).$$

Oletame, et häälestatava ja tugigeneraatori sageduste lahkuhäälestus:

- Oli algselt δf .
- Automaatjärelhäälestuse mõjul muutub generaatori sagedus mingi väärtuse $\delta' f$ võrra.
- Sellele vastab siis lahkuhäälestus $\Delta f = \delta f - \delta' f$.
- Reguleerpinge $U_{tüür} = \psi(\varphi) K_{MPF}$, mis sõltub faaside erinevusest (vt joonist),
  - võib olla kas positiivne või negatiivne.
  - Järelikult ka sageduse muutus $\delta' f = \zeta(U_{tüür})$ võib olla nii positiivne kui ka negatiivne.
- Arvestades ülaltoodud tähistusi, saame:

$$\Delta f = \delta f - \zeta\left[\psi(\varphi) K_{filter}\right].$$

- Lähtume konkreetsest juhtumist. Eeldame väikeseid sagedusmuutusi, mistõttu loeme reguleerimiskarakteristiku esimeses lähenduses lineaarseks, saades seega

Vastureakts. ehk: FASH tõttu sag. muutus: $\delta' f \approx (1/2\pi) S_{juhtkarakt} U_{tüür}$.

- Edasi eeldame, et madalsagedusfilter puudub ($K_{filter} = 1$) ning arvestame, et on olemas seos sageduslike ja faasimuutuste vahel (siin läheme üle nurksagedusele): $\Delta\omega = 2\pi\Delta f = d\varphi / dt$.

Süt tulenevalt $\Delta f = \frac{d\varphi/dt}{2\pi}$

Seose

$$\Delta f = \delta f - \overbrace{\zeta\left[\psi(\varphi) K_{filter}\right]}^{\delta f'}$$

järgi saame:

$$\frac{d\varphi/dt}{2\pi} = \delta f - \delta f' = \delta f - \frac{1}{2\pi} S_{juhtkar} U_{tüür}.$$

Korrutades avaldist 2π-ga ja teades, et:

$U_{tüür} = \psi(\varphi) K_{MPF}$, kus $K_{MPF} = 1$, saame:

$$\frac{\partial\varphi}{dt} = \partial\omega - S_{juhtkar} U_{tüür} = \partial\omega - S_{juhtkar} \cdot \psi(\varphi) \cdot 1$$

Seega saame viimatitoodud seose viia kujule

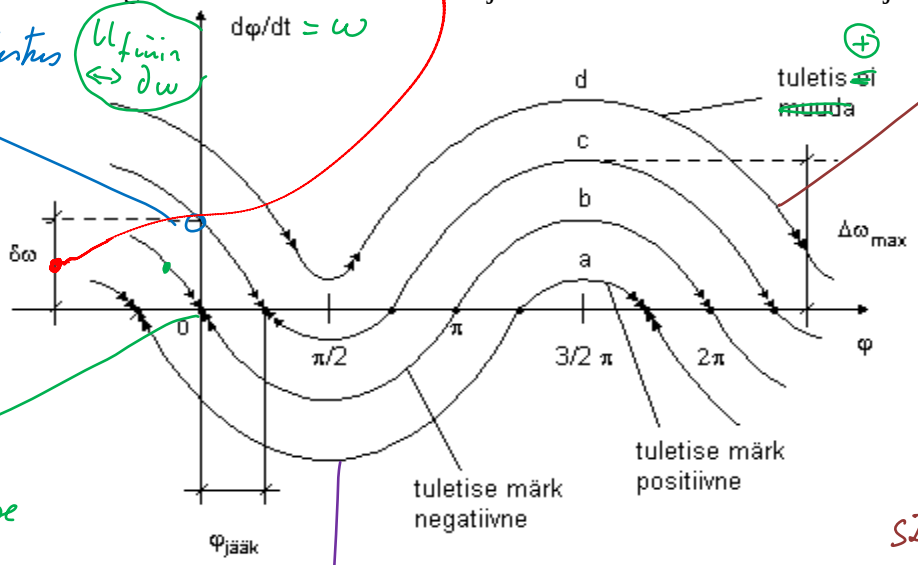
$$d\varphi / dt \approx \delta\omega - S_{juhtkarakt} \psi(\varphi)$$

⊕ või ⊖ märgiga tuletis

Saadud avaldis võimaldab konstrueerida faasipildi ning saada ettekujutuse häälestatava generaatori faasimuutustest. Arvestades funktsiooni $\psi(\varphi)$ kuju, saame nelja erineva alglahkuhäälestuse $\delta\omega$ kohta joonisel 5.3.11. toodud faasitrajektoorid.

c: algne lahkuhäälestus $\partial\omega$. Saavutatavas stabiilses asendis $\partial\omega = 0$, kuid $\varphi = \varphi_{jääk} \neq 0$

$U_{tüür} \Leftrightarrow \partial\omega$



algne lahkuhäälestus ületab tüürpingege kaetavat max-t sageduse järelhäälestust. $\frac{\partial\varphi}{dt}$ märk ei muutu, seega stabiilne asend puudub, FASH ei toimi.

b: algne sageduse lahkuhäälestus puudub (b) Häälestub $\varphi \to 0$ poole

Joonis 5.3.11

a) püsiv tõdpunkt nihkub φ teljel vasemale, sagedused võrdsustatakse nagu (b) korrelgi.

Tüürpinge kui faasi tuletis ($d\varphi/dt$)

Nooled karakteristikutel näitavad, et positiivse tuletise $d\varphi/dt$ korral faasinurk muutub positiivses suunas s o antud joonisel paremale, negatiivse tuletise korral aga vasakule:

- Faasitrajektoor b vastab alglahkuhäälestuse puudumisele ($\delta\omega = 0$) ning näitab, et faasinihe püüdleb stabiilse asendi $\varphi = 0$ poole.
- Trajektoor c vastab algsele lahkuhäälestusele $\delta\omega$. Ka siin püüdleb faas stabiilse, kuid siin mitte nullise asendi poole. Siin saavutatavale stabiilse asendile vastab küll sageduste võrdsus, kuid nende signaalide vahele jääb püsiv faasinihe $\varphi_{jääk}$. See nihe on seda suurem, mida suurem on algne sageduste erinevus $\delta\omega$.
- Trajektoor d vastab olukorrale, kus algne lahkuhäälestus δf ületab maksimaalse tüürpingega $U_{tüür.max}$ kaetavat maksimaalset sageduse lahkuhäälestust $\delta^{'} f$. See trajektoor ei lõiku X teljega. Tuletise $d\varphi/dt$ märk ei muutu ning süsteem ei saavuta stabiilset asendit. Teiste sõnadega – ei toimu automaatreguleerimist. Siit järeldub, et faasijärelhääletussüsteemi poolt kaetav lahkuhäälestuse piirväärtus $\delta f_{max} = \zeta(U_{tüür.max})$. Kui järelhäälestus mõlemas suunas toimib ühesuguselt, siis faasijärelhäälestuse hoidmise ribalaius võrdub $2\delta f_{max}$. Antud juhul langeb FASH hoidmise ribalaius kokku FASH haardeulatusega, kuna $\delta\omega < \Delta\omega_{max}$, kõver lõikab X telge kahes punktis, milledest üks on stabiilne.
- Trajektoor a iseloomustab häälestust teises suunas; püsiv tööpunkt nihkub siin mitte paremale, vaid vasemale nulli (või 2π, 4π jne) suhtes.

Jooniselt nähtub ka see, et vaadeldud FASH võib olla kasutatav ka sagedusdetektorina. Tõepoolest, faasinihke jääkväärtus $\varphi_{jääk}$ sõltub sageduse muutusest, seejuures väikeste sagedusmuutuste korral on see sõltuvus praktiliselt lineaarne. Samal ajal on faasdetektori väljundpinge väikeste faasinihete korral lineaarses sõltuvuses faasist $\varphi_{jääk}$. Seega teatud piirides on pinge lineaarses sõltuvuses ükskõik kumba generaatori sagedusmuutustest.

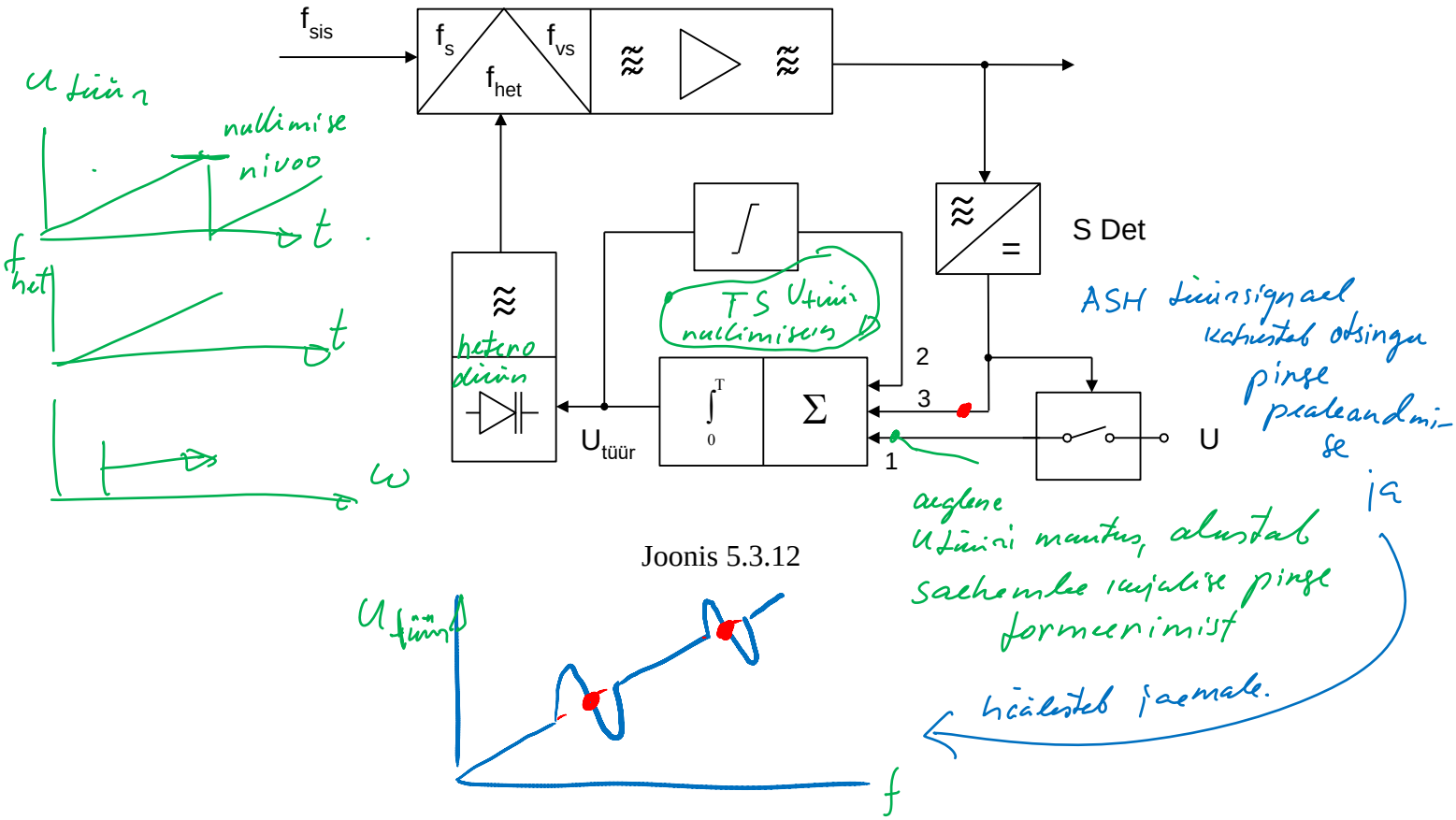
Ka FASH süsteemi täpsem analüüs, kaasa arvatud siirdeprotsesside analüüs kujuneb keerukaks, mistõttu ei mahu käesoleva kursuse raamidesse. Siinjuures võiks veel silmas pidada vaid neist analüüsidest tulenevaid mõningaid järeldusi. Nii näiteks aeglastel sagedusmuutustel tagatakse praktiliselt generaatorite täielik sünkronisatsioon. Dünaamilises režiimis sageduste muutuste korral pole võnkumiste vaheline faasinihe ühesugune, on erinevused ka sagedustes:

- Inertsivabas süsteemis – see on madalpääsfiltrita olukorras – toimub sageduse kaasahaare pea hetkeliselt:. Sealjuures sageduse haardeulatus võrdub sageduse hoidmisulatusega.
- Reaalsetes süsteemides (filtriga olukord) aga haardeulatus osutub väiksemaks kui hoidmisulatus.

5.3.5. Signaalisageduse automaatsed otsingusüsteemid

Vajadus signaalide otsimiseks sageduse järgi tekib juhul, kui signaali sagedus ei ole täpselt teada või kui on vaja valida mitmete erinevate jaamade vahel – näiteks raadioringhäälingu ja TV vastuvõtjates.

Tüüpilisem otsingusüsteemi lahendus on toodud joonisel 5.3.12.



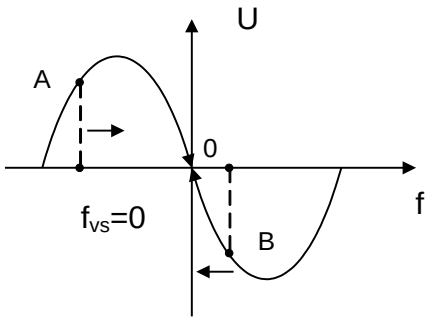
Joonis 5.3.12

- Juhtpinge formeeritakse integraatoris, mille sisendisse antakse summatori signaal.
- Summaatori signaal formeeritakse omakorda kolmest signaalist:

1. Elektronvõtme kaudu pealeantav pinge pingeallikast. See kutsub integraatori väljundis esile suhteliselt aeglase tüürpinge $U_{tüür}$ muutuse. Aeglaselt muutuv tüürpinge, mõjutades sageduse juhtplokki, muudab aeglaselt ka heterodüünisagedust, tagades signaali otsingu sagedusdiapasoonis.
2. Saehambakujuline signaal. Tüürpinge $U_{tüür}$ antakse etteantud rakenduslävega nullimisplokile. Kui pinge $U_{tüür}$ saavutab rakendusläve, antakse summaatori sisendisse 2 sellise polaarsuse ja väärtusega pinge, mille tagajärjel integraatori väljundpinge läheneb lähtesuurusele, mille järel algab uus otsingutsükkel. Taastub pinge $U_{tüür}$ aeglane, algsuurusest algav kasv kuni lävepinge saavutamiseni jne. Pole raske näha, et ülalmainitud tegevuse tulemusena formeeritakse saehambakujuline generaator, mille väljundpinge järgi toimub vastuvõtu skaneerimine etteantud sagedusdiapasoonis.

3. Sagedusdetektori väljundsignaal. Kui nüüd skaneerimise ajal satutakse tugeva raadiojaama peale töösagedusega f_{sign}, siis sellel ajahetkel, kui heterodüünisagedus f_{het} võrdub sagedusega $f_{sign} + f_{vahesagedus}$, muundatud sagedus väärtusega $f_{het} - f_{sign}$ võrdsustub vahesagedusega $f_{vahesagedus}$, satub signaal vahesagedusvõimendi pääsuribasse. Vahesagedusvõimendi väljundis tekib signaal, mis antaks sagedusdetektorile. Viimase väljundsignaal antakse summaatori sisendisse 3 ning võtme juhtahelasse, katkestades skaneerimist põhjustava algpinge pealeandmise 1. summaatori sisendisse. Sellest hetkest katkeb tüürpinge muutus, katkeb skaneerimine.

Edasine tüürpinge muutus sõltub summaatori 3. sisendi pingest ja selle polaarsusest. Oletagem näiteks, et muundatud sagedus on madalam vahesageduse nimiväärtusest (vahesagedustrakti kesksagedusest) ning vastab punktile A sagedusdetektori karakteristikul joonisel 6.3.13.



Joonis 6.5.3.13

Näeme, et siis detektori väljundpinge on positiivne. Selle integreerimine muudab tüürpinget ja heterodüünisagedust nii, et tüürpinge kasvab ning muundatud samuti. Seejuures muundatud sagedus läheneb karakteristiku kekspunktile, mis vastab vahesagedustrakti kesksagedusele. Selles punktis on sagedusdetektori väljundpinge null, ning tüürpinge enam ei muutu. Nii jääb paigale ka heterodüünisagedus; signaal on avastatud ja skaneerimine koos automaatse heterodüünisageduse täpsustamisega on lõppenud.

Kui muundatud sagedus satub sagedusdetektori tööpunkti B, toimub kõik vastassuunaliselt ning lõpptulemusena saavutatakse jällegi tasakaalu olukord vahesagedustrakti kesksagedusel.

Signaali nõrgenemisel või isegi kadumisel – st summaatori sisendpinge kadumisel – integraator püüab hoida tüürpinget teatud aja jooksul. Kui signaal ei kao kauaks, siis vahepealne tüürpinge mõningane vähenemine (väikene heterodüünisageduse muutus) ei vii vastuvõtjat välja ASH haardeulatusest ning signaali ilmumisel taastub esialgne olukord. Kui aga signaali kadumisel tekkiv sageduserinevus on suur, toimub side katkemine ning võib esineda häälestus mõnele teisele jaamale.

Signaali otsingu taasalustamiseks (häälestuse jätkamiseks mõnele teisele jaamale) tuleb lühistada võti summaatori 1. sisendis.

5.4. Programmeeritav raadio

5.4.1. Sissejuhatus

Raadiosides kasutatakse järjest rohkem digitaalset signaalitöötlust (DSP) ja sellega kaasneva tarkvara rakendusi. Nii võib vastav tarkvara abil realiseerida enamuse

raadiovastuvõtja tööks vajalikest plokkidest. Saadud tarkvara –ehk programmeeritav raadio (software defined radio, SDR) paistab silma oma paindlikkusega:

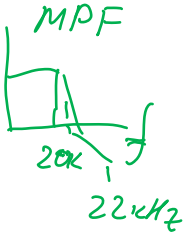
- tarkvara moderniseerimise või asendamisega saab pea täielikult muuta vastuvõtja funktsionaalseid omadusi:
  - Vastuvõtjat saab jooksvalt moderniseerida,
  - parandada tema tööomadusi,
  - koostada erinevaid vastuvõtjaid erinevate signaalide, modulatsioonide, infokandjate edastamiseks.

- Üheks SDR leviku eelduseks on olnud digitaalse signaalitöötluse rakendusvõimaluste avardumine raadisageduslikus diapasoonis, tänu millele:
  - Mitmed matemaatilised tehted, millised olid seni kasutusel analoogtehnika vahendusel, on nüüd rakendatavad signaalide kõrgsagedusliku digitaliseerimisega.
  - Nii saab juba realiseerida lihtaima vastuvõtja helikaardiga arvuti baasil.

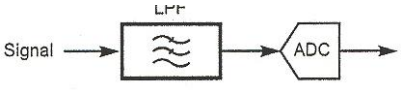
5.4.2. Analoog- ja digitaalsignaali kujutamine aja – ning sagedusteljel

Tuletame meelde Nyquisti kriteeriumit, mis seostab diskreetimise sagedus (sampling rate) signaali sagedusriba laiusega: $f_s = 2 f_{bw}$.

Järgnevalt võtame selle kriteeriumi kasutamise näiteks inimkõrva kuulmissageduse 20 Hz kuni 20 kHz:



- Selle sagedusdiapasooniga heli reprodutseerimiseks peaks diskreetimissagedus olema vähemalt 40 kHz.
- Samas aga reprodutseeritav helisagedus peab olema piiratud 20 kHz-ga, kuna vastasel juhul tekkivad seda sagedust ületavad komponendid reprodutseerimismoonutusi. (anti alias)
- Lihtsustamaks sagedust piirava filtri realiseerimist (nõudeid sageduskarakteristiku järsule langusele üle 20 kHz) on valitud näiteks CD mängijates diskreetmissageduseks 44 kHz.
- Kui signaali sagedus on üle kahekordset diskreetimissagedust – ehk kui trakt ei sisalda vastavat sagedust piiravat madalpääsfiltrit - ilmneb koos kasuliku signaaliga veel signaali imaginaarne (alias) komponent – mis moonutab lähtesignaali.
- Kirjanduses tuntakse neid MP filtreid, millised pannakse ADM ette kui anti-aliasing filtrid (joonis kõrval). Samas võivad olla mõned juhtumid, kus alias-sagedustel tekkivad signaale saab ka kasutada.

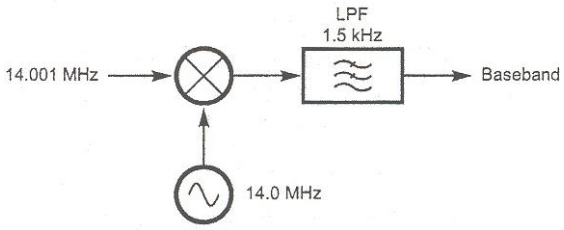


Meie eesmärk on konverteerida moduleeritud raadiosageduslik signaal sagedusdimensioonist digitaliseerimiseks ajadimensiooni. Me kujutame signaali:

- Sageduslikult amplituudi ja sageduse vahekorrana – nagu spektrianalüsaatoris;
- Ajaliselt amplituudi ja aja vahekorrana (nagu ostsilloskoobis).

Valime siin 16-bitise PC helikaardi maksimaalse diskreetimissagedusega 44100 kHz. Seega saame üle kanda maksmiaalselt 22,050 Hz[13]. Enamus helikaarte on varustatud anti-aliase filtritega, millised lõikavad järsult maha sagedused üle 20 kHz.
On levinud DSP kasutamine diskretiseerimiseks vahesagedustraktides alates 40 kHz; kasutatakse ka DSP-eid palju kõrgema diskreetimissagedusega[14].

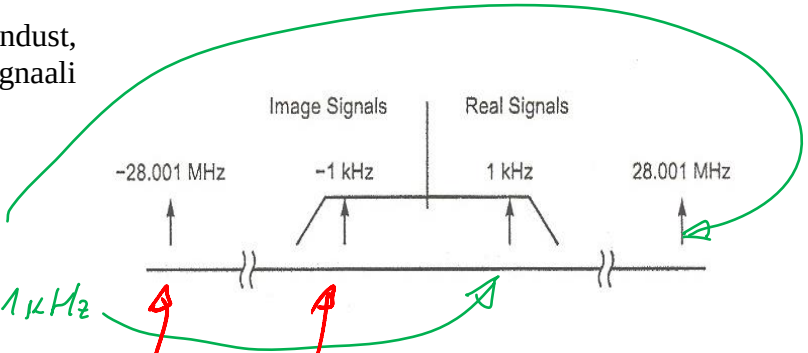
ii. Lihtsa programmeeritava vastuvõtja konstrueerimine.



Selleks tuleb meil muundada RF signaal kandevsagedusega 14,001 MHz otse helisignaaliks – kasutades selleks otsemuundamise põhimõtet[15]. Selleks anname segustisse heterodüünisignaali sagedusega 14.0 MHz – saades vahesageduslikuks kandevsageduseks 1 kHz.
Kui nüüd madalpääs-filtri lõikesagedus on 1,5 kHz, siis iga signaal vahemikus 14,000 MHz kuni 14,0015 MHz on otsemuundusvastuvõtja pääsuribas. Sellise lihtsa lähenemise probleemiks on, et me võtame üheaegselt vastu ka signaalid sagedusvahemikus 13,99815 MHz kuni 14000 MHz - mis moodustavad vahesageduse pääsuribas imaginaarsignaalid - nagu seni vaadeldud supervastuvõtja peegelkanal seda teeb.
Üldistatud valem kahe signaali korrutamisel näeb välja järgmine:

$$f_s \bullet f_{het} = \frac{1}{2}\left[(f_s + f_{het}) + (f_s - f_{het}) + (-f_s + f_{het}) + (-f_s - f_{het})\right]$$

Kui kasutame otsemuundust, siis saame kasuliku signaali sageduskomponendid:



summasageduse
$f_s + f_{het} = 28{,}001 MHz$;
vahesageduse
$f_s - f_{het} = 0{,}001 MHz$ = 1 kHz

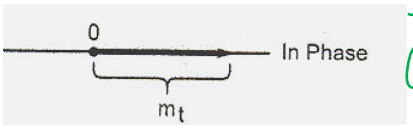
samas võtame vastu ka imaginaarsagedusi, mis ühilduvad kasulikega:
$-f_s + f_{het} = -0.001 MHz$ ning
$-f_s - f_{het} = -28{,}001 MHz$.

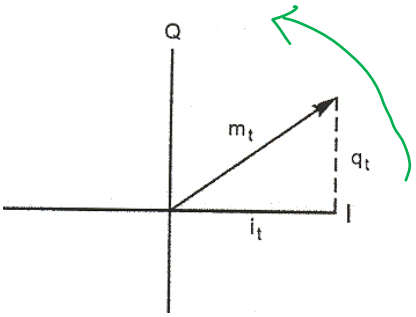
Madalpääsfilter lõikab ära tekkinud nii positiivsed kui negatiivsed kõrgemad sagedused – kuid lisaks soovitud + 0,001 MHz sagedusele jääb alles ka miinus 0,001 (peegel)

[13] Kvadratuurse modulatsiooniga küll see sagedus suureneb 44 kHz-ni
[14] On ka olemas väga kiireid ja seega siis laiaribalisi ADM-d, millised võivad diskretiseerida HF või isagi madalamatel VHF sagedusdiapasoonides. Nii näiteks AD9430 A/D konverter võimaldab 700 MHz-st laiaribalisust (2002 aasta andmetel).
[15] Teatavasti otsemuundus-vastuvõtja on superheterodüünvastuvõtja erivariant, kus sisendsignaal muundatakse 0 sagedusega vahesageduseks.

MHz sagedus. Viimane jääb siis14,00 MHz kesksagedusest siis teisele poole. Kui sisendis pole signaale sagedustel 13,99815 kuni 14,000 – siis häireid ei teki. Samas tekkinud peegelkanal, mis nullise vahesageduse juures jääb nüüd negatiivsete sageduste poolele, põhjustab ikkagi täiendavat müra vastuvõtjas.

Peegelsagedustest on võimalik vabaneda kvadratuurse segusti kasutamisega. Seega pöördume tagasi olukorra juurde, kus meil on signaal komplekskujul, koosnedes Re ja Im (inglise keeles I – In phase ja Q) osadest.



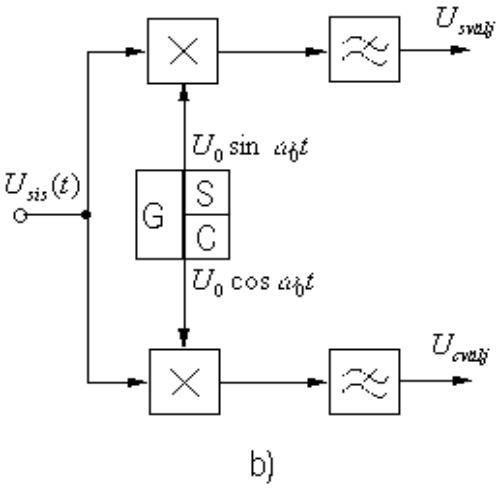


Läheme tagasi muutuva amplituudiga signaali[16] juurde. Seda võib kujutada kui signaali, kus signaali faas infot ei kanna (nagu näiteks AM signaali detekteerimisel, kus kasutatakse mõlemat külgriba ning kus väljundsignaali amplituud sõltub AM indeksi m sügavusest, mitte faasist). Enamus tänapäevaseid modulatsioone eeldavad aga ka signaalikomponentide faasieristusi. Selleks on mõistlik kasutada kvadratuurdetektorit. Tuletagem meelde kompleksarvu kujutamist reaal- ja imaginaarosana komplekstasandil. Antud juhul siis vektor m_t pöörleb kiirusega $2\pi f_s$; selle suurus ja nurk on määratavad teatavasti alljärgnevate valemitega:

$$m_t = \sqrt{I_t^2 + Q_t^2} \quad \text{ja} \quad \varphi_t = tg^{-1}\left(\frac{Q_t}{I_t}\right).$$

Järelikult, kui me mõõdame I ja Q hetkväärtused – saame me teada kõik selle signaali kohta sellel hetkel. Ja see kehtib nii signaalidele nii analoog- kui ka digitaalkujul.

Täiendades varem toodud põhimõtet signaali esitamiseks kvadratuursete komponentidena ning täiustades seda skeemi AD muunduritega, saame allpooltoodud, juba tuttava struktuuri:

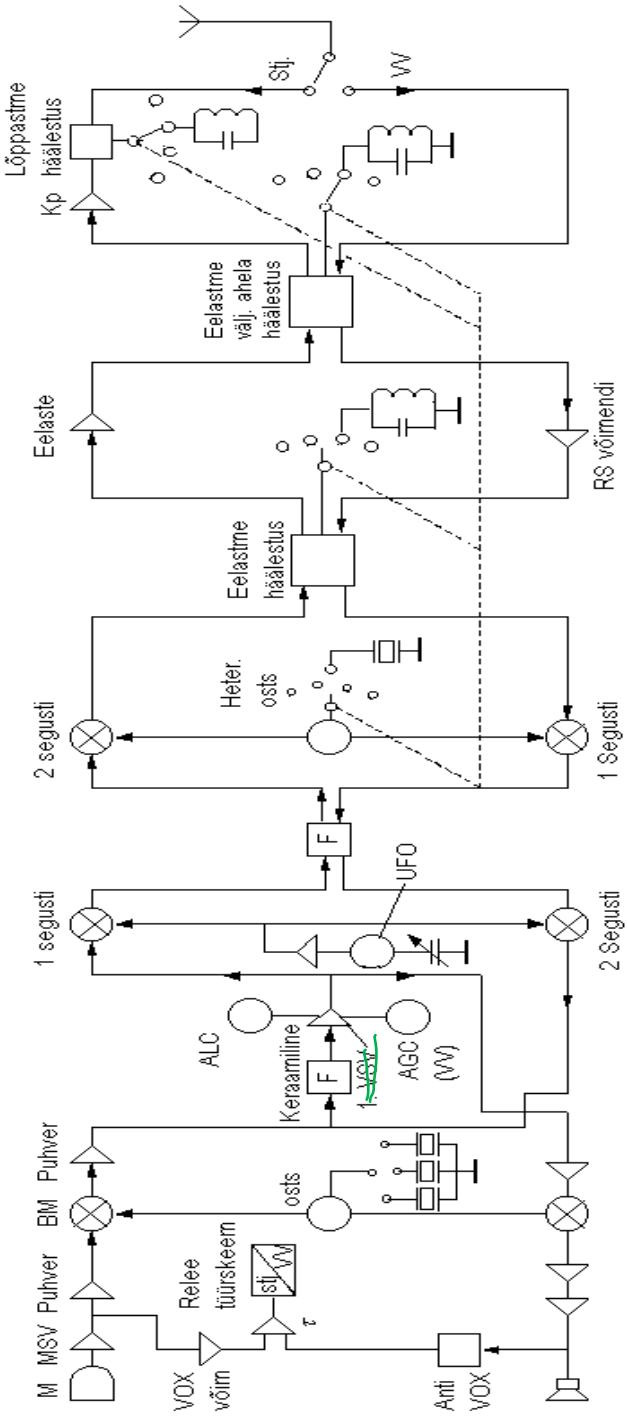


b)

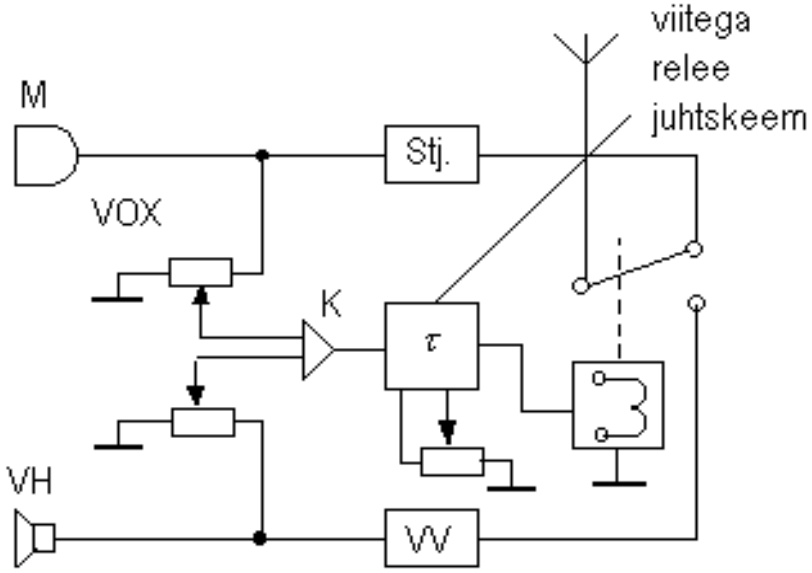
[16] Ingliskeelses terminoloogias refereeritakse seda ka kui In phase ehk I signaal

6. LISAD

6.1. Lisa 1. Transiiveri plokkskeem



6.2. Vox



6.3. Signaal kui infokandja

6.3.1. Signaalide liigid

Signaale liigitame:
Tekke järgi

- Determineeritud
- Juhuslikud

Muutuse kiiruse

- Analoog
- Digitaalsed

Spektri järgi

- Kitsaribalised
- Laiaribalised

Determineeritud signaalid võivad olla kas perioodilised perioodiga T või üksikvõnkumised. Determineeritud signaale iseloomustatakse nii sagedusteljel nende spektraalse koostisega (spektrogrammiga) kui ka ajalises mastaabis (ostsillogrammiga).
Erilise koha omavad perioodiliste signaalide seas ortogonaalsed signaalid.
Ortogonaalsed on signaalid kindlasti siis – kui:

- nad on üksteisest ajaliselt eraldatud
- nende spektrid ei kattu

Juhuslikud signaalid on juhusliku protsessi tulem, nende omadusi iseloomustatakse tõenäosusteooriale tuginevate statistiliste hinnangutega, milledest levinumad on signaali keskväärtus ja dispersioon kui ka statistiliste karakteristikutega. Nii näiteks eristatakse juhusliku signaali sagedusjaotust sageduse järgi (spektraalkarakteristik), amplituudide jaotus signaali ajalisel kulgemisel (näiteks normaaljaotus).

6.3.2. Perioodilise signaali spekter

Suvalist perioodilist signaali kui ajafuntsiooni s(t) on võimalik kujutada polünoomina teatud baasfunktsioonide abil. Baasfunktsioonideks võivad olla kas trigonomeetrilised, eksponentsiaalsed või mingid teised ortogonaalsed signaalid. Tuginedes funktsionaalanalüüsi teooriale, saame avaldada suvalisi perioodilisi signaale baasfunktsioonide summana:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \psi_k(t)$$

kus siis $\psi_0(t);\ \psi_1(t);\ \psi_2(t)$ - on baasfunktsioonid;
$C_k\psi_k$ - on k-s spektrikomponent ja C_k – spektrikomponendi amplituud.

Järelikult, kui baasfunktsioonid on teada – siis signaali spekter määratakse baasfunktsioonidele vastavatele amplituudikoefitsientidega C_k.

Raadiotehnikas on levinud signaalide kujutamine Fourier reana – sellisel juhul on siis baasfuntsioonideks trigonomeetrilised funktsioonid.
Sinusoidaalsete signaalide kasutamine baasfunktsioonidena annab mitmeid eeliseid. Nende abil saab:

- kirjeldada võnkumisi võnkeringides,
- kirjeldada võnkeringide ja teiste ahelate sageduslikke omadusi,
- lihtsa matemaatilise esituse
- kontrollida eksperimentaalset seadmete omadusi.
- uurida ahelaid teoreetiliselt, teades, et läbides lineaarseid ahelaid – nende kuju ei muutu; läbides aga mittelineaarseid ahelaid – saame harmoonilise analüüsi kaudu ka neid iseloomustada.

Tuletagem meelde Fourieri rida:
$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{n} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)]$;
Kus $a_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} s(\omega t) d(\omega t)$;
$a_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} s(\omega t)\cos(k\omega t)\, d(\omega t)$; $\quad b_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} s(\omega t)\sin(k\omega t)\, d(\omega t)$.
Märgime, et sagedused on siin kõik positiivse märgiga.
Kuna koosiinus- ja siinusfunktsioonid on avaldatavad eksponentfunktsioonide kaudu,

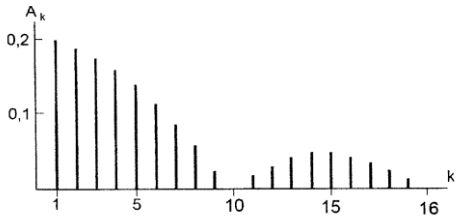
$$cos\omega t = \frac{1}{2}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \text{ ja } sin\omega t = -j\frac{1}{2}(e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})$$

siis on Fourieri rida avaldatav ka eksponentsiaalkujul, olles väljendatud nii negatiivsete ja positiivsete sageduste abil. Viimast kasutatakse rohkem teoreetilistes lähendustes: $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega t}$, kus sageduskomponentide koefitsiendid c_k avalduvad koefitsientide a_k ja jb_k kaudu mõlemal pool (+ ja -) sagedustelge.

Ülaltoodud Fourieri rida saab kirjutada ka kompleksamplituudi $\dot{c}_k = C_k e^{-j\varphi_k}$ koostisosade kaudu alljärgenvalt:
$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{n} C_k \cos(k\omega t - \varphi_k)$, kus
$C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ - amplituud (kompleksamplituudi moodul); $\varphi_k = arctg(\frac{b_k}{a_k})$ – faas.
Paarisfuntsiooni korral {kus $s(t) = s(-t)$} saame koefitsientideks

$$a_k = C_k = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} s(\omega t)\cos(k\omega t)\, d(\omega t);\ b_k = 0;\ \varphi_k = 0$$

Juhime tähelepanu ka sellele – et perioodilise signaali spekter, olles väljendatud harmooniliste summana, on joonspekter. Joone sagedus on siis k=1 korral põhiharmoonilise sagedus, k=2 teise harmoonilise sagedus jne.
Nii näiteks täisnurksignaali spekter näeks välja järgmine:
Tegemist on joonspektriga, mille esimene harmooniline on määratud sagedusega f=1/T, kus T on signaali kordusperiood.



Järeldus 1: perioodiline signaal kujuteldav nii ajalise funktsioonina kui ka tema joon- sagedusspektri järgi.

6.3.3. Signaalide ortogonaalsus

Ülalvaadeldud perioodiliste signaalide kujutamine kaalutud (korrutatuna vastava koefitsiendiga) baasfuntsioonide summana eeldab seda, et kasutatavad baasfuntsioonid peavad olema ortogonaalsed[17]. Alljärgnevalt toome üldise mõiste terminile ortogonaalsus.

1. Avaldame signaali hetkvõimsuse 1-oomilisel takistusel: $p(t) = u^2(t)$.

Keskmine energia perioodi $T = T - 0$ vältel avaldub:

$$W = \int_0^T p(t)dt = \int_0^T u^2(t)dt$$

2. Keskmine võimsus avaldub kui

$$P_{keskmine} = \frac{W}{T} = \frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt.$$

3. Nüüd rakendame sellele 1-oomisele takistusele kaks pinget - $U_1(t)$ ja $U_2(t)$. Saame:

$$W = \int_0^T [u_1(t) + u_2(t)]^2 = W_1 + W_2 + W_{12}$$

4. Siin W_1 ja W_2 on mõlemi signaali energia, avaldatuna ülaltoodud valemiga

W_{12} on aga täiendav, vastastikkune energia, mis tekkis mõlemi signaali üheaegse tegevuse tagajärjel

$$W_{12} = 2\int_0^T u_1(t)u_2(t)dt$$

Analoogselt energia avaldistega saame, välja tuua ka avaldised võimsuste suhtes, jagades energia avaldisi signaalide vaatlusajaga T. Nii saame näieks lisaks kumbagi signaali keskmisele võimsusele ka siin täiendava keskmise võimsuse $P_{12} = \frac{2}{T}\int_0^T u_1(t)u_2(t)dt$.

Siit tuleneb ka ortogonaalsuse nõue – vastastikkune energia või vastastikkune keskmine võimsus peavad võrduma nulliga.

Järeldus 2: signaalid on ortogonaalsed, kui on täidetud tingimus $\int_0^T u_1(t)u_2(t)dt = 0.$

Seda avaldist järgides, võime tuua näited, kus signaalid on ortogonaalsed:

- signaalid ei kattu ajaliselt (kui on u_1, kuid samal ajal u_2=0)
- harmooniliste signaalide faasinihe on 90^0 (sinωt ja cosωt)
- harmoonilised signaalid on erinevatel kordsetel sagedusetel (sin(kωt) ja sin(nωt), $n \neq k$).

[17] Lihtsaim näide – funktsioonid sinωt ja cosωt on omavahel ortogonaalsed

6.3.4. Signaali võimsuste tasakaaluvõrrand

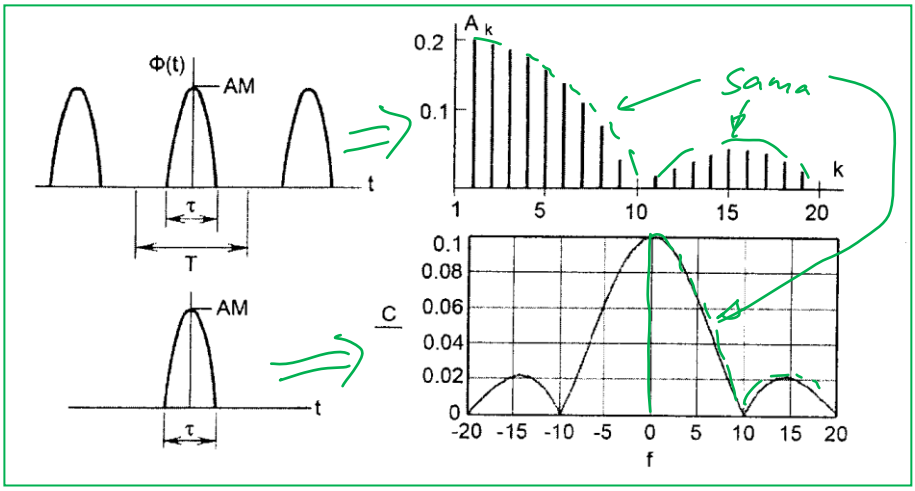
Lisaks varemvaadeldud signaali võimsuse avaldamisega selle ajalise käsitluse abil - saame perioodilise signaali keskmise võimsuse avaldada tema ortogonaalsete sageduskomponentide kaudu alljärgnevalt:

$$P_{keskmine} = \frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt = P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_{k\ keskmine}$$

Kus siis P_0 on signaali alaliskomponendi võimsus ja $P_{k\,keskmine} = 0{,}5C_k^2$ - on k-nda harmoonilise keskmine võimsus, avaldudes harmoonilise koefitsiendi C_k kaudu.

6.3.5. Üksikvõnkumiste spekter

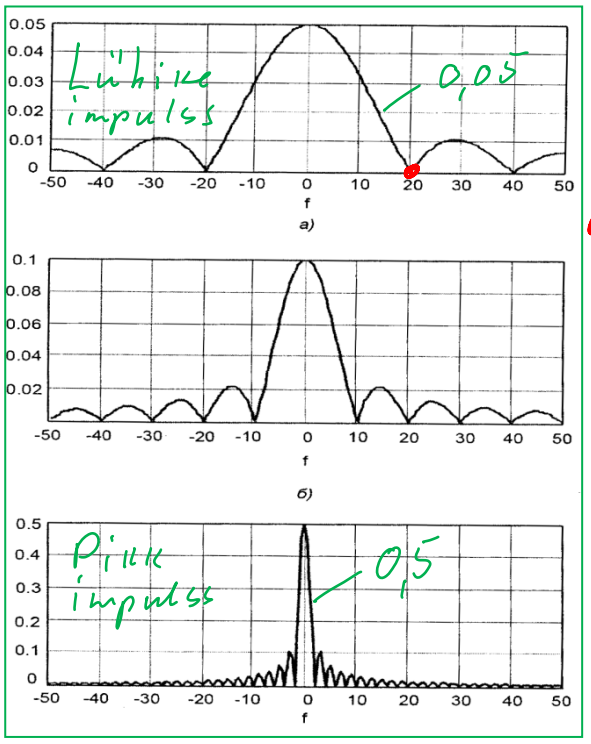
Laskumata siin signaalide teooriasse, peame meeles, et üksiksignaali spekter on pidev, mitte diskreetne joonspekter, nagu see oli perioodilise signaali korral. Samas on kasulik teada, et tekkiv pidev spektraalkarakteristik langeb kujult kokku perioodilise signaali spektrijoonte mähiskõveraga – juhul, kui signaalide kuju ajalises esituses on sama. See selgub ka siintoodud pildil



Kasulikud on ka järgnevad pildid, näidates täisnurksignaali spektri (absoluutväärtuse) kuju ning selle põhiosa kõrguse ja laiuse sõltuvust signaali kestvusest..

Nii on siin toodud üksikimpulsi spektri (täpsemini – selle absoluutväärtuse (mooduli) kujud erinevate impulsside kestvuse korral: 0,05; 0,1 ja 0,5 ühikut

Analoogne seaduspärasus kehtib ka samakujulise, kuid perioodilise signaali spektri mähiskõvera kohta.

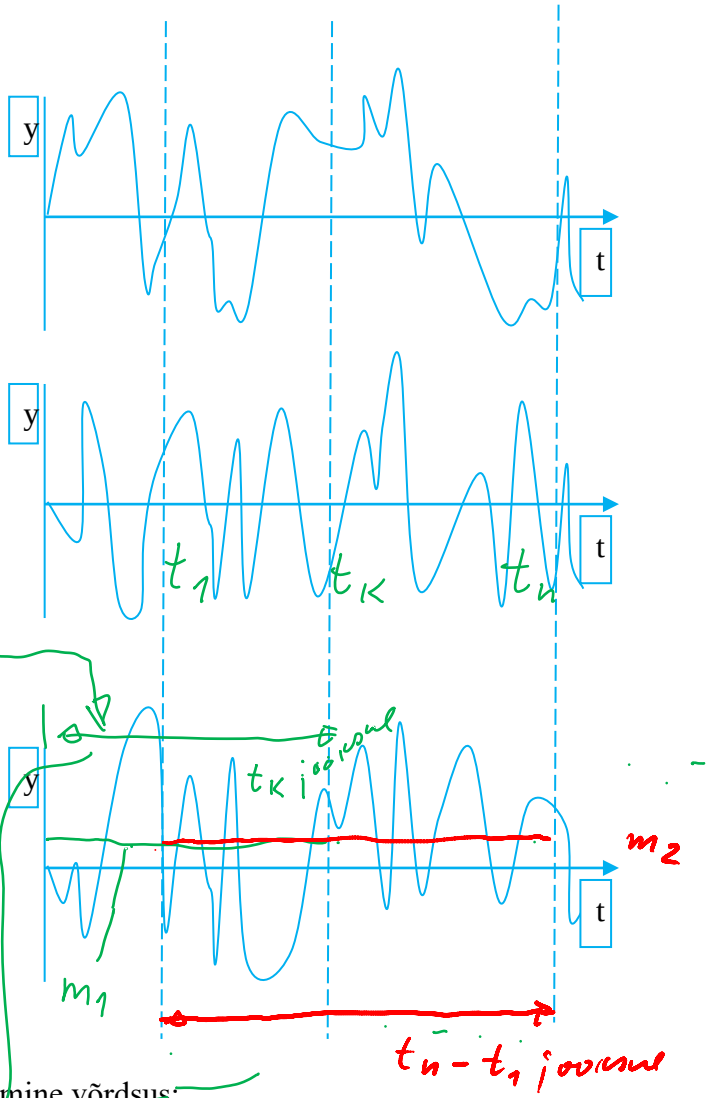


Spektri

$\frac{1}{0{,}05} = 20$

6.3.6. Juhuslikud (mittedetermineeritud) signaalid

Raadiotehnikas enamlevinumad juhuslikud signaalid kirjeldatavad nn. statsionaarse (ajaliselt püsivate keskmistatud parameetritega) normaaljaotusega (vt allpool) protsessina. Iga juhuslik signaal on kirjeldatav oma realisatsiooni ehk väljavõtte abil (vt joonis). Alljärgnevalt on kujutletud kolme juhusliku protsessi realisatsiooni. Siit on võimalik välja tuua erinevate põhimõtetega leitavad funktsioonide keskväärtused.



1. Kõigepealt keskväärtus A määratuna kui kõigi protsesside keskväärtus läbilõikena mingil ajamomendil t:

$$m_{(A)}[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} y\rho(y,t)dy\,,$$

kus $\rho(y,t)$ – esimest järku tõenäosustiheduse jaotusfuntsioon, mis üldjuhul sõltub ajast.

2. Teine keskväärtus B on võetud ühe realisatsiooni kohta, keskendades seda ajafuntsioonina:

$$m_B[y(t)] = \frac{1}{2T}\lim_{T\to\infty}\int_{-T}^{T} y(t)dt$$

See keskväärtus sõltub igast konkreetsest realisatsioonist.

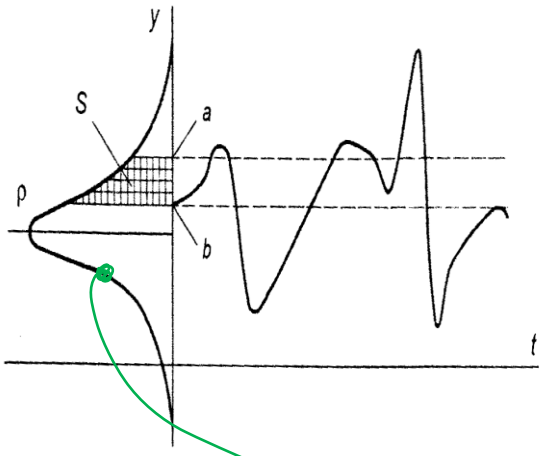
3. Enamik statsionaarsetest protsessidest täidavad ka nn. ergootilisuse nõuet. See tähendab, et paljude üheliigiliste juhuslike protsesside suhtes võetud keskväärtus mingil ajamomendil t_k võrdub ühe protsessi keskväärtusega, võetuna küllat pika aja t_1-t_n jooksul. Seega on täidetud järgmine võrdsus:

$$m_1[y(t)] = m_2[y(t)]$$ ehk keskväärtus ei sõltu ajamomendist.

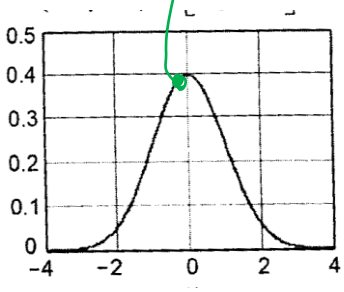
Kuna siis pole oluline konkreetne ajamoment, saame kirjutada tõenäosustiheduse jaotuse $\rho(y,t)$ asemel tõenäosustiheduse avaldiseks $\rho(y)$. Nii saame määrata statsionaarse juhusliku protsessi y(t) väärtused erinevatel ajamomentidel. Tõenäosus, et selle rea väärtused y_k oleksid teatud intrvalli (b,a) vahemikus, määratakse määratud integraaliga (pindalaga):

$$P[b \le y \le a] = \int_a^b \rho(y)dy$$

Seda mõistet iseloomustab kõrvalolev joonis. Tõenäosus $P[b \le y \le a]$, et y(t) oleks vahemikus (a,b), võrdub joonisel näidatud pindalaga S.



Tõenäosustiheduse funtsioon $\rho(y)$ võib olla erinevatel protsessidel erinev – kuid enamikel juhtudel on see kirjeldatav nn. normaalse ehk Gaussi seaduspärasusega. Seda ka sellepärast, et too on piirifuntsiooniks, teised jaotuspärasused koonduvad lõpuks ka normaalseks jaotuseks.



See avaldub valemiga

$$\rho(y) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(y-m)^2}{2\sigma^2}\right)$$

Kus m – juhusliku suuruse keskväärtus; σ - selle dispersioon.
Kõrval on toodud normaljaotus ehk Gaussi kõver , kus m=0 ja σ=1.

6.3.7. Juhusliku signaali spektraalanalüüs

Juhuslikku statsionaarset signaali saab samuti avaldada baasfuntsioonide kaudu nagu perioodilistki signaali. Seejuures saab kujutada seda lõplikkus ajaintervallis Fourier reana alljärgnevalt:

$S(t) = \sum_{k=1}^{n} [A_k \cos(\omega_k t + B_k \sin(\omega_k t)]$, kus siis erinevalt perioodilise signaali kirjeldamisest on siin A_k ka B_k - juhuslikud suurused.

6.3.8. Korrelatsioonifunktsioon

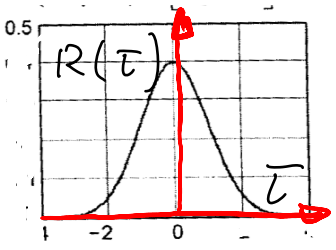
Korrelatsioonifunktsioon näitab seost kahe signaali vahel. Autokorrelatsioon (mida alljärgnevalt ka mõeldakse) näitab seost lähtesignaali ja tema ajaliselt viidatud signaaliosa vahel. Neid omavahel korrutades ja võttes sellest keskväärtuse – saamegi (auto)korrelatsiooni funktsiooni, mis sõltub signaali viitest. Korrelatsioonifunktsiooni ühikuks (kui vaatame signaalide pingeid) on V^2.

Nii avaldub statsionaarse ergootilise protsessi korrelatsioonifunktsioon järgmiselt:

$$R(\tau) = m[y(t) * y] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} y(t)y(t+\tau)dt$$

Olemegi saanud vastastikku sõltuvust iseloomustava parameetri – korrelatsiooni, mis iseloomustab viidatud τ võrra juhusliku signaali sõltuvust samast signaalist tema algusmomendil.

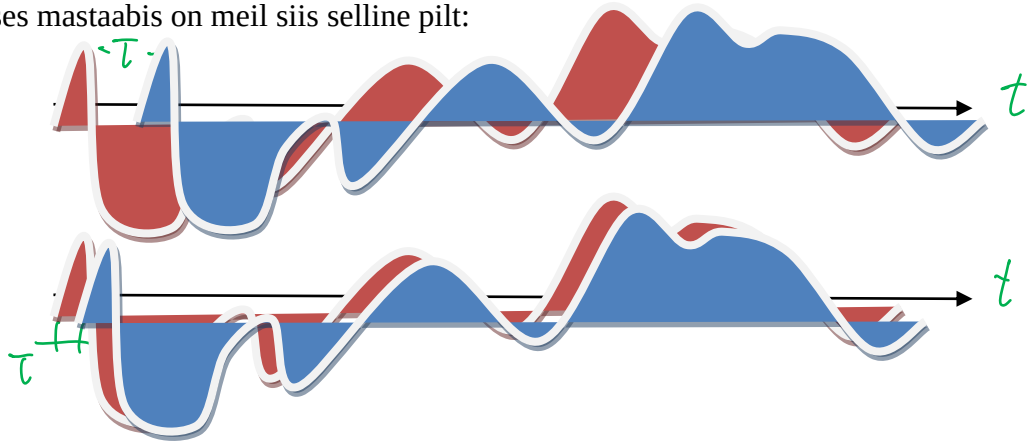
Korrelatsioonifuntsiooni iseloomustab:



- tema sümmeetrilisus $R(\tau) = R(-\tau)$
- Korrelatsioonifuntsioon väärtusel $\tau = 0$ on juhusliku suuruse y(t) ruudu keskväärtus
- Korrelatsioonifuntsiooni maksimum (maksimum seos) on väärtusel $\tau = 0$.

Nii saame korrelatsioonifuntsiooni näiteks kujul:

Ajalises mastaabis on meil siis selline pilt:



6.3.9. Juhusliku signaali energeetiline spekter

Energeetiline spekter väljendub:

$$G(f) = \lim_{T\to\infty} \frac{m|S_T(jf)|^2}{T}$$

Kus $S_T(jf)$ on juhusliku signaalilõigu y(t), kestvusega T kompleksspekter .
Juhusliku signaali dispersioon avaldub kui

$$\sigma^2 = \int_0^\infty G(f)df$$

Korrelatsioonifuntsiooni ühikuteks on V^2; energeetilise spektri ühikuteks on V^2/Hz, kui viide τ on sekundites; V^2/kHz, kui τ on millisekundites ja V^2/MHz, kui τ on mikrosekundites.
Teisiti öeldes on energeetilise spektri ühikuks keskmine signaali võimsus, mis eraldub takistusel 1 oom. Tavaliselt kasutataksegi spektraaltiheduse määramisel võimsuse mõistet.

6.3.10. Seosed korrelatsioonifunktsiooni ja energeetilise spektri vahel

Need on omavahel ühendatud Fourier´i teisendustega:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)e^{-j\omega\tau}\,d\tau$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)e^{j\omega\tau}\,d\omega$$

Kasutates korrelatsioonifuntsiooni sümmeetrilisuse (paarisfuntsiooni) omadust, saame asendada matemaatilise (miinussageduste ja plusssagedustega) kahepoolse spektri ühepoolsega:

$$G(\omega) = 4\int_0^\infty R(\tau)\cos(2\pi f\tau)\,d\tau$$

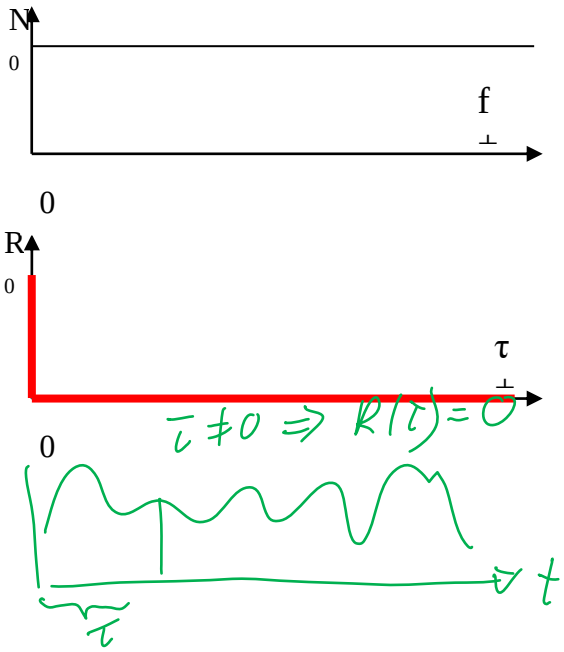
$$R(\tau) = \int_0^\infty G(f)\cos(2\pi f\tau)\,df$$

Toome mõned näited:

1. Valge müra.

Valgeks nimetatakse müra, millel on ühtlane müravõimsuse spektraaltihedus lõpmatutes sageduspiirides $(-\infty\ kuni + \infty)$. Võttes positiivsel sagedusteljel müravõimsuseks N_0, saame spektraaltiheduseks $G(f) = {}^{N_0}/_2 = const.$

Korrelatsioonifunktsioon avaldub kui $R(\tau) = \frac{N_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau}\,df = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$, mis näitab, et valge müra korral on müraväärtused, võetuna erinevatel ajamomentidel, mittekorreleeritud.



2. Filtreeritud valge müra.

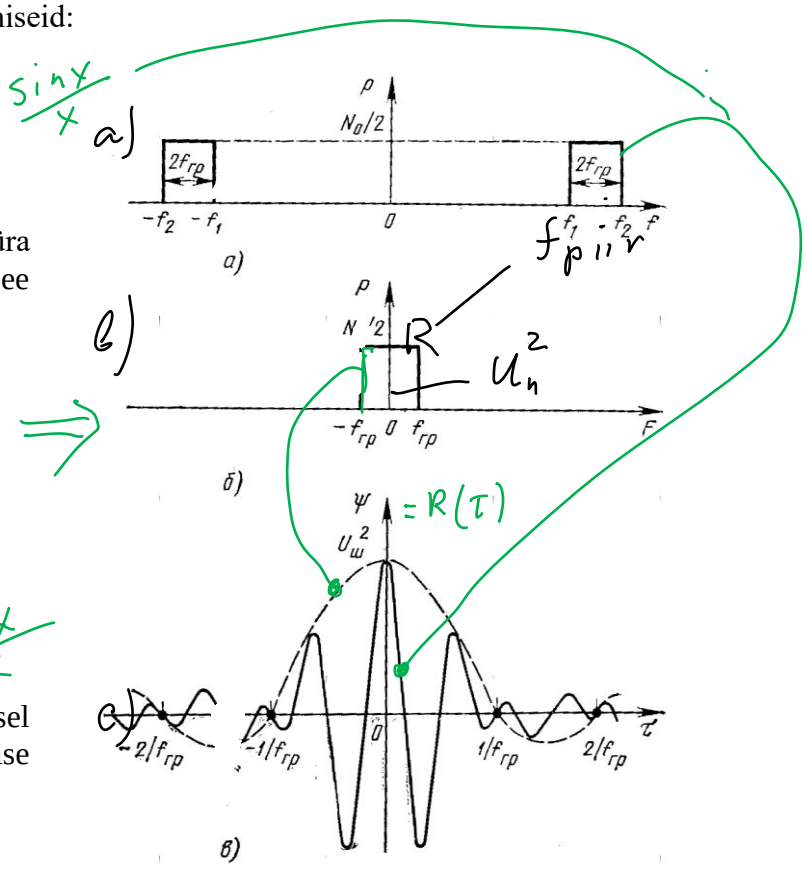
Üldjuhul saame müratiheduseks peale filtreerimist seose:
$G_2(f) = |H(f)|^2 G_1(f)$ kus $|H(f)|^2$ - filtri ülekandefuntsiooni mooduli ruut.

A. Müra, filtreeritud ideaalse ribafiltri poolt

Siin vaatleme valget müra, mis on läbinud nn ideaalse ehk siis täisnurkse amplituud-sageduskarakteristikuga ribafiltri, sagedusribaga f_1 kuni f_2 (vt joonisel a). Joonisel taustal on kasutatud järgnevaid tähiseid:
$\Delta f = f_1 - f_2$; $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$;
$\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$.
Siis saame, et

$$R(\tau) = U_n^2 \frac{sin\pi\Delta f\tau}{\pi\Delta f\tau} cos\omega_0\tau$$

Kus $U_n^2 = N_0\Delta f$ - müra dispersioon. Joonisel (c) kajastub see pideva joonega toodud kujul.



B. Müra, filtreeritud ideaalse madalpääsfiltri poolt

(vt joonisel b).

Siin saame korrelatsioonifuntsiooniks

$$R(\tau) = U_n^2 \frac{sin\omega_{piir}\tau}{\omega_{piir}\tau}$$

See karakteristik on toodud joonisel c punktiiriga, osutudes eelmise karakteristiku mäniskõveraks.
Näeme, et tegemist on täisnurksete karakteristikute teisendamisega kujule sinx/x.

Direct-Sequence Spread-Spectrum (DS/SS) Systems. DS-CDMA

ildine pilt

Rake vastuvõtja.mht

CDMA ja Rake vv-ja.mht

CDMA selgitus / — RAKE selgitus

Google Image Result for http--cnx_org-content-m15534-latest-graphics1_png.mht

Näide

Mudel trassi kadude leidmiseks.mht

Paljusignaalne levi.mht

Rake BER arvutusnäide 1...12 kanalit.mht