

4. MODULAATORID	3
4.1. VÕNKUMISTE JUHTIMISTE LIIGID.....	3
4.2. ANALOOG-AMPLITUUDMODULATSIOON (AM)	3
4.2.1. AM esitus.....	3
4.2.2. AM viisid, modulaatorite tüübid	4
4.2.3. Modulaatorite karakteristikud, parameetrid, modulatsiooni kvaliteet	4
4.2.4. Baasmodulaator	5
4.2.5. Kollektormodulaator.....	8
4.2.6. Kombineeritud modulaatorid.....	10
4.4. ÜHEKÜLGRIAMODULAATORID (ÜK MODULAATORID).....	12
4.4.1. ÜKM modulaatori asukoht saatjas. Tüübid.....	12
4.3.2. ÜK filtermodulaator.....	12
4.3.3. ÜK faasmodulaator.....	12
4.3.4. ÜK faasfiltermeetod.....	13
4.3.5. ÜK signaali võimendamine.....	13
4.3.6. ÜK signaali süntees	14
4.4. NURK - E. FAAS JA SAGEDUSMODULATSIOON	15
4.4.1. FM ja SM võrdlus	15
FM.....	15
SM.....	15
4.4.2. FM ja SM kvaliteet.....	17
4.4.3. Faasmodulaatorite tüübid.....	17
A. FM võnkeringiga.....	17
B. FM kvadratuurse balanssmodulaatoriga.....	18
C. Faasmodulaator kahe kvadratuurse AM- ga.....	19
4.4.4. Sagedusmodulaatorite tüübid	20
4.4.4.1. Kaudne SM	20
4.4.4.3. Muudetavad võnkeringi elemendid.....	21
4.4.4.4. SM saatja kesksageduse stabiliseerimine.....	23
4. 5. LAIARIBALINE MODULATSIOON.....	24
4.5.1. Erinevad lähenemised raadiokanalite eraldamiseks ja läbilaskevõime suurendamiseks.	25
4.5.1.1. Sageduslik eralduspõhimõte (FDMA)	25
4.5.1.1.1. Duplekssne sageduslik eraldamine FDD	26
4.5.1.2. Ajaline eralduspõhimõte (TDMA).....	27
4.5.1.2.1. Ajaline dupleks-eralduspõhimõte	27
4.5.1.3. Koodidega eralduspõhimõte (CDMA).....	28
4.5.2. Laiaribaline modulatsioon. Hajuspekter	28
4.5.2.1. Signaali ja müra spektrid	28
4.5.2.2. Signaali spektri laialilaotamine hajuspektriiks (hajuspektriiks)	29
4.5.2.3. Hajasignaali koondamine (de-spreading)	30
4.5.2.4. Ebasoovitatav signaal vastuvõtjas	31
4.5.2.5. Otsene hajuspektri moodustamine saatjas.....	32
4.5.2.6. Sageduse hüplemisega hajuspektri moodustamine saatjas	33
4.5.2.7. Juhusliku signaali genereerimine.....	33

4.5.2.7. Mobiilside näide CDMA tehnikaga	34
4.6. DIGITAALNE (IMPULSS) MODULATSIOON	34
4.6.1. Signaali valimid ja impulss-kood modulatsioon	35
4.6.2. Digitaalsignaali esitus	37
4.6.2.1. Binaarse digitaalsignaali formeerimine	37
4.6.2.2. Paljunivoolise digitaalsignaali kujutamine.	38
4.6.2.3. Duobinaarne signaal.....	39
4.6.2.4. Digitaalsignaali parameetrid	39
4.6.3. Impulss-amplituudmodulatsioon (PAM, ASK).....	40
4.6.4. Sagedusmanipulatsiooni variandid.....	41
4.6.4.1. FSK	41
4.6.4.2. MSK.....	41
4.6.5. Faasmanipulatsioon.....	41
4.6.5.1. BPSK.....	41
4.6.5.2. QPSK (4-PSK).....	42
4.6.5.3. 8-PSK; 16-PSK	47
4.6.6. Faas- ja amplituudmodulatsiooni üheaegne kasutamine. QAM.....	47
4.6.7. Bitiviga ja ribalaiuse efektiivsus	48
LISAD:.....	51
L 1. Signaalide lahtisidustus	51
L1-1 Sageduslik lahtisidustus	51
L1-2 Struktuurne lahtisidustus	53



RF Cafe - Electrical - Electronics Conversions Formulas & References.mht

4. MODULAATORID

4.1. Võnkumiste juhtimiste liigid

Vaatleme harmoonilist võnkumist $i = I_m \cos \Phi(t) = I_m \cos(\omega_0 t + \varphi)$

Siin on näha järgmised võnkumiste juhtimise (moduleerimise) liigid:

Amplituudmodulatsioon I_m var

Faasmodulatsioon φ var

Sagedusmodulatsioon ω var

Üldmääritud modulatsiooni põhiliikide osas on tänapäeval tendents puhta AM kasutamise vähenemise suunas (seda ka seoses tendentsiga raadioringhäälingus, kus AM signaali ülekande kvaliteet ega võimalike saatjate arv eetris enam ei rahuldanud. Samas suureneb AM osakaal kasutamisel koos faasmodulatsiooniga laiaribalistes modulatsiooniliikides.

Eristatakse ka pidevat (analoog) moduleerimist ning impulss- (digitaalset) modulatsiooni. Viimane on suhteliselt laiaribaline modulatsioon, kuna näiteks ühe mikrosekundilise kestvusega signaali, frondi vms ülekandmiseks on vaja varuda kanal orienteeruvalt 1 MHz ribalaiusega. Tänapäeval on levinud ka erinevate modulatsiooniliikide kooskasutus.

4.2. Analoo-amplituudmodulatsioon (AM)

4.2.1. AM esitus

Tuletame meelde järgmiseid AM signaali esitusviise:

A. Analüütiline

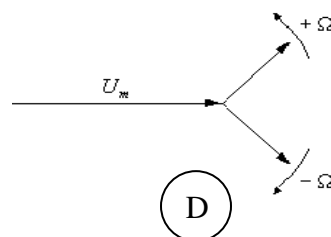
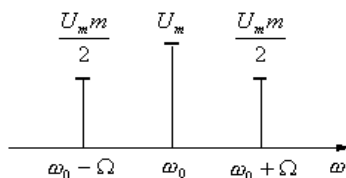
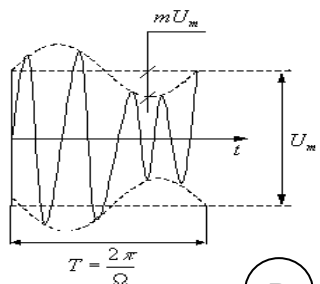
$$U_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t; \quad U = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t; \quad m\text{-modulatsiooni sügavus};$$

$$m = K_m U_{\Omega m}; \quad U = U_m \cos \omega t + U_m \frac{m}{2} \cos(\omega + \Omega)t + U_m \frac{m}{2} \cos(\omega - \Omega)t.$$

B. Ostsillogrammi järgi (joon. 4.2.1.B)

C. Spektri järgi (joon. 4.2.1.C)

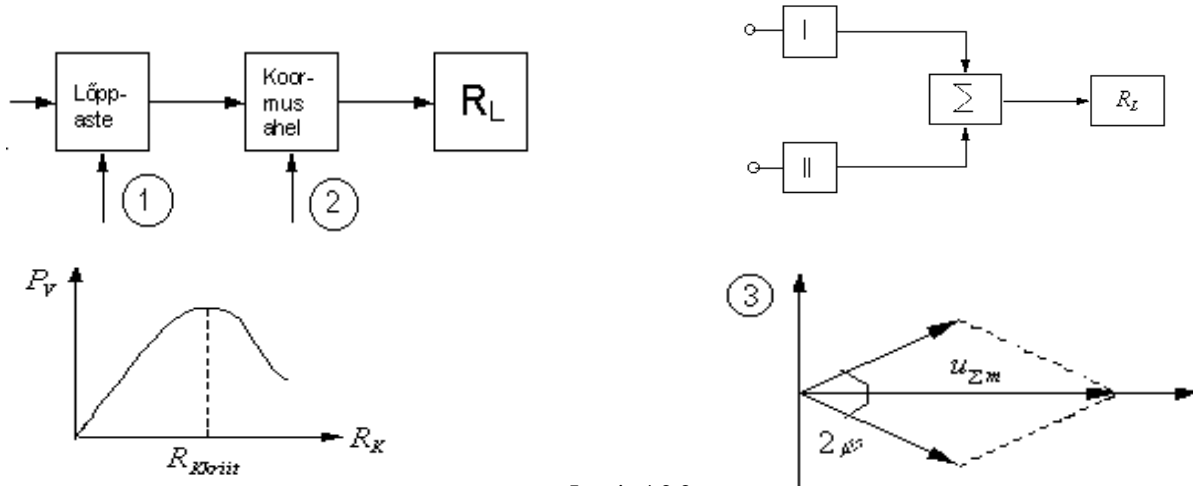
D. Vektordiagrammi järgi (joon. 4.2.1.D)



Joonis 4.2.1

4.2.2. AM viisid, modulaatorite tüübid

Amplituudmodulatsiooni on võimalik saavutada mitmeti. Nii näiteks (joon. 4.2.2) saadakse AM lõppastme AE parameetrite (töörežiimi) muutmise, koormuse muutmise ja faasmodulatsiooni kaudu. Neist esimene on levinuim tänu oma lihtsuse ja suhteliselt heade energetiliste omaduste ning kvaliteedi tõttu.



Joonis 4.2.2

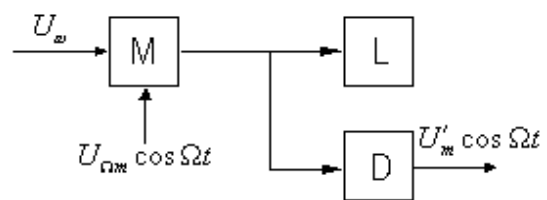
Teine põhimõte (joon. 4.2.2) tugineb välisergutusega generaatori koormuskarakteristikule, mille järgi väljundvõimsus sõltub koormustakistusest. Sellisel juhul, reguleerides AE koormusesse kanduva takistuse suurst saadakse muutuva väljundvõimsusega signaal (AM). Kolmas näide tugineb vastasmärgiliste faasmoduleeritud signaalide vektorliitmisele, mistõttu faasmodulatsiooni sügavus muutub AM sügavuseks (joon).

Edaspidi vaatleme vaid esimest moduleermisviisi.

Sellest, kuidas saavutatakse AM, liigitatakse modulaatorid nende tüüpide järgi. Nii võib eristada näiteks baas-, kollektor-, ja emittermodulaatoreid vastavalt selle järgi, millist elektroodi moduleeritakse (millisele elektroodile antakse moduleeriv signaal). Lampsaatjates on olnud rohkem modulaatorite tüüpe - anood- ja võremodulaatoritele lisandusid veel sulg- ja varivõremodulaatorid ning kombinatsioonid mitme võre või võre ja anoodi üheaegselt tüürimisest. Lampmodulaatorid tänu võimsate kesk- ja pikklaine AM saatjate kadumisele ei oma enam olulist praktilist tähendust..

4.2.3. Modulaatorite karakteristikud, parameetrid, modulatsiooni kvaliteet

Modulatsiooni (modulaatori) kvaliteet on määratud oma põhiparameetrite ja karakteristikutega. Koostame skeemi nende mõõtmiseks (joon. 4.2.3). Selleks kasutame modulaatori väljundit ning



Joonis 4.2.3

moonutustevaba detektorit. Viimase väljundis saame originaalsignaali (moduleeriva signaali) kujutise; mida lähedasem on kujutis originaalile, seda kvaliteetsem on modulaator.

Nii on võimalik:

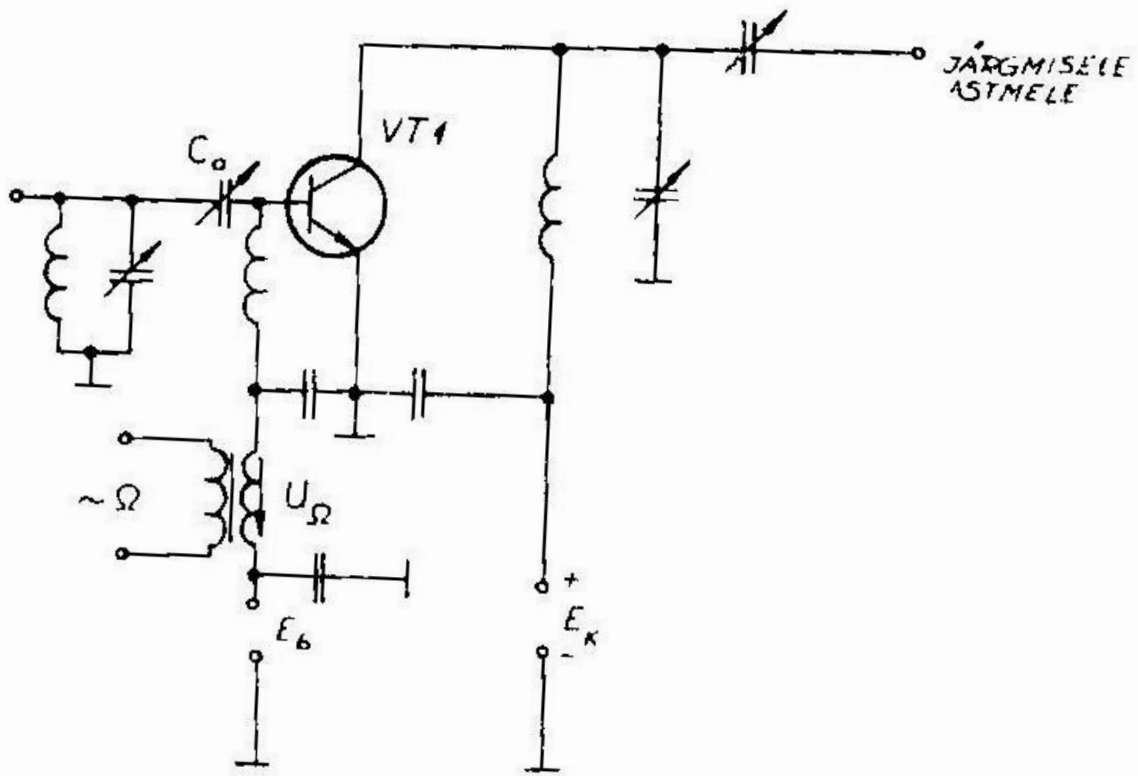
- mõõta mittelineaarmoonutuste tegurit K_f %,
- võtta üles modulaatori sageduskarakteristik vahemikus $[U_{\Omega_{\min}}, U_{\Omega_{\max}}]$: $m = f(\Omega)$
- määrata dünaamiline diapsoon. Viimase alumine piir on määratud lubatud signaal/fooni ja signaal/mürade suhtega, ülaltpoolt aga lubatud mittelineaarmoonutustega.

Modulaatorit iseloomustavad veel staatiline ja dünaamiline modulatsioonikarakteristik:

- **Staatiline** võetakse üles, andes modulaatori sisendisse (madalsagedussignaali tüüritavale elektrodile) alalispinge ning mõõdetakse AE väljundvoolu 1. harmoonilise sõltuvus alalissisendpinge amplituudist. Näiteks baasmodulaatori korral saadakse $I_{k1m} = f(E_b)$; kollektormodulaatori korral aga $I_{k1m} = f(E_k)$.
- **Dünaamilise** karakteristiku ülesvõtmiseks antakse modulaatori madalsagedussisendisse vahelduvsignaal ning mõõdetakse modulatsioonisügavuse sõltuvust sisendsignaali amplituudist $m = f(U_{\Omega m})$.

4.2.4. Baasmodulaator

Baasmodulaator on sisuliselt transistori tüürelektroodi signaali moduleerimisega modulaator; modulatsioon tekib tänu AE sisendi mittelineaarsusele. Seetõttu on nende käitumine üldjoontes sama nii bipolaarsete transistormodulaatorite, väljatransistormodulaatorite korral kui ka varasemalt kasutuses olnud lampmodulaatorite korral. Transistormodulaatoreid on vaadeldud koos lühiteooriaga lähemalt laboritöö juhendis "Transistor- ja mikromodulaatorid", mistõttu siinkohal piirdume viitega sellele brošüüri teoreetilisele osale ning skeemidele ning märkusega, et nii võre- kui transistormodulaatorite põhiomadused on sarnased.

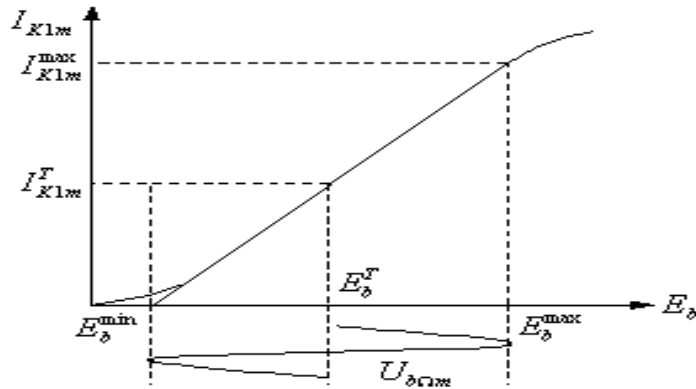


Energeetilises osas aga tahaks rõhutamist asjaolu, et baasmodulatori staatiline modulatsioonikarakteristik $I_{k1m} = f(E_b)$ võimaldab siduda modulatsioonisügavust maksimaalvõimsuse, minimaalvõimsuse ning kandelainevõimsuse režiimiga. Need võimsused on määratud AE väljundvoolu esimese harmoonilise amplituudiga. Nii saame (joon. 4.2.5)

$$I_{Alm}^{\max} = (1+m)I_{Alm}^T$$

$$I_{K1m}^{\max} = (1+m)I_{K1m}^T$$

$$I_{K1m}^{\min} = (1-m)I_{K1m}^T$$



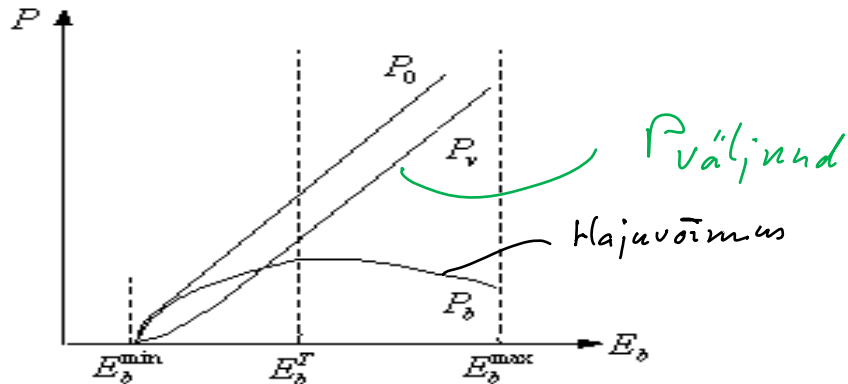
Joonis 4.2.5

maksimaalvõimsuse režiimi maksimaalse voolu korral, minimaalvõimsuse režiimi aga minimaalvoolu korral (mis modulatsioonikarakteristiku aproksimeerimisel sirgega võetakse nulliks).

Vastavad energetilised seosed kujunevad välja järgnevalt (vt joon, 4.2.6). Siit tulenevalt

$$P_v = I_{K1m}^2 Z_k$$

$$P_{stj} = P_v$$



$$P_0 = E_k I_{k0}$$

$$P_v^{\max} = (1+m)^2 I_{K1m}^T Z_k;$$

$$P_v^{\max} = (1+m)^2 P_{stj} \leq P_{NAE};$$

$$m=1 \Rightarrow P_{NAE} = 4P_{stj}.$$

Joonis 4.2.6

näeme, et AE hajuv võimsus on maksimaalne kandelaine e. telegraafirežiimis (modulatsioonita olukorras), AE aga peab kindlustama 4-kordse võimsusvaru saatja nimivõimsuse suhtes

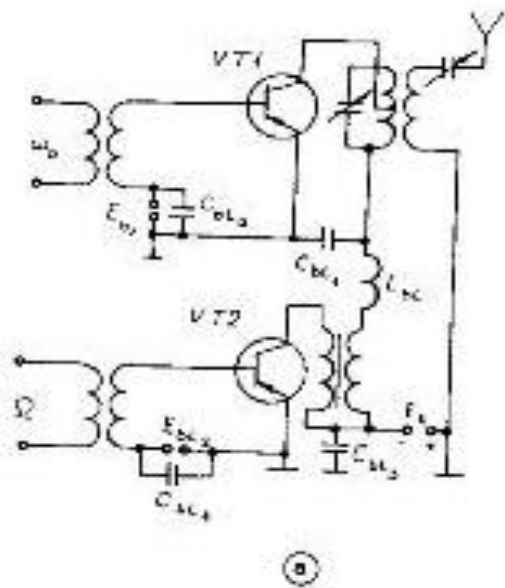
(pidevatoimelises töörežiimis võetakse saatja väljundvõimsuseks tavaliselt tema telegraafivõimsus).

Vaadeldud modulaatorite põhiliseks eeliseks teiste ees oleks vajalik väike tüürvõimsus (madalsagedustrakti võimsus), skeemi lihtsus, puuduseks aga suured moonutused ning AE alapingestatud töörežiim, mis tingib AE madala kõrgsagedusliku kasuteguri.

4.2.5. Kollektormodulaator

Ka siin teeme viite ülalmainitud laboritöö juhendi vastavale teoreetilisele ja skeemitehnilisele osale; märkidest jällegi transistor- ja lampmodulaatorite (kui väljundelektroodi kaudu tüüritavatest) sarnasust oma põhiomadustes. Veidi lähemalt vaatleme aga staatilist modulatsioonikarakteristikut ja energietilisi seseid väljundelektroodi kaudu tüüritavates modulaatorites.

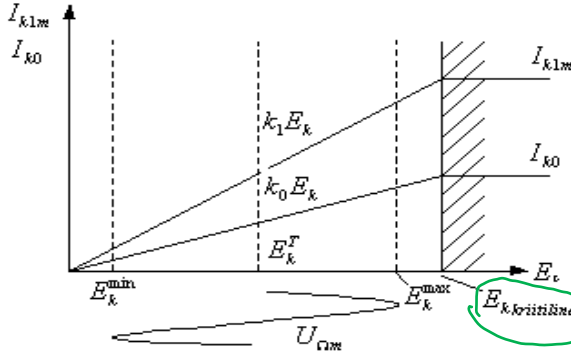
Kollektor- või anoodmodulaatoris antakse madalsageduslik tüürpinge AE väljundelektroodile; sellega saavutatakse väljundelektroodi pinge muutus tüürpinge rütmis.



A. Staatiline modulatsioonikarakteristik. Teatavasti sõltub väljundvoolu esimene harmooniline väljundvooluimpulsi amplituudist ja löikenurgast Θ :

$$I_{K1m} = i_{K\max} \cdot \alpha_1(\Theta).$$

Osutub, et kuigi mõlemad korrutustegurid eraldi sõltuvad väljundelektroodi toitepingest (E_k) mittelineaarselt, saame lõppkokkuvõttes voolu esimese harmoonilise ja tüürpinge (mis sisuliselt muudab väljundelektroodi pinget) vahel küllaltki lineaarse sõltuvuse. See nähtub ka staatilisest modulatsioonikarakteristikust (joon 4.2.7):



$$E_k^{\max} \leq E_{kkr}$$

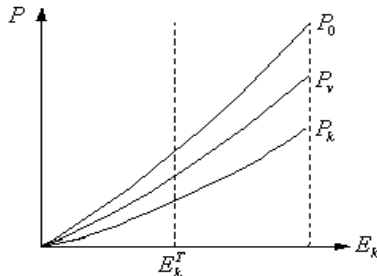
$$E_k^{\max} = E_{kkr} \Rightarrow$$

$$E_k^T = \frac{E_{kkr}}{1+m}$$

$$E_k^{\min} = E_k^T (1-m) = \frac{E_{kkr} (1-m)}{1+m}$$

Joonis 4.2.7

Kõrval on toodud seosed maksimaalvõimsuse ja minimaalvõimsuse režiimide ning telegraafirežiimi vahel. Vaadeldes energetilist olukorda, selgub, et siin modulaatori kasutegur ei sõltu töörežiimist (vt joon. 4.2.8 koos seostega).



Joonis 4.2.8

$$P_k = I_{k0} E_k = \text{const} \cdot E_k^2$$

$$P_v = \frac{1}{2} I_{k1m}^2 R_k = \text{const} \cdot E_k^2$$

$$P_a = P_k - P_v$$

$$\eta = \frac{P_v}{P_0} = \text{const}.$$

B. Täiendavad seosed. Siin ja edaspidi tähistame tüürsignaali U_Ω ja kandevasagedusega signaali U_ω .

Siit saame, et kollektorpinge muutub tüürpingerütmis järgmiselt

$$U_k = I_{k1} R_k = U_k^T (1 + m \cos \Omega t)$$

Seejuures antakse tüürsignaal kollektorahela takistusele

$$R_{K\Omega} = R_{K\Omega} / I_{K\Omega 0} = m E_k^T / m I_{K0}^T = E_k^T / I_{K0}^T$$

mis kõrgemas sageduspiirkonnas muutub kompleksseks $R_{k\Omega} \rightarrow Z_{k\Omega}$

Pangem tähele, et kuna AE tüüritakse väljundahela kaudu, osutub tüürahela koormustakistus väga väikeseks. Sellest tulenevalt on *vajalik suur madalsagedustrakti väljundvõimsus*

$$P_{v\Omega} = \frac{m^2}{2} P_0^T = \frac{m^2}{2} \frac{P_{stj}}{\eta}$$

Võtame näiteks kasuteguriks 0.5 ning modulatsioonisügavuseks 1, saame vajaliku madalsagedustrakti väljundvõimsuseks $P_{v\Omega} = P_{stj}$

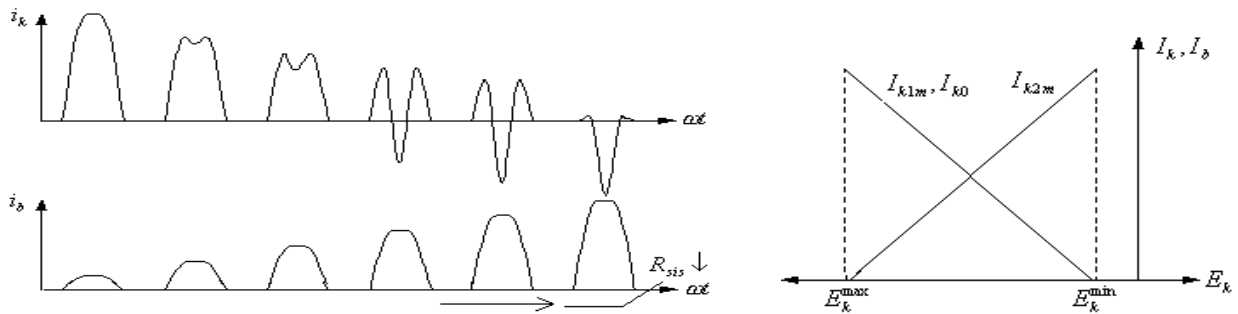
Moduleeriv AE tuleb siin varuda ca kahekordse võimsusvaruga saatja nimivõimsuse suhtes (vrld baasmodulaatoriga, kus see varu oli ca 4-kordne).

$$P_{vNAE} \geq P_{stj} (1 + m)$$

4.2.6. Kombineeritud

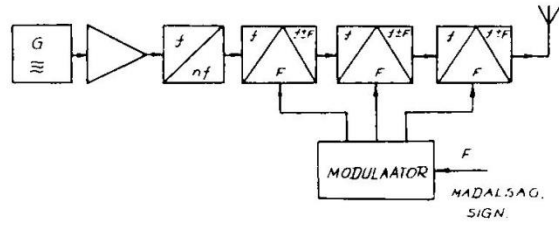
Stabiilsema töörežiimi (seda eriti kollektormodulaatorite juures, kus suur modulatsioonisügavus mõjutab tugevalt astme kõrgsagedussisendi takistust (vt joon. 4.2.9), parema modulatsiooni kvaliteedi ja energetika tagamiseks kasutatakse tihti peale nn

modulaatorid



Joonis 4.2.9

kombineeritud modulaatoreid. See tähendab, et kasutatakse moduleerimiseks kas mitut moduleerimisvõtet ühes astmes või ka jagatakse moduleerimine mitme astme vahel. Tihti peale leiab seejuures kasutust nn automodulatsioon - inertiaalsete ahelate kasutamine kas väljund- või sisendahelates, mis tekitavad täiendava toitepinge või eelpinge muutuse signaali amplituudi muutuste rütmis, suurendades seega automaatselt olemasoleva AM -signaali modulatsioonisügavust.



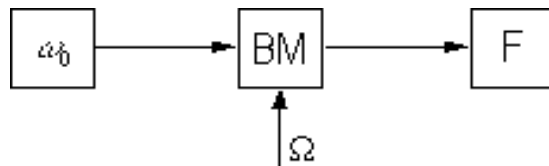
4.4. Ühekülgribamodulaatorid (ÜK modulaatorid)

4.4.1. ÜKM modulaatori asukoht saatjas. Tüübid

Tavaliselt formeeritakse ÜKM signaal (SSB signal) madalatel võimsusnivool, saatja raadiosagedusliku trakti alguses. Põhilisteks modulaatoritüüpideks oleksid: ÜK - filtermodulaator, ÜK- faasmodulaator, ÜK - faas-filtermodulaator. Omaette asetseb selles reas suurtel võimsustel ÜK signaali taastormeeriv ÜK süntesaator.

4.3.2. ÜK filtermodulaator

Siinvaadeldav modulaator on lahenduse poolest klassikaline - ühe külgriba signaal saadakse AM signalist ühe külgriba väljafiltreerimisega (joon. 4.3.1). Oluline on siin aga filtri järsult langev sageduskarakteristik, mis tagab üleliigse külgriba piisava väljafiltreerimise. Filtrite liikidest on põhilised

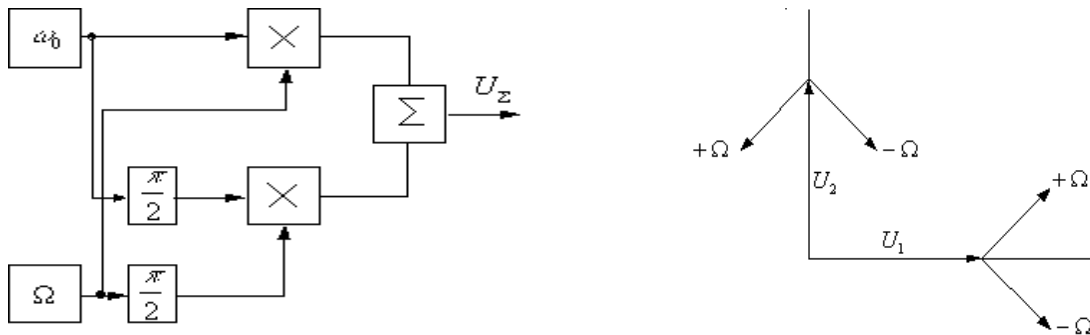


Vajalik teise külgriba mahasurumine 50...60 dB, sellele vastab filtrite sageduskarakteristiku kalle 0,005db/Hz
Joonis 4.3.1

kaks – kavartsfilter ja elektro-mehhaaniline filter, tagamaks nõutavat (50...60 dB) teise külgriba mahasurumist. Vahest kasutatakse ka kahekordse balanssmoduleerimisega modulaatorit, nihutamaks külgribasi teineteisest kaugemale, kergendades seega nõudeid filtrite sageduskarakteristikutele.

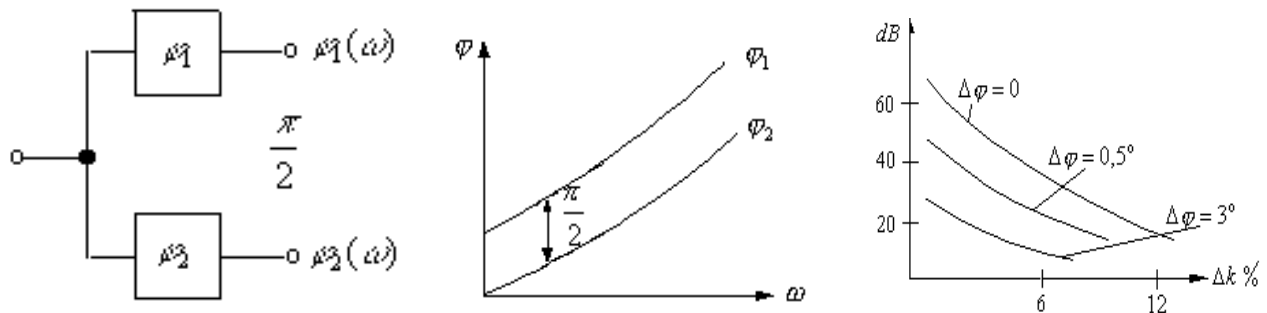
4.3.3. ÜK faasmodulaator

Siin põhineb modulaatori töö mõlemi signaali 90 kraadilisele faasinihkele (vt joon. 4.3.2).



Joonis 4.3.2

Seejuures pangem tähele, et üks faasinihkeahel töötab fikseeritud sagedusel, seega ei ole raskusi selle realiseerimisega. Teise faasiahela sagedusdiapasoon peab vastama aga ülekantava signaali sagedusdiapasoonile - peab olema tagatud 90° faasinihe sagedusdiapasoonis. Sellist ahelat sünteesitakse tavaliselt kahe faasiahela abil, mille väljunditest saadavate kahe signaali faasinihe on võetav kui kahe faasinihkeahela väljundsignaalide vahe (joon. 4.3.3). Nii on võimalik sünteesida

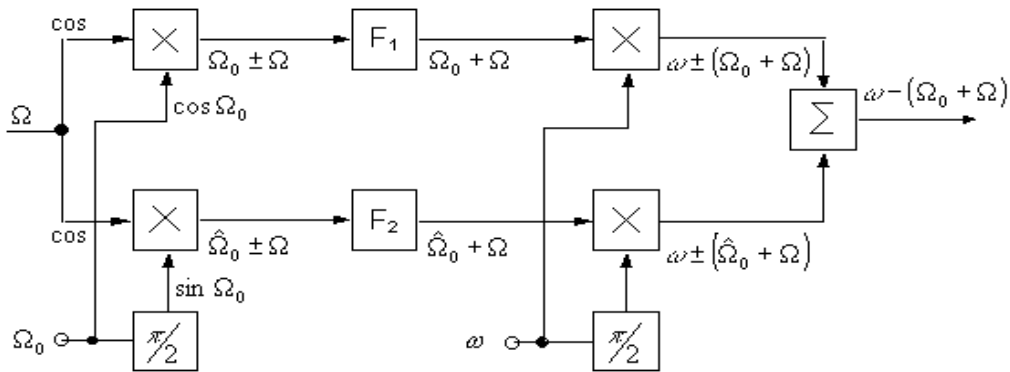


Joonis 4.3.3

püsiva faasinihkega ahelat terves sagedusdiapasoonis, kusjuures mida laiem on sagedusriba, seda kõrgemat järku faasiahelaid tuleb kasutada. See on tülakaks tõkkeks faasmeetodi realiseerimisel, kuna selle faasiahela elemendid tuleb sünteesida ja muidugi ka valida küllalt suure täpsusega (alla 1%). Samas on toodud teise külgriba mahasurumine sõltuvalt faasi- ning amplituudiveast signaalide liitmisel. Võib näha, et lubatav faasiviga on alla 0.5%.

4.3.4. ÜK faasfiltermeetod

Ülalmärgitud puudusest on vaba kvadratuurkanalitega faas-filtermeetod, kus on vajadus küll ka kahe 90 kraadise faasinihkeahela järele, kuid need mõlemad töötavad fikseeritud sagedustel (joon. 4.3.4). Tänu neile ahelatele moodustuvad nn kvadratuursed signaalid, mis harmooniliste signaalide korral tähendab nende 90 kraadist faasinihet (ühes kanalisis on cos, teises sin signaal). Kasutades trigonomeetrilisi seaduspärasusi, võib tõestada, et modulaatori väljundis üks külgriba summaatoris liitmisel kompenseerub. Seda eeldusel, et mõlemad kanalid on identsed ja tagatakse 90 kraadised faasinihked. Seetõttu on siin kõige kriitilistemateks elementideks filtrid - säilitamiseks kvadratuursust peavad nende faasikarakteristikud olema identsed.

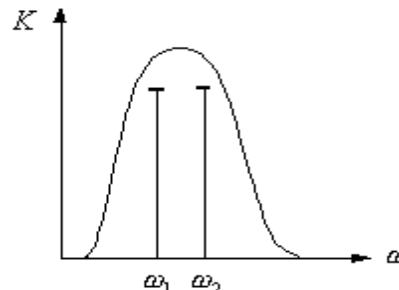
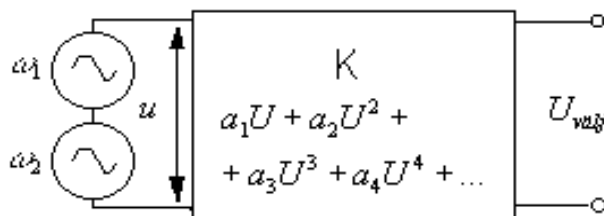


Joonis 4.3.4

4.3.5. ÜK signaali võimendamine

Kuna ühe külgriba signaal formeeritakse väikestel võimsusnivoodel, siis on vaja seda signaali võimendada. Kuna võimendatakse moduleeritud signaali (moduleeritud ka amplituudis) -

siis on oluline tagada moonutustevaba võimendus. Sellega aga väheneb võimendi kasutegur, kuna teatavasti A klassi võimendi on väiksema kasuteguriga kui võimendid voolu lõikenurkadega töörežiimis. Vaatleme lähemalt, millised AE läbivkarakteristiku komponendid põhjustavad **moonutusi selektiivses võimendis**, millised mitte. Selleks koostame testskeemi (joon. 4.3.5), mille sisendis imiteerime reaalselt signaali



Joonis 4.3.5

kahe signaaliga. Seejuures eeldame, et mõlemad sagedused asetsevad võimendi pääsuribas (joon kõrval üksteisele lähedaste sagedustega). Aproximeerime võimendi läbivkarakteristikut n järku polünoomiga

$$a_1U + a_2U^2 + a_3U^3 + a_4U^4$$

Järgnevalt vaatleme, millised selle polünoomi liikmed põhjustavad mittelineaarMoonutusi (tekitavad lisa-harmonilisi) võimendi väljundis.

Esimest järku liige kui lineaarne kannab ilmselt signaali üle moonutamata, väljundis tulevad sageduskomponendid

$$a_1: \omega_1 \omega_2$$

Teist järku liige tõstab sisendis olevate signaalide summa ruutu. Nii saame järgmised sageduskomponendid:

$$a_2: 2\omega_1 \ 2\omega_2 \ \omega_1 + \omega_2 \ \omega_1 - \omega_2$$

Võib näha, et tekkivad lisasageduskomponendid kitsaribalises võimendis moonutusi ei tekita, kuna nad filtreeritakse välja (need ei mahu pääsuribasse).

Kolmandat järku liikmest tekib terve rida erisagedustega komponente, nende hulgas sagedustega

$$\dots 2\omega_1 + \omega_2 \ 2\omega_1 - \omega_2 \ -2\omega_2 + \omega_1 \ 3\omega_2 \ 3\omega_1 \ \dots$$

Osa neist komponentidest mahuvad pääsuribasse, põhjustades seega moonutusi. Nii edasi vaadeldes võime näha, et kõik paarisliikmed moonutusi ei tekita, paaritud - tekitavad. Niisiis, mitte iga mittelineaarsus ei põhjusta selektiivses võimendis moonutusi.

4.3.6. ÜK signaali süntees

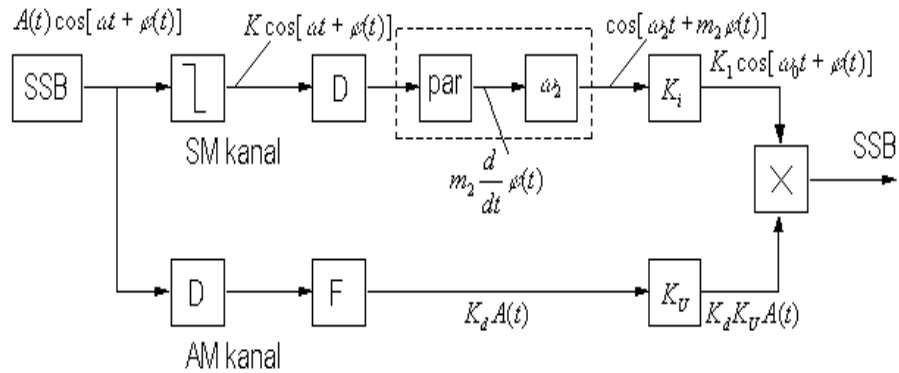
Siin formeeritakse ÜKM (SSB) signaal ikkagi trakti algosas, süntesaatori loomise eesmärk on võimendi kasuteguri tõstmine kvaliteeti halvendamata. Põhimõte tugineb ÜKM signaali kujutamisel koosnevana kahest - AM ja SM signaalist:

$$U_{+\Omega} = U_{+\Omega m} \cos(\omega + \Omega)t = U_m \frac{m}{2} \cos(\omega + \Omega)t = \underbrace{kU_m U_{\Omega}}_{AM} \underbrace{\cos(\omega + \Omega)t}_{SM}$$

Sellele vastavalt jagatakse ÜKM signaal kahte kanalisse - vastavalt signaali AM ja SM koostisosadele (joon. 4.3.6):

Joonis 4.3.6

SM signaal saadakse ÜKM signaali amplituudpiiramisel. See signaal antakse sagedusdetektorisse, mille väljundsignaal kontrollib pingega tüüritava ostsillaatori sagedust. See võimaldab valida suvalise, SSB signaali algsagedusest vahetult mittedõltnuva sageduse. Edasi signaal võimendatakse, võib ka kasutada sageduskordistit ning antakse lõppastmesse.

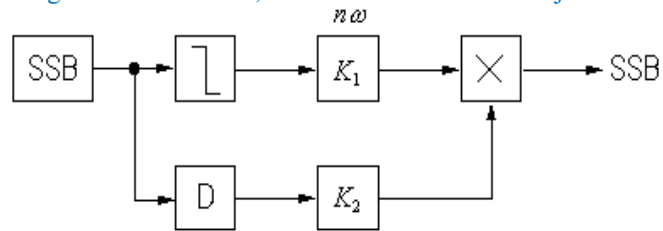


AM signal. AM trakti alguses on AM detektor, saadud väljundsignaal võimendatakse ning antakse lõppastme teisele sisendile.

Seni on tegemist olnud eelvõimendusega, seega suhteliselt väikeste võimsuskadudega. Ülemises SM traktis sai kasutada eelvõimendeid lõikenurkadega töörežiimis, seega kõrge kasuteguriga. Põhilised kaod saatjas on määratud teatavasti lõppastmega. Siin tuleb ÜKM signaali tagasisaamiseks omavahel korrutada AM ja SM signaaliosad. Seda tehakse näiteks kollektor- või anoodmodulaatoriga (AM modulaator on sisuliselt kahe signaali korruti). Kuna viimane töötab ülepingestatud töörežiimis, saamegi kõrge kasuteguri.

Sellisel süntesaatoril on vaja tagada mõlemite kanalite signaalide sünfassus, mis raskendab seadme väljahäällestust. Võib konstrueerida mõnevõrra lihtsama struktuuriga süntesaatori (joon. 4.3.7)

Siin puudub tüüritava sagedusega ostsillaatori sõlm, seega sisendsignaali ja väljundsignaali sageduste vahel on jäik seos (määratud sageduskordistite kordistuskordsustega).



Joonis 4.3.7

4.4. Nurk - e. faas ja sagedusmodulatsioon

4.4.1. FM ja SM võrdlus

Kuigi FM ja SM modulatsioone vaadeldakse tavaliselt eraldi, on nad omavahelises seoses faasi ja sageduse kui faasi tuletise kaudu:

$$i(t) = I_m \cos \psi(t) \quad \omega(t) = \frac{d}{dt} \psi(t)$$

Vaatleme järgnevalt paralleelselt mõlemite modulatsioonide põhiseoseid; võttes tüüripingeks $U_\Omega = U_m \cos \Omega t$:

FM	SM
Lähtume faasist (üldistatud faas)	Lähtume sagedusest
$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$	$\omega(t) = \omega_0 + \omega_M(t)$

Tüürime: $\varphi(t) = kU_m \cos \Omega t$	$\omega_M(t) = kU_m \cos \Omega t$
Saame: $\psi(t) = \omega_0 t + kU_m \cos \Omega t$	$\omega(t) = \omega_0 + kU_m \cos \Omega t$
Üldistatud faas:	$\psi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \frac{kU_m}{\Omega} \sin \Omega t$
Võrdleme: $\psi(t) = \omega_0 t + M_F \cos \Omega t$	$\psi(t) = \omega_0 t + M_S \sin \Omega t$
Kus $M_F = kU_m = D_\varphi$	$M_S = \frac{kU_m}{\Omega} = \frac{D\omega}{\Omega}$
M_F -faasi deviatsioon	M_S -sageduse deviatsioon jagatud ülekantava signaali sagedusele.

Me näeme, et üldistatud faaside ajasõltuvused on sarnased, erinevus on vaid modulatsiooniindeksis M ja selles, et ühel juhul saame kosinuisoidaalse teisel juhul sinussoidaalse sõltuvuse. Modulatsiooni indeksid määratakse faasmodulatsioonil kui faasi deviatsioon, sagedusmodulatsioonil aga kui sageduse deviatsioon jagatud ülekantavale sagedusele.

Tingituna neist eripäradest on raadiokanalites nendel modulatsioonidel ka erinevad omadused. Nad erinevad häirekindluse, ribalaiuse, tehnilise teostuse keerukuse jt omaduste poolest. Enamik neist omadustest kuuluvad süsteemitehnika (raadiokanali: raadiosaatja + vastuvõtja trakti) omaduste juurde.

Saatjate (ka vastuvõtjate) seisukohalt on eelkõige oluline ribalaiuse küsimus. Vaatleme seda. Nurkmoduleeritud signaali ribalaius, mis on teoreetiliselt lõpmatu laiusaga, on praktiliste tulemuste heaks aproksimeeritav järgmise valemiga

Parameeter p sõltub sellest, kui suure signaali energia me arvame ribalaiuse sisse, kui suure osa aga jätame sellest välja. Nii jättes välja energiast

$$10\% \Rightarrow p = 1.07M + 2;$$

$$5\% \Rightarrow p = 1.1M + 2.5;$$

$$1\% \Rightarrow p = 1.25M + 3.$$

Nüüd saame ribalaiusteks siis (näiteks 1% variandil) järgmised seosed

$$\text{FM: } \Delta f = 2(1.25 \cdot k \cdot U_m + 3)\Omega = 2,5kU_m\Omega + 6\Omega$$

$$\text{SM: } \Delta f = 2\left(1.25 \cdot k \cdot \frac{kU_m}{\Omega} + 3\right)\Omega = 2,5kU_m + 6\Omega$$

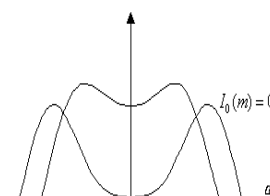
Siit nähtub, et SM signaali ribalaius on vähem sõltuv ülekantava signaali sagedusribast (selle signaali sagedusest), kui FM signaalil. See on üks põhjustest, mistõttu ringhäälingus on eelistatud SM signaali. Kui RH tuli jutu, siis veel üheks põhjuseks SM eelistamisel on eeldatavasti SM vastuvõtja lihtsus võrreldes FM vv-jaga, kuna pole vajadust sünkroniseeritud kandevlaine taastamiseks FM info detekteerimiseks (eriti kui arvestada standardi kehtestusaega, kus mikroskeemitehnika oli tundmatu ning faas-lukk süsteemid nende baasil samuti).

Nurkmodulatsiooni saatjate omapära teiste saatjatüüpide ees avalduvad järgmistes nähtustes:

A. Modulatsiooniindeksi kordistus. Modulatsiooniindeks sageduse kordistamise korral avaldub:

$$i(t) = I_{1m} \cos \psi(t) + I_{2m} \cos 2\psi(t) + I_{3m} \cos 3\psi(t) + \dots + I_{nm} \cos n\psi(t).$$

Eraldame n -nda harmoonilise:



$$i(t) = I_{nm} \cos n\psi(t) = I_{nm} \cos(n\omega_0 t + nM \cos \Omega t).$$

B. Kandevsagedus. Teatud modulatsioonisituatsioonides võib signaalil puududa kandevsagedus (joon. 4.4.1).

Joonis 4.4.1

4.4.2. FM ja SM kvaliteet

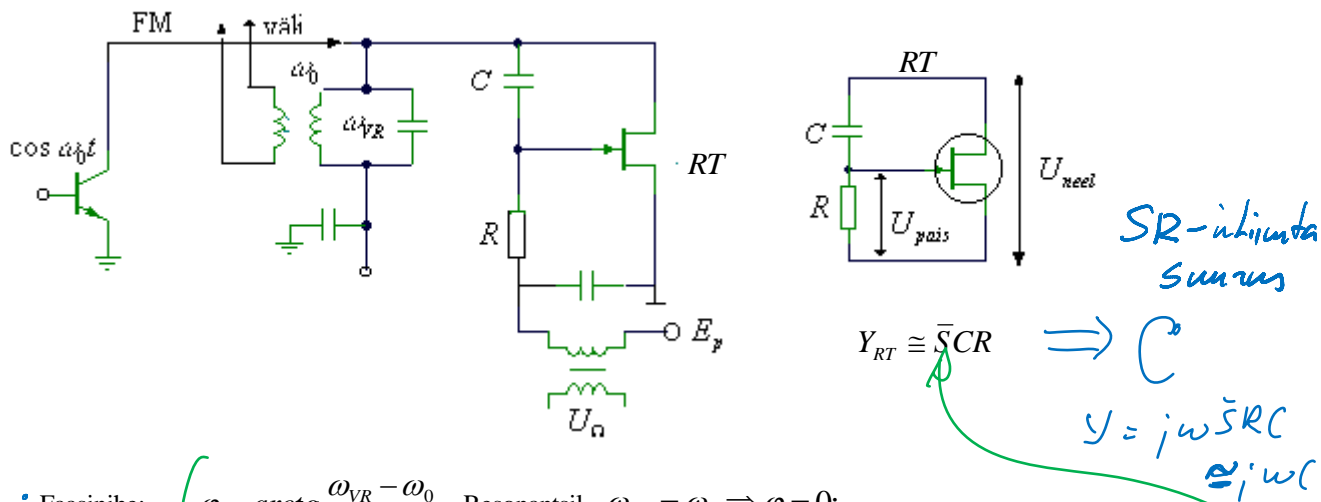
Modulatsiooni kvaliteet on määratud järgmiste karakteristikutega:

	FM	SM
Staatiline modulatsioonikarakteristik:	$\varphi = f(E_M)$	$\omega = f(E_M)$
Dünaamiline modulatsioonikarakteristik:	$M_F = D\varphi = f(U_{\Omega m})$	$D_\omega = f(U_{\Omega m})$
Modulatsiooni sageduskarakteristik:	$M_F = f(\Omega)$	$D_\omega = f(\Omega)$

4.4.3. Faasmodulaatorite tüübid

A. FM võnkeringiga

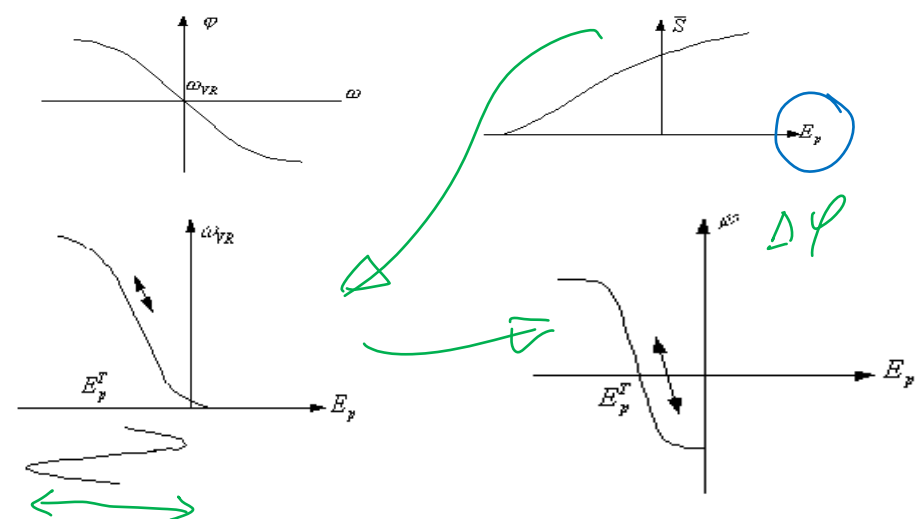
Joonisel 4.4.2. toodud modulaator sisaldab fikseeritud sagedusega (kandevlaine) ostsillaatorit, mille koormuseks on algselt sellele sagedusele häälestatud võnkering. Võnkeringiga on seotud



VR: Faasinihe: $\varphi = \arctg \frac{\omega_{VR} - \omega_0}{\omega_{VR}}$. Resonantsil $\omega_{VR} = \omega_0 \Rightarrow \varphi = 0$;

Joonis 4.4.2

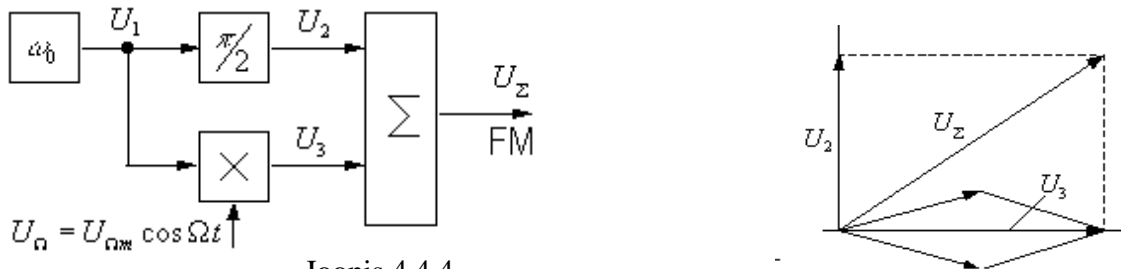
reaktiivtransistor RT, mille reaktiivsus (indutseeritav L või C) muutub vastavalt ülekantava (madalsagedus) signaali amplituudile. Sellega saavutatakse VR resonantssageduse muutus, mis kajastub ostsillaatori signaali faasi muutusena. Nii saamegi FM signaali. Reaktiivtransistori tööd vaatleme mõnevõrra hiljem. Siin aga (joon. 4.4.3) kujutame veel staatilise modulatsioonikarakteristiku kujunemist lähtuvalt võnkeringi resonantskarakteristikust ja reaktiivtransistori mõjust resonantssagedusele:



Joonis 4.4.3

B. FM kvadratuurse balanssmodulaatoriga

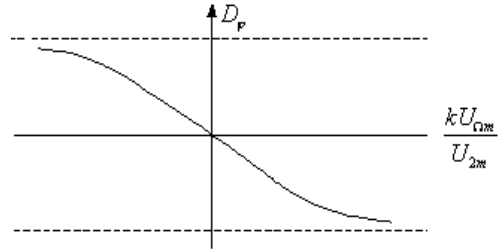
AM balanssmodulaator on sümmeetriline AM (näiteks sildülituses diodidega), mille väljundis kande signaal puudub. Vastav struktuurskeem on toodud joonisel 4.4.4.



Joonis 4.4.4
Sellise modulaatori tööd iseloomustab järgmine vektordiagramm

Siin on näha, et horisontaalse vektori pikkus sõltub AM sügavusest. Selle vektori pikkuse muutus kajastub aga summaatori väljundsignaali faasimuutusena. Nii saamegi FM signaali.

$$\varphi = -\arctg \frac{U_{3m}}{U_{2m}} = -\arctg \frac{kU_{\Omega m} \cos \Omega t}{U_{2m}}$$

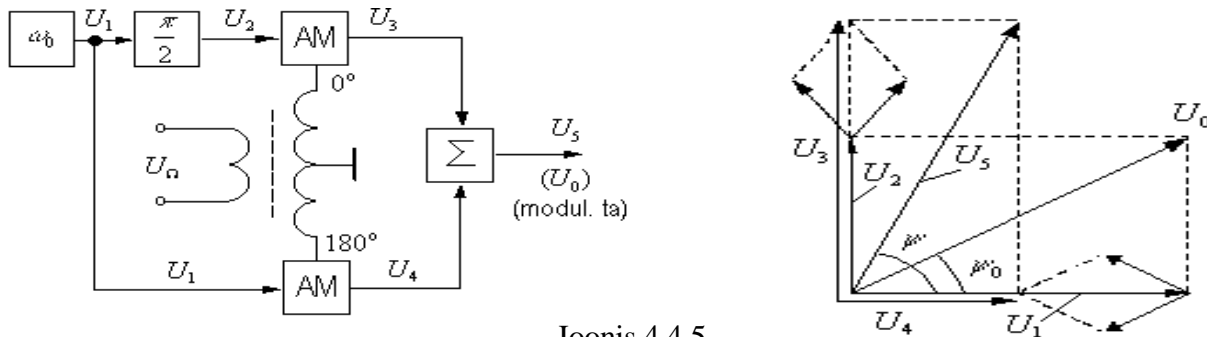


Lisaks aga faasimuutusele muutub ka väljundsignaali amplituud, saame kaasneva amplituudmodulatsiooni. Selle suuruse saame leida järgnevalt:

$$KAM = \frac{U_{2m} - U_{3m}}{U_{2m}} = \frac{U_{2m} \cos \varphi_{\max} - U_{2m}}{U_{2m}} = \frac{1}{\cos \varphi_{\max}} - 1.$$

C. Faasmodulaator kahe kvadratuurse AM- ga

Joonisel 4.4.5 toodud modulaatoril antakse: amplituudmodulaatorite tüürpinge 180 kraadise



Joonis 4.4.5

faasierinevusega, kandevlaine aga 90 kraadise faasierinevusega. See kajastub ka kõrvaltoodud vektordiagrammil, kus on näha 90 kraadine kandevsignaalide faasinihe ning 180 kraadise faasierinevuse mõju AM signaali külgriba vektoritele. Osutub, et viimasest tingituna saadakse ühel juhul külgribade liitumine kandevlaine vektoriga, teisel juhul aga lahutumine. Seega modulatsioonisügavuse suurenemisel ühe AM signaali vektor pikeneb, teisel samavõrra lüheneb. See kajastub mõlema AM signaali summeerimisel saadud väljundsignaali faasimuutusena esialgse, moduleerimata olukorras saadud faasiga (vektorite pikkused on võrdsed, seega summa vektori algfaasinihe on 45 kraadi). Olukorda selgitavad ka järgmised valemid:

$$\psi = \arctg \frac{U_3}{U_4} = \arctg \frac{U_2(1+m \cos \Omega t)}{U_1(1-m \cos \Omega t)}; \quad \varphi = \arctg \frac{1+m \cos \Omega t}{1-m \cos \Omega t} - \frac{\pi}{4}$$

$$D\varphi_{\max} = \arctg \frac{1+m}{1-m} - \frac{\pi}{4}$$

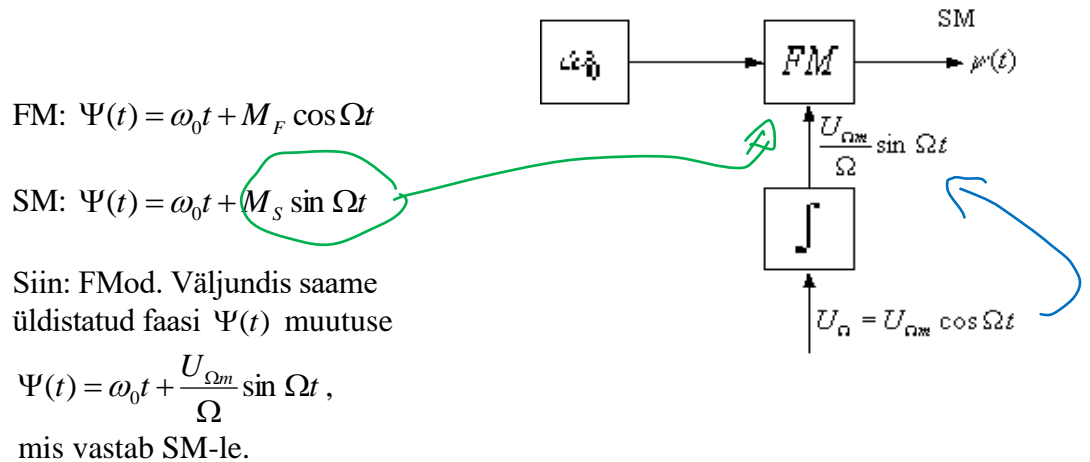
Kaasnev AM seejuures avaldub summavektori amplituudimuutuses, olles

$$\begin{aligned} KAM &= \frac{|U_s| - |U_o|}{|U_o|} = \frac{\sqrt{U_3^2 + U_4^2} - U_1\sqrt{2}}{U_1\sqrt{2}} = \\ &= \frac{U_1^2(1+m)^2 + U_1^2(1-m) - \sqrt{2}U_1}{\sqrt{2}U_1} = \\ &= \frac{U_1^2\sqrt{2+2m^2} - \sqrt{2}U_1}{\sqrt{2}U_1} = \sqrt{m^2+1} - 1 \end{aligned}$$

4.4.4. Sagedusmodulaatorite tüübid

4.4.4.1. Kaudne SM

Siin (joon. 4.4.6) saadakse sagedusmodulatsioon kaudsel teel, faasmoduleerimise kaudu. Põhimõte tugineb faas- ja sagedusmodulatsiooni omavahelisele vahekorrale



Joonis 4.4.6

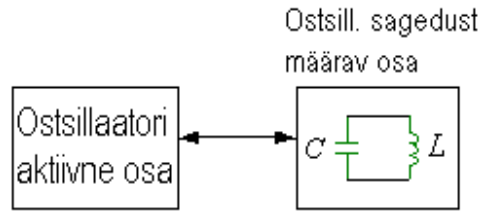
Kaudse SM eeliseks on tööpõhimõte fikseritud sagedusega juhtostsillaatoriga. See võimaldab saavutada kõrget sagedusstabiilsust - kuna ostsillaatorina saab kasutada kvartsostsillaatorit.

4.4.4.2. Otsene SM

Vaatleme otsest sagedusmoduleerimist (joon. 4.4.7). Selles on vaja ostsillaator, mille töösagedust tüüritakse välise signaali - moduleeriva signaali abil. Kujutame olukorda ette järgmiselt:

On olemas ostsillaator, mille võnkeringi resonantssagedust tüüritakse välise signaali "e" (pinge, vool) kaudu.

Saavutamaks lineaarset modulatsiooni, peab sagedus muutuma lineaarselt tüürsignaali amplituudi suhtes. Arvestades tüürsignaali juures veel proportsionaalsustegurit "k", saame kirjutada



Joonis 4.4.7

$$\omega_{res} \approx \omega_{gen} = \omega; \quad \omega = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + ke; \quad \omega = \omega_0 + ke = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow (\omega_0 + ke)^2 = \frac{1}{LC}$$

Avaldame siit, millise seaduspärasusega peaks muutuma näiteks kondensaatori mahtuvus, tagamaks lineaarset võnkeringi resonantssageduse muutust (teatavasti resonantssagedus ei sõltu lineaarselt kondensaatori (induktiivsuse) suuruselt).

$$C = \frac{1}{L(\omega_0 + ke)^2} = \frac{1}{L\omega_0^2(1 + ke/\omega_0)^2}. \quad \text{Asendades } \omega_0^2 = \frac{1}{LC_0} \Rightarrow$$

$$C = \frac{LC_0}{L} \frac{1}{(1 + ke/\omega_0)^2} = \frac{C_0}{1 + 2ke/\omega_0 + (ke/\omega_0)^2}; \quad ke = \Delta\omega.$$

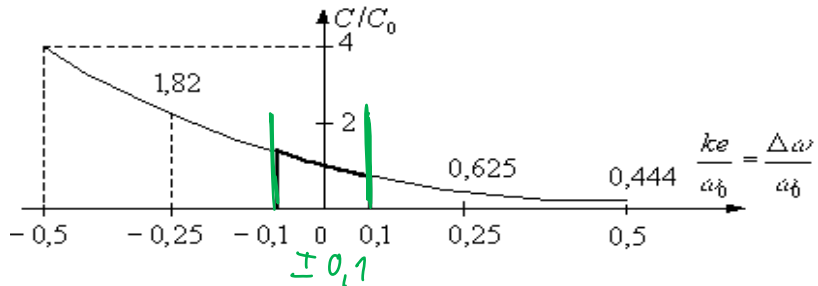
Analoogse seose saame ka induktiivsuse muutuse seaduspärasuse kohta. Joonisel 4.4.8

$$L = \frac{L_0}{(1 + ke/\omega_0)^2}$$

kujutame saadud tulemust graafiliselt:

Joonis 4.4.8

Tähendame seejuures, et saadud graafikut saame sageduse väikestel ($\pm 0,1$) muutustel



aprosimeerida sirglõiguga (lineaarse seaduspärasusega), kusjuures tekkiv viga on alla 1%. See tähendab, et sellistel sageduse suhtelistel muutustel võime ülaltoodud avaldistest jätta välja ruutliikme, saades lineaarse modulatsiooni tagamiseks vajalikud seaduspärasused kujudes:

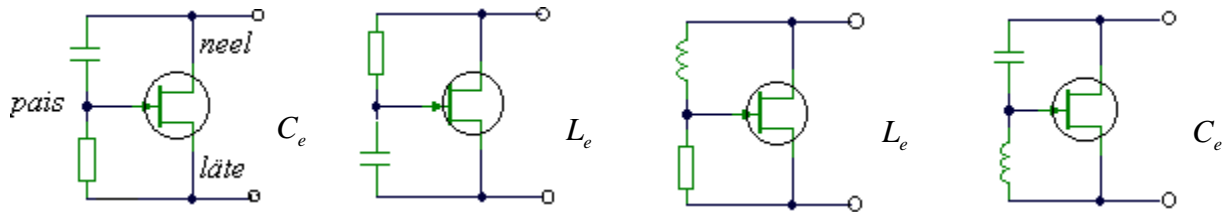
$$C \approx \frac{C_0}{1 + \frac{2ke}{\omega_0}}; \quad L \approx \frac{L_0}{1 + \frac{2ke}{\omega_0}} \quad \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \leq \pm 0,1.$$

Edasi tuleks uurida, millised elektriliselt või elektrooniliselt tüüritavad elemendid vastaksid nendele seaduspärasustele.

4.4.4.3. Muudetavad võnkeringi elemendid

Reaktiivtransistorid. Vaatleme kõigepealt reaktiivtransistore (ajaloolises mõttes reaktiivlampide järeltulijad). Efektivemaks tööks on vajalik suur AE sisendtakistus, seega on

mõistlik kasutada väljatransistore. Joonisel 4.4.9 toodud neli lülitust indutseerivad tüürpinge rütmis muutuvat



Joonis 4.4.9

kas mahtuvust või induktiivsust. Vaatame kõigepealt esimese lülituse tööd. Siin indutseeritakse juhtivus, mis avaldub

$$Y_e = \bar{S}R \frac{1}{R + 1/j\omega C} \approx j\omega \bar{S}RC = j\omega C_e$$

Nagu näha, indutseerub juhtivus mahtuvusliku iseloomuga (mahtuvus). See on võrdeline AE keskmise tõusuga

$$C_e = \bar{S}RC$$

Et saada kätte mahtuvuse sõltuvus tüürpingest, leiame keskmise tõusu sõltuvuse sellest. Avaldame kõigepealt ruutpolünoomi abil neeluvoolu sõltuvuse AE sisendpingest

$$i_n = a_0 + a_1 U_{pl} + a_2 U_{pl}^2; U_{pl} = E_p + U_{pm} \cos \omega t$$

siit aga leiame voolu esimese harmoonilise $I_{n1m} = a_{pbn} + 2a_2 E_p$

Kuna keskmine tõus avaldub $\bar{S} = \frac{I_{n1m}}{U_{pm}}$; saame keskmise tõusu avaldiseks $\bar{S} = a_1 + 2E_p$

Nüüd leiame siis indutseeritava mahtuvuse

$$C_e = RC(a_1 + 2a_2 E_p) = a_1 RC(1 + 2 \frac{a_2}{a_1} E_p) = C_0(1 + 2 \frac{a_2}{a_1} E_p)$$

Võib näha, et saadud mahtuvuse muutumise seaduspärasus ei vasta lineaarse modulatsiooni saamise seaduspärasusele.

Teises lülituses indutseeritakse induktiivsust: $L_e = \frac{RC}{\bar{S}}$

Siit saame järgmised seosed $\bar{S} = a_1 + 2a_2 E_p$

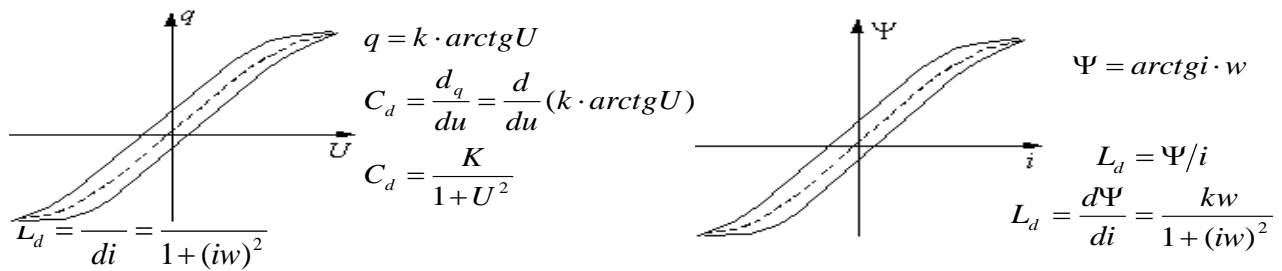
$$L_e = \frac{RC}{a_1 + 2a_2 E_p} = \frac{RC}{a_1} \frac{1}{1 + \frac{2a_2}{a_1} E_p} = \frac{L_0}{1 + 2 \frac{a_2}{a_1} E_p}$$

Võib näha, et see variant annab lineaarse sagedusmodulatsiooni.

Nii võib analüüsida ka kaks ülejäänud varianti ja näha, at üks neist (olgu see koduseks ülesandeks, kumb) annab samuti lineaarse modulatsiooni. Paraku on reaktiivtransistorid ainsad, mis lineaarse modulatsiooni seaduspärasusele vastavad.

Varikapp: aproksimeeritakse mahtuvuse muutust $C = \frac{C_0}{\sqrt{U - U_0}}$ mis ei vasta vajalikule;

Varikond: Saadav seaduspärasus (joon. 4.4.9) ei vasta samuti lineaarsele modulatsioonile



Joonis 4.4.9

Elmagneetimisega ferromagnetilise südamikuga drossel. Drossel (vt. joon. 4.4.9) ei anna samuti lineaarset sagedusmodulatsiooni.

Kõigi viimativaadeldud elementide juures jääb ainsaks võtteks tagamaks lineaarset sagedusmodulatsiooni - viia sisse tüürsignaali amplituudi eelmoonutused sellise mittelineaarse seaduspärasusega, mis kompenseeriks moduleerimisel tekkiva mittelineaarsuse.

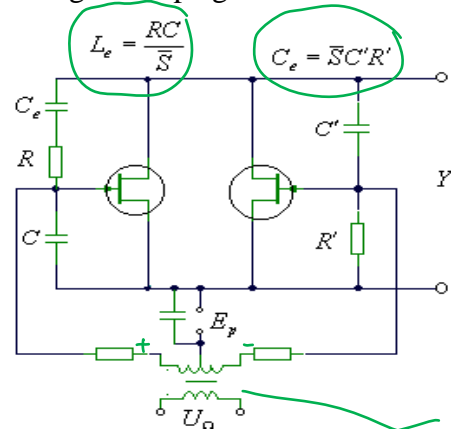
4.4.4.4. SM saatja kesksageduse stabiliseerimine

Otsesel sagedusmodulatsioonil on probleemiks kesksageduse paigalhoidmine. Lihtsaim variant oleks ka siin kasutada moduleeritavat kvartsostsillaatorit, kuid kvartsostsillaatori sagedusliku moduleerimise võimalused on väga piiratud; kõne alla tuleb vaid suhteliselt kitsaribaline modulatsioon. Kasutades aga ergutina LC ostsillaatorit, on vaja tagada selle parameetrite kõrge stabiilsus. Samas on võimalik täiendavate skeemitehniliste võtetega vähendada kesksageduse ebastabiilsust.

Joonis

4.4.10

A. Reaktiivtransistoride kompensatsioonilülitus annab võimaluse kompenseerida välistingimuste muutustest tingitud sageduse kõrvalekallet. Vaatleme skeemi - kaksklemmi, kus indutseeritakse nii mahtuvus kui induktiivsus (joon.4.4.10). Mõlemad alluvad nii välistingimuste muutustest tingitud parasiitmõjutustele kui ka tüürsignaalist tingitud muutustele. Vaatleme neid eraldi:



hääred muutused

Accessis

tüürsignaal vastu faasis

$$Y = j\omega C_e + \frac{1}{j\omega L_e}$$

Kasulik $\Delta \bar{S}'_{\Omega} = -\Delta \bar{S}'_{\Omega}$; Parasiitne $\Delta \bar{S}'_p = \Delta \bar{S}'_p$ (tüürsignaal $Y = j\omega \bar{S}' R' C' + \frac{1}{j\omega \bar{R} C}$ vastasfaasis) (välismõjud faasis).

Kasulik juhtivuse muutus:

$$\Delta Y_{\Omega} = j\omega \Delta \bar{S}'_{\Omega} R' C' + \frac{\Delta \bar{S}'_{\Omega}}{j\omega C R} = j\Delta \bar{S}'_{\Omega} \left(\omega R' C' + \frac{1}{\omega R C} \right)$$

Parasiitne juhtivuse muutus:

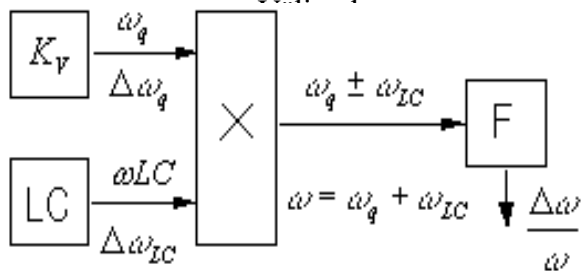
$$\Delta Y_p = j\omega \Delta \bar{S}'_p R' C' + \frac{-\Delta \bar{S}'_p}{j\omega C R} = j\Delta \bar{S}'_p \left(\omega R' C' - \frac{1}{\omega R C} \right) \Rightarrow 0$$

Nii saame, et mõlemi reaktiivtransistori kasulikud juhtivuse muutused liituvad, parasiitmütused aga lahutuvad.

Tagamaks $\omega R' C' = \frac{1}{\omega R C}$ saame täieliku välismõjutuste kompensatsiooni.

B. Interpolatsioonereuti

Siin (joon. 4.4.11) on kasutusel kaks ostsillaatorit - kõrgemasageduslikum kvartsostsillaator ning madalama sagedusega, pingega tüüritav (moduleeritav) ostsillaator. Tähistame joonisel vastavad sagedused ning nende sageduste ebastabiilsused - kvartsostsillaatori sagedusmuudu ning LC ostsillaatori kesksageduse muudu.



$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta\omega_q + \Delta\omega_{LC}}{\omega_q + \omega_{LC}} \approx \frac{\Delta\omega_{LC}}{\omega_q + \omega_{LC}} = \frac{\Delta\omega_{LC}}{\omega_{LC} \left(1 + \frac{\omega_q}{\omega_{LC}}\right)} = \frac{\omega_{LC}}{1 + \frac{\omega_q}{\omega_{LC}}}$$

Eeldus: $\Delta\omega_q \ll \Delta\omega_{LC}$

Joonis 4.4.11

Joonise kõrval toodud tuletuskäigust ilmneb, et esialgne LC ostsillaatori kesksageduse ebastabiilsus on interpolatsioonerguti väljundsignaalis vähenenud ca sama palju kordi, kui palju on kvartsostsillaatori sagedus LC ostsillaatori sagedusest kõrgem. Tõepoolest, kui näiteks LC ostsillaatori sagedus on 1MHz, kvartsitud sagedus aga 100 MHz, oleme saanud väljundis 101 kordse sagedusstabiilsuse kasvu. Kahjuks on aga siin omad piirid - ülaltoodud seos kehtib siis, kui LC ostsillaatori kesksageduse muut on palju väiksem kvartsitud ostsillaatori sageduse muudust (vt võrratust $\Delta\omega_q \ll \Delta\omega_{LC}$). Kui aga nad muutuvad oma absoluutväärtustelt võrreldavateks (see moment saabub kvartsostsillaatori sageduse järkjärgulise tõstmisega, kus lõpuks $\Delta\omega_q = \Delta\omega_{LC}$), toodud tuletuskäik enam ei kehti.

C. Automaatreguleerimissüsteemide kasutamine on samuti üks võimalus tõsta saatja kesksageduse stabiilsust. Siin jällegi võrreldakse LC ostsillaatori sagedust vahetult või kaudselt (läbi sagedusjagaja näiteks) etteantava kvartsitud ostsillaatori sagedusega (jälle kas otseselt või kaudselt). Võrdlusel kasutatakse tavaliselt faasdetektorit (faas-lukk süsteeme); et võrdlus ei reageeriks LC ostsillaatori moduleerimisel saadavate kiirete sagedusmuutustele kasutatakse süsteemis (tavaliselt faasdetektorit väljundis) inertsiaalahelaid (kitsaribalist madalpääsfiltrit). Analoogete põhimõtteid vaatlesime sagedussüntesaatorite juures. Siinkohal piirdume ühe näite illustreerimisega; selle skeemi omaduste täpsem analüüs kuulub aga automaatreguleerimis (control) -süsteemide valdkonda.

4. 5. Laiaribaline modulatsioon

Ülalvaadeldud modulatsiooniviisid moodustavad algtõed moduleermise viisidest; tänapäeval kasutatakse nendele viisidele tuginevaid keerukamaid, erinevate omavaheliste kombinatsioonidega (näiteks üheaegne faas – ja amplituudmodulatsioon) modulatsioone. **Laiaribaliseks ehk siis laiali laotatud spektriga ehk siis hajus- või hajaspektriga signaaliks nimetatakse signaali, mille ribalaius**

on suurem kui lähtesignaali ribalaius.

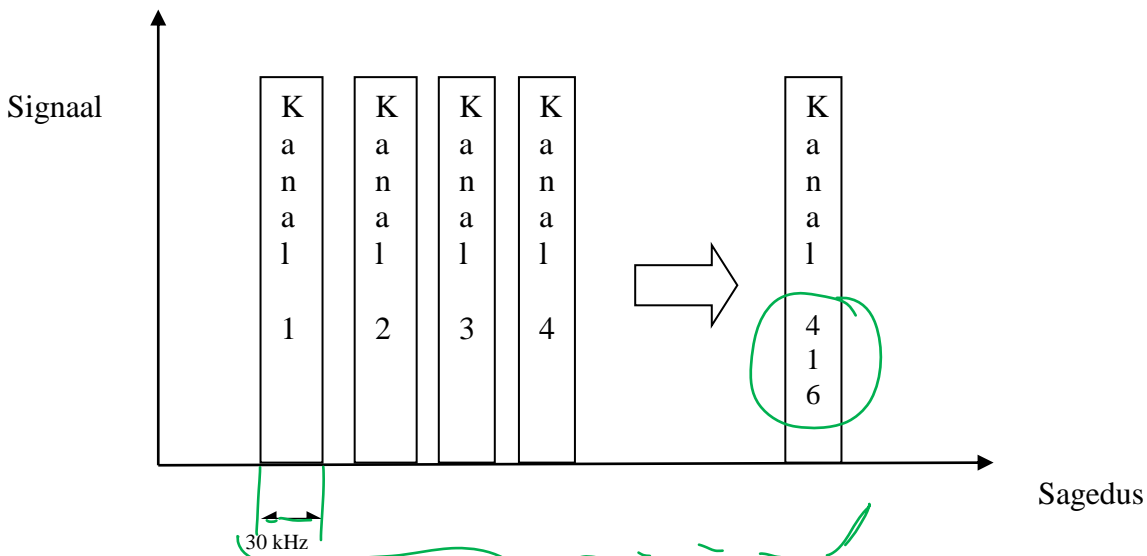
4.5.1. Erinevad lähenemised raadiokanalite eraldamiseks ja läbilaskevõime suurendamiseks.

Siin on üldiselt 2 põhimõtet infovoogude jagamiseks ühes ülekandekanaalis:

- Signaalide multipleksimise põhimõte. Nii jagatakse kanali erinevad osad erinevate infovoogude vahel ära; vastavat jagamist juhitakse (kontrollitakse) nii saate – kui ka vastuvõtu poolel süsteemi kontrolleri poolt teatud tunnuste järgi.
- „Multiple access schemes“ jagab kontrolleri kanalid infovoogude vahel vastavalt jooksvatele vajadustele ja võimalustele. Kontrolleri annab tarbijale teada – millist osa saab parajasti kasutada .

4.5.1.1. Sageduslik eralduspõhimõte (FDMA)¹

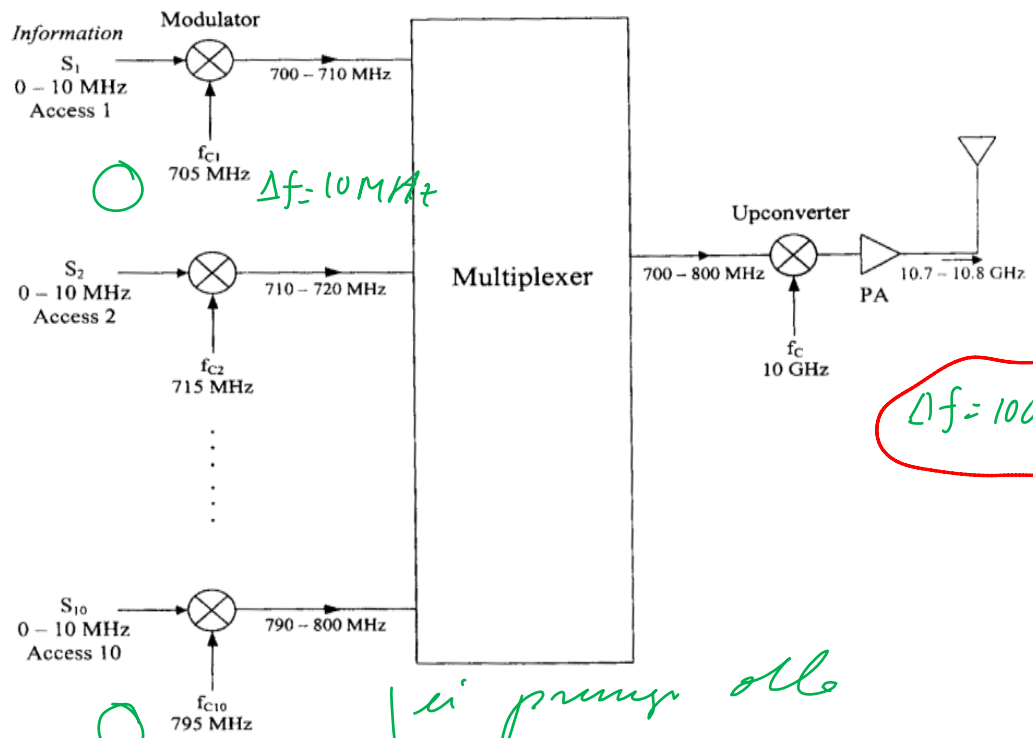
Vaatleme mobiilside näitel sidekanalite sageduslikku eraldusvõimalust



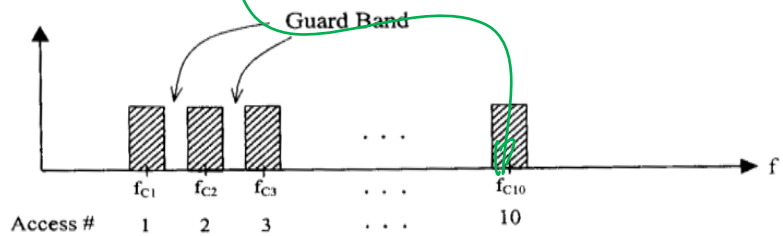
Ülal on kujutatud 12,5 MHz sagedusdiapasooni sageduslike 30 kHz kaupa eraldamisega, saades niiviisi 416 eraldi kanalit. See oleks üks lihtsamaid n.ö. eetri interface mooduseid. Nii saadakse võimalus üheaegseks sideks 416-l kanalil.

¹ Frequency Division Multiple Access

Kõrval on toodud 10 kanali praktilise eraldamise näide 100MHz laiusega sagedusribas.



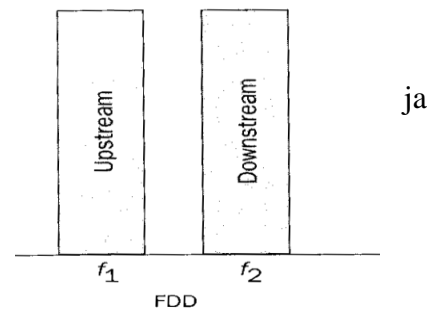
Algses mobiilsideks selleks piisas... kuid kuidas saaks kanalite arvu veelgi suurendada – ja parandada ka ühtlasi kindlust häirete vastu – mis hõlmaks näiteks mõnda nendest kanalitest. Siin tulevad appi digitaalsed lahendused



Kanalite kasutus otsustatakse

4.5.1.1.1. Dupleksne sageduslik eraldamine FDD

Sagedusliku eraldamise erijuhus. FDD leiab kasutamist üles- allalaaditavate infovoogude edastamisel, eriti satelliitsides.

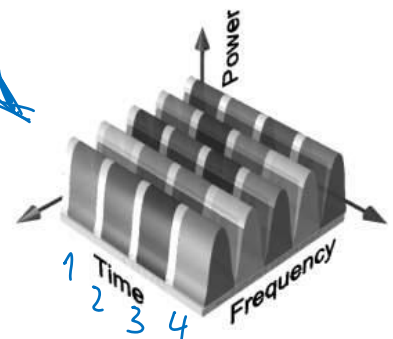
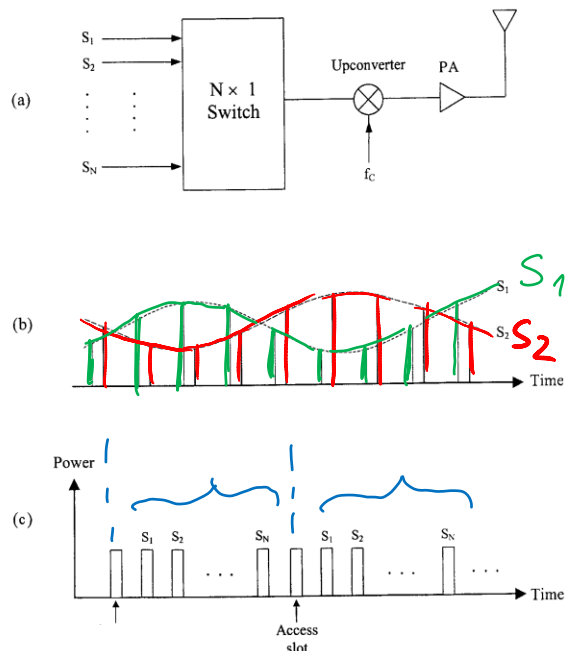
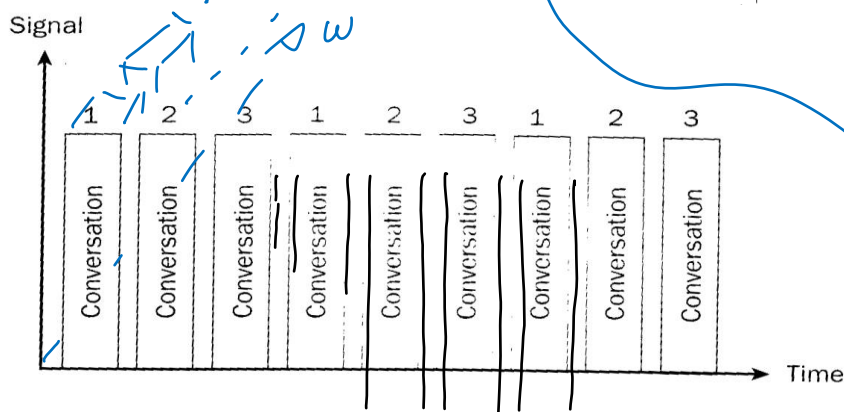


4.5.1.2. Ajaline eralduspõhimõte (TDMA)²

Signaali ülekande ajalise jaotuse ja realiseerimise põhimõte on toodud kõrval oleval joonisel. Nii kantakse üksteisest sõltumatult edasi N arv signaale.

Samas võib seda põhimõtet kasutada koos signaalide sagedusliku eraldamisega, kus igal sagedusel pannakse käima ka ajaline signaalide eraldus. Nii näiteks jagatakse seesama ülalvaadeldud 30 kHz-ne alamdiapasoon erinevates ajalõikudeks alloleval joonisel - näiteks kolmeks, kõrvaloleval - neljaks.

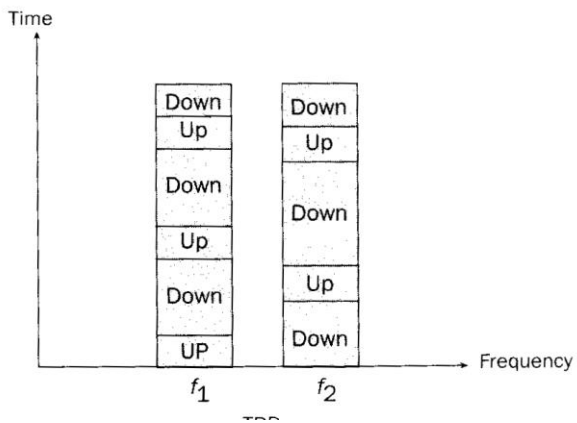
(vt ka joon 11.2 Nassar)



Sellega saavutatakse siis ka kolmekordne (neljakordne) kanalite arvu suurenemine.

4.5.1.2.1. Ajaline dupleks-eralduspõhimõte

See on siis erijuhus, kus lisaks varemvaadeldud sageduslikule eraldamisele kasutatakse ka **ajalist eraldust** – üles-alla linkides. Nii saadakse efektiivsem, sagedusribasi paremini kasutatav süsteem – mis tegutseb vastavalt üles-alla laadimisetappide mahtudele. Sest üldjuhul ei pruugi need olla võrdsed.



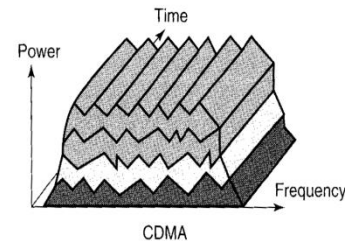
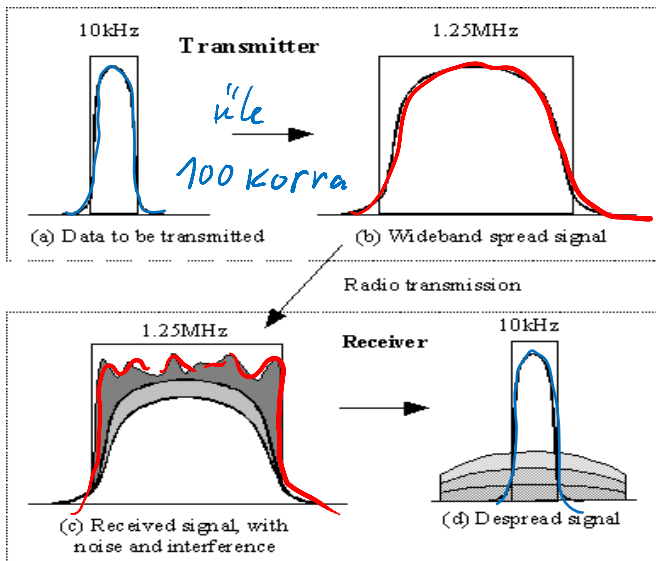
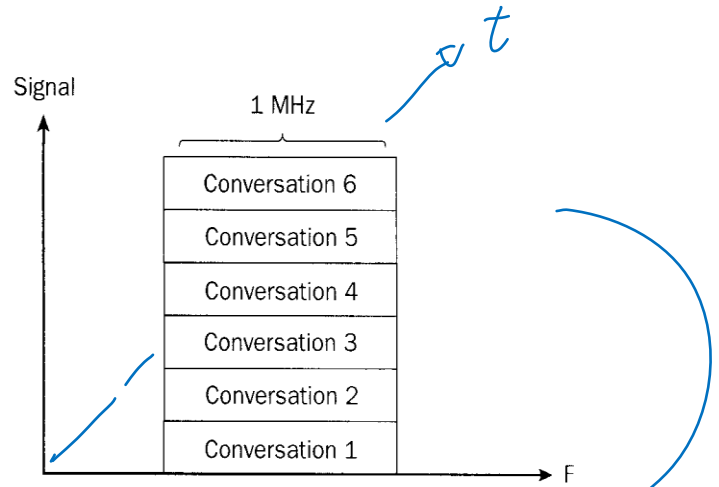
² Time Division Multiple Access

4.5.1.3. Koodidega eralduspõhimõte (CDMA)³

Järgmiseks sammuks kanalite arvu suurendamisel – ja ka häirekindluse tõstmisel on kanalite jagamine erinevate koodide abil (joonis kõrval).

Seega signaalid võivad olla:

- ühesugustel sagedustel,
- samas ajavahemikus –
- kuid on üksteisest eraldatavad erinevate koodidega. Siin kasutatakse inglise keelest saaduna nn spread spectrum mõistet – mille eestikeelne vaste võiks olla **haja- või hajuspekter**. Tegemist on siis laiaribalise modulatsiooniga, mille üldine põhimõte signaalide ülekandmisel seletub järgmiselt:



Näeme, et kui vastuvõtu poolel on signaali spekter (teadaoleva koodi abil) tagasi koondatud – jäävad müra ja häirete nivood endiselt laiaribalisteks (need ei kodeeru lahti nagu signaal) – mistõttu ka nende amplituud jääb signaali amplituudiga võrrelduna väikeseks.

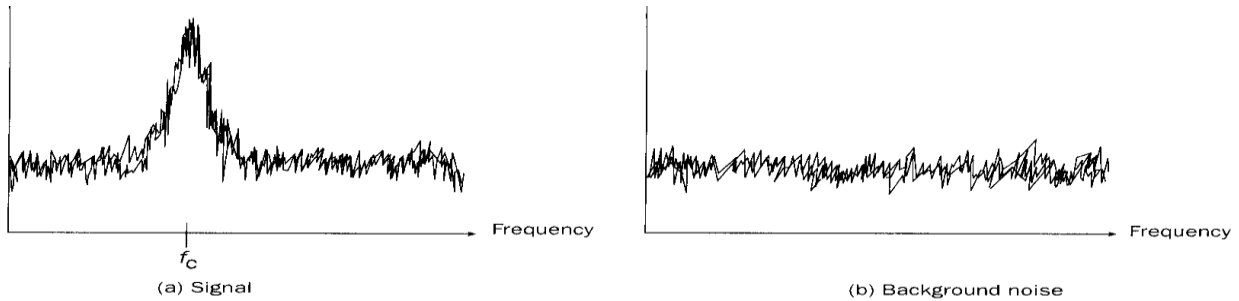
4.5.2. Laiaribaline modulatsioon. Hajuspekter

Järgnevalt vaatleme konkreetsemalt, kuidas selline hajuspekter siis saadakse

4.5.2.1. Signaali ja müra spektrid

Vaatleme tüüpilisi signaali ja müra spektripilte (joonis järgneb).

³ Code Division Multiple Access



Tavaline digitaalsignaal on kitsaribaline (näiteks 30 kHz ribalaiusega, 900MHz kandevasagedusega näiteks), müra aga laiaribaline.

Hajaspektri määrang on analoogne postiaadressi trükkimisega edasikantavale signaalile. Selleks aadressiks on kindel kood – ja teades vastuvõtu poolel seda koodi – saamegi signaali kätte n.ö. õigel aadressil.

— seega juba ammu.....

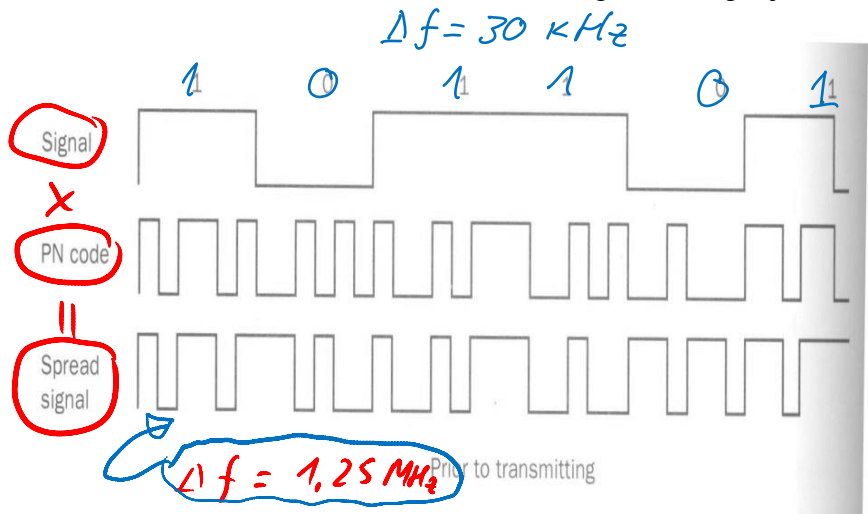
Esimesena kasutati spektri laialilaotamist II maailmasõja ajal – kui püüti vältida vaenlase poolt signaali avastamist ja segamist. Praegusel ajal on see kasutusele eesmärgiga saada odavamaid ja kindlamaid sidekanaleid - nii riigikaitsele kui ka puht ärilistel eesmärkidel.

4.5.2.2. Signaali spektri laialilaotamine hajapektri (hajusspektri)

Teatavasti on üks laiaribalise signaali näide – valge müra. Kuna selline müra on juhuslike protsesside tulem, siis sellise kujuga signaali identifitseerimisel vastuvõtu poolel - kipub ka juhuslikkuse moment sisse tulema. Seetõttu sidetehniks kasutatakse pseudomüra (PN)⁴ – mille spekter on ka laiaribaline, kuid signaal ise on determineeritud (saatepoolel teadaoleva koodiga paika pandud ja seetõttu vastuvõtu poolel identifitseeritav). Siin ei kasutata sageduslikuks eraldamiseks kitsaribalisi kanaleid ega ka ajalist eraldust.

Kokkuvõttes saadakse hajuspekter kitsaribalise signaali (infokandja) korrutamisel laiaribalise (kindla koodiga) pseudomüraga. Iga ülekantav signaal kantakse üle üheaegselt, kuid erinevate PN koodidega. Vastuvõtu poolel, ainult neid koode teades – saadakse need signaalid algkujul kätte.

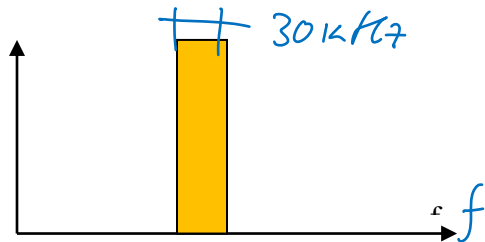
Vaatleme kõrvalolevat joonist. Siin on tegemist ülekantava signaaliga (101101), mis oma olemuselt on kitsaribaline (30 kHz). See korrutatakse kodeeritud (determineeritud saatja poolel) laiaribalise pseudomüra (PN) signaaliga – laotades niiviisi algse kitsaribalise signaali spektri tunduvalt laiemaks (näiteks 1,25 MHz). Tekkiv signaal on samuti laiaribaline - sest



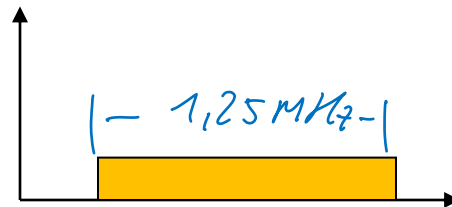
⁴ Pseudo Noise

korruptuse tulemina saadakse lõppkokkuvõttes ka pseodomüra – mis aga sisaldab informatsiooni algse signaali kohta.

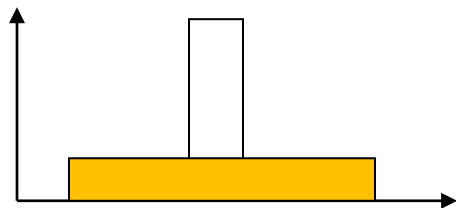
Nii on algne 30 kHz ribalaiusega signaal kujuteldav kui püstine ristkülik (joonisel a). Spektri laialilaotamine ei lisa võimsust – seega pärast spektri hajutamist saadava ristküliku pindala on sama. Effekt, lisaks laiemaribalisusele, seisneb nüüd ka selles, et signaali amplituud (ristküliku pindala säilib) on nüüd tunduvalt väiksem (joonisel b). Saadud signaal on vaadeldav kui laiaribaline müra – sisaldades samas aga esialgset signaali informatsiooni.



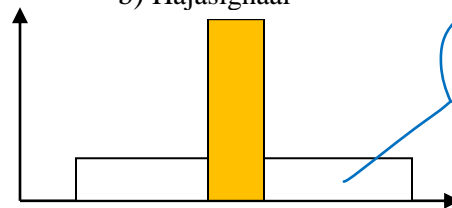
a) Signaal



b) Hajasignaal



c) Hajasignaal koos juhusliku signaaliga



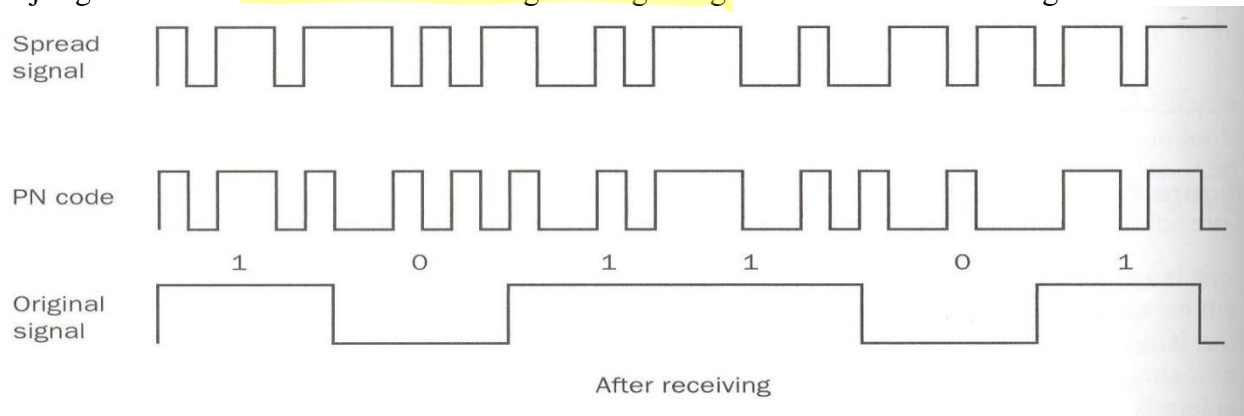
d) olukord pärast signaalspektri koondamist (de-spreading)

Kõik kindel signaalid ei noondu, jäävad kui laiaribaline müra

Kõik kasutajad kasutavad sama sagedusdiapasooni; signaalide eristamine tarbijate vahel käib erinevate PN koodide abil – mida vaatleme järgmises alapunktis.

4.5.2.3. Hajasignaali koondamine (de-spreading)

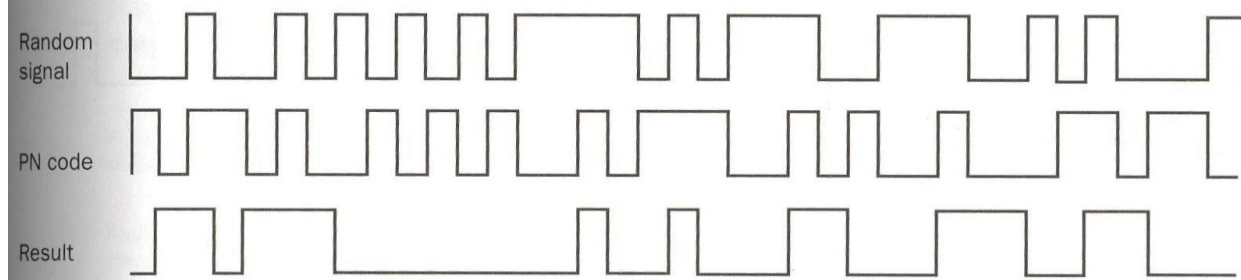
Signaali algse kuju taastamine käib analoogselt nagu signaali laiali laotamine. Selleks tuleb hajasignaal samuti korrutada sama koodiga PN signaaliga. Tulemuseks on lähtesignaal 101101:



Selle eelduseks on, et vastuvõtu poolel on tarbijale vastav PN kood teada (olemas).

4.5.2.4. Ebasoovitatav signaal vastuvõtjas

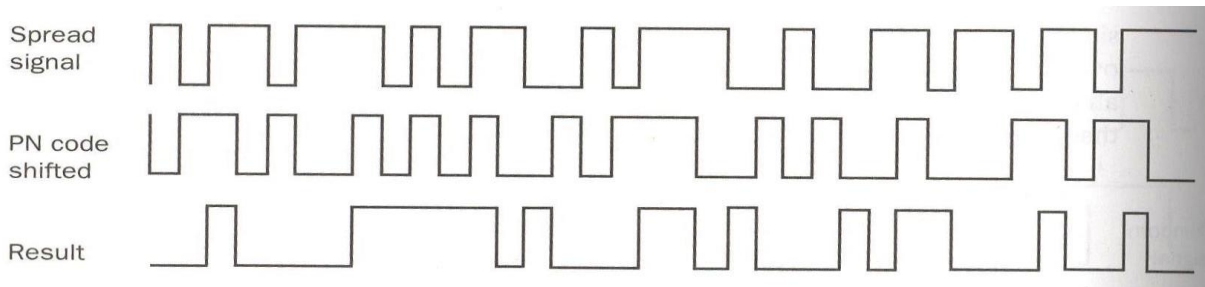
Kuna samas sagedusribas on palju kanaleid, siis kuidas kajastuvad nad vastuvõtjas, mis on häälestatud (vastava PN koodiga) kindlale kanalile? Vaatleme olukorda, kus vastuvõtu sisendis on mingi teine analoogne hajasignaali:



Tulemuseks on ainult laiaribaline signaal, spektri koondamist pole toimunud ja vastuvõtja võtab selle vastu kui laiaribalise müra. See on illustreeritud ka joonisel eelmisel lk-l – olles vastuvõtul kujutatud valge ristkülikuna.

Järelikult - vastuvõtu poolel peab igaühel olema oma kindla koodiga PN signaal.

Vaatleme edasi - mis juhtub siis, kui kasutame vastuvõtul algse koodiga PN signaali – kuid nüüd 1 biti võrra nihutatud:



Tulemiks on jällegi laiaribaline mürataoline signaal. Siit tuleneb võimalus, et CDMA süsteemis on pidevalt korduv PN signaal – kus iga kanali korral algab muundus erineva PN bitiga. Mis tähendab, et baasjaamade töö peab olema ajaliselt sünkroniseeritud – võttes täpse kellaaja näiteks GPS jaamadelt.

Võtame kokku hajaspektri kasutamise eelised nn tavasignaali (kitsaribaliste signaalide) ees:

- Parandab segavate häirete, sealhulgas signaali enda peegelduste mahasurumist
- Kuna side tekkimise eelduseks on PN signaali genereerimise koodis, paraneb sidekanali julgestus pealtkuulamise suhtes
- Hea töökindlus segavate signaalide vastu
- Ülekande maht ja spektri kasutamise efektiivsus on suurem
- Paindlikkus lisakanalite moodustamiseks
- Odavate laiatarbe mikroskeemide kasutus

Varasemalt ainult sõjalistel eesmärkidel kasutatav sideviis on nüüdsest siis kasutusel ka ärilistel eesmärkidel, laiatarbe-sides.

4.5.2.5. Otsene hajasperktri moodustamine saatjas

Vaatleme alljärgnevat raadiokanali struktuuri:

Siin on kujutatud CDMA signaali moodustav raadiosaatja ja vastava vastuvõtja plokkiskeem. Kasutusel on siin faasmodulaator ehk -manipulaator (PSK – phase shift key), mis moduleerib vahesagedussignaali IF andes binaarse faasmodulatsiooni (BPSK) alljärgnevalt:

$$s(t) = A \cos(\omega_{IF} t + \phi), \text{ kus } \phi = 0^\circ \text{ ja } \phi = 180^\circ \text{ vastavalt binaarinfo näitajatele 1 ja 0.}$$

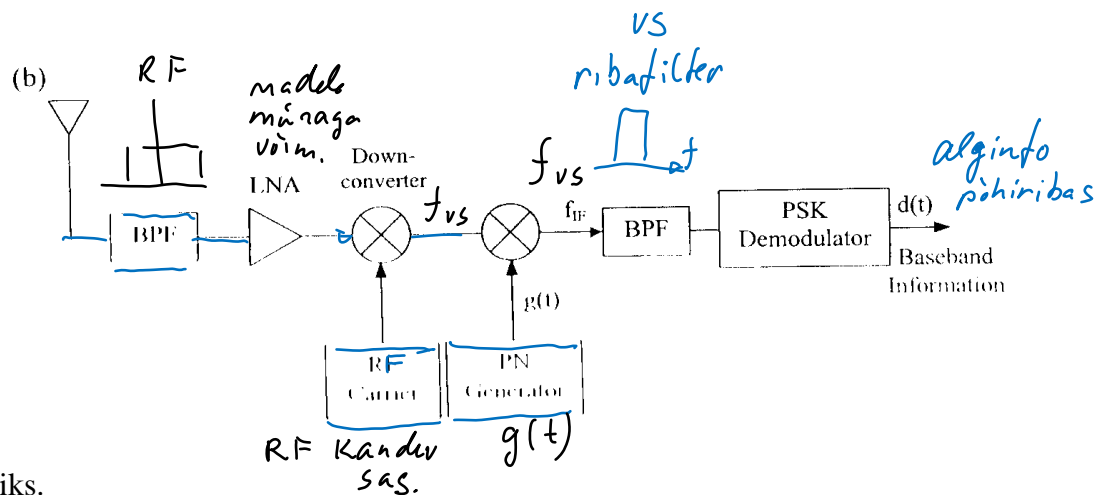
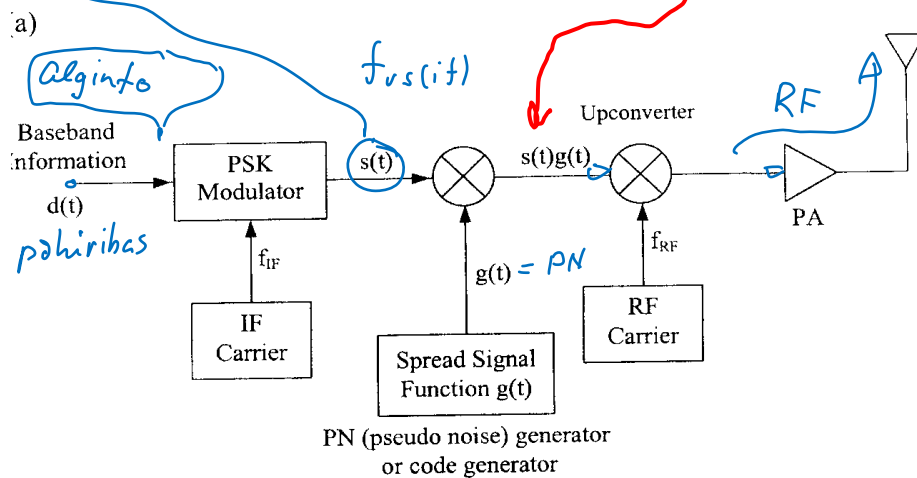
Moduleeritud vahesageduse IF kande-signaal moduleeritakse omakorda spektrit laialilaotava (laialitõmbava) signaaliga, milleks on siis kas pseudojuhuslik PN signaal või sellele vastav koodsignaal. Nii saame väljundsignaaliks:

$$v(t) = g(t)s(t) = Ag(t)\cos(\omega_{IF} t + \phi).$$

See signaal transponeeritakse kõrgemale (RF) sagedusele vastava signaaliga, saaduna sageduse süntesaatorist.

Saadud signaal siis võimendatakse ning suunatakse saatja antenni.

Vastuvõtu poolel, omades sellesama signaali andmed, mis siis muudab varemvaadeldud põhimõtte järgi hajesignaali koondatud sagedusega signaaliks.



Seega demoduleerides (detekteerides) saadud koondatud või siis dekodeeritud signaali – sama kätte ülekantava informatsiooni.

Siin on siis tegemist nn otsese hajasperktri kasutamisega signaali ülekandeks.

4.5.2.6. Sageduse hüplemisega hajaspektri moodustamine saatjas

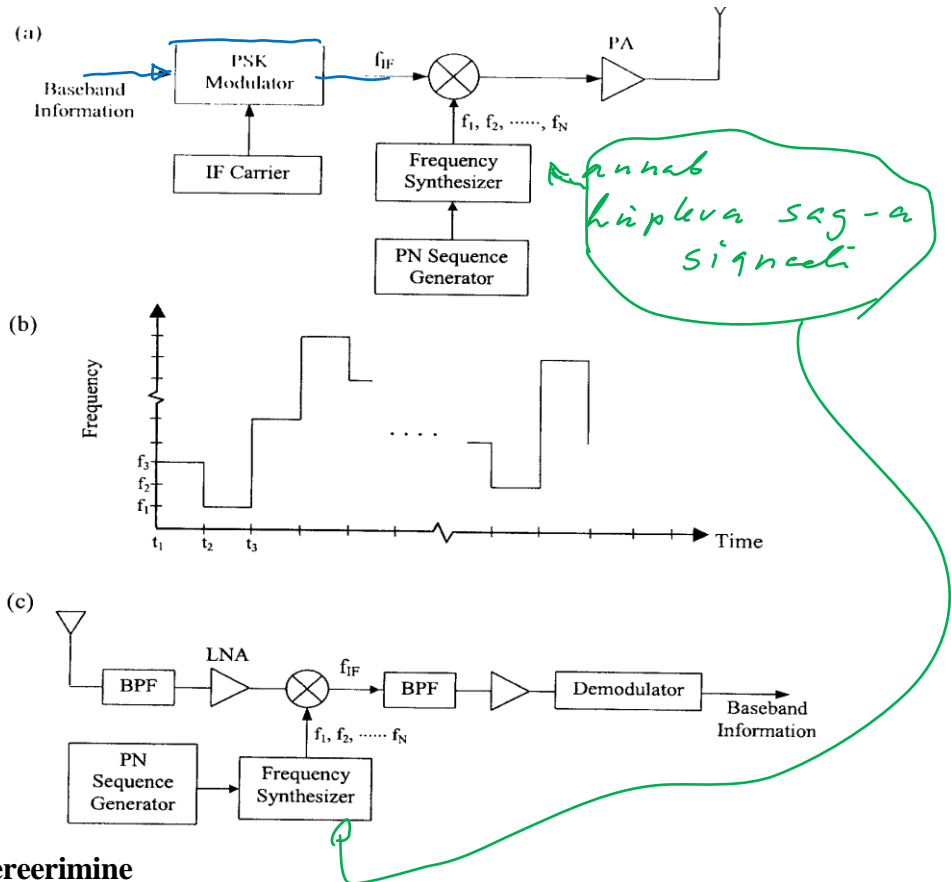
Siin on erinevus otsesest hajaspektri moodustamise süsteemist selles, et kasutatakse pseudojuhuslikku signaali PN sagedussüntesaatorist genereeritava signaali sageduse juhtimiseks.

Nii tekkivad signaalid, mis tuginevad erinevate sageduslike ülehüpetega süntesaatori signaalidele.

Ülehüpped on siis paika pandud PN signaali järgi (vt joonis).

Siin on siis kujutatud

- saatja plokkskeem (a),
- väljundsignaalide kandevasageduse hüplemist (b)
- vastava vastuvõtja plokkskeem (c).



4.5.2.7. Juhusliku signaali genereerimine

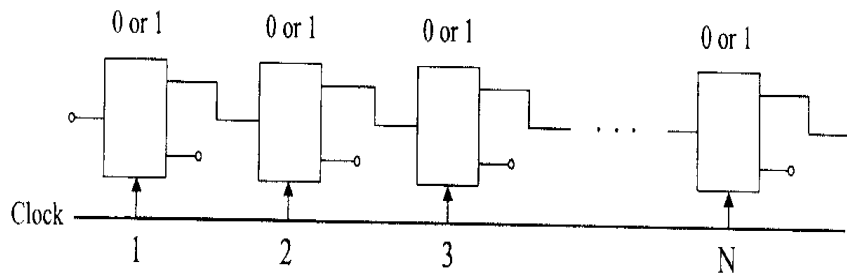
Ülalvaadeldud PN signaali jada (ehk siis PN kood) on hajaspektri moodustamise põhialuseks. Selle abil siis:

- Muudetakse signaal laiaribalisemaks (laiemaks kui lähtesignaali enda spekter);
- Võimaldatakse erinevate sidekanalite eristamist üksteisest samas sagedusribas.

See signaal tekitatakse trigerite abil (vt joonis), saades niimoodi N arvu trigeritega L pikkusega jada alljärgneva valemiga järgi:

$$L = 2^N - 1$$

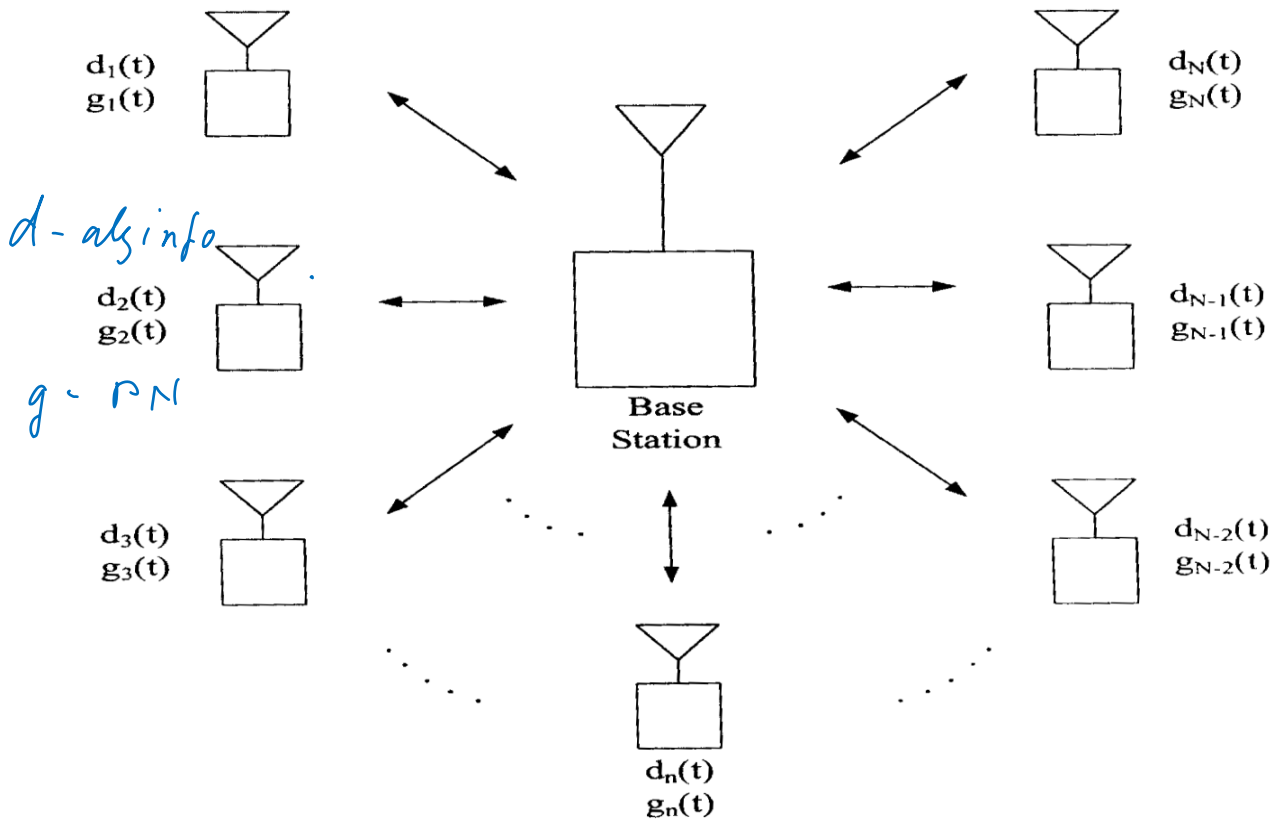
Nii saadakse näiteks kui $N=3$, $L = 2^3 - 1 = 7$; $N=15$, $L=32,767$. Valemis ühe variandi lahutamine tähendab variandi, kus kõik on nullid – väljajätmist.



Handwritten note in blue: "Tavaliselt: Walsh-i signaalid" (Usually: Walsh signals).

4.5.2.7. Mobiilside näide CDMA tehnikaga

Nii on siis võimalik CDMA kasutusega saada samaaegselt ühes ja samas sagedusribas palju erinevaid, üksteisest sõltumatuid sidekanaleid:



4.6. Digitaalne (impulss) modulatsioon (manipulatsioon)

Digitaalmodulatsiooni alla kuuluvad näiteks järgmised modulatsiooniliigid: Amplituudmanipulatsioon (amplitude shift keying, **ASK**); sagedusmanipulatsioon (**FSK**); faasmanipulatsioon (**PSK**) ja mitmed nende alla kuuluvad variatsioonid. Impulssmodulatsioonile on omased väiksem tundlikkus signaali moonutuste suhtes, signaali kodeerimise ja häirekindluse tõstmise võimalused.

Modulaatorid jagunevad laias laastus oma väljundspektri ja töö otstarbe järgi jagatuna kaheks:

- **Põhiriba** (algsagedusega) **modulaatorid** (baseband modulator) ehk siis lihtsamalt **modulaatorid** kui erinevate parameetritega **digisignaali formeerijad**. Neid nimetatakse ka tihti kodeerijateks (kooder), andes oma väljundis bitivoo, **mille spekter on koondunud nullsageduse ümber**⁵. Põhiliselt on antud juhul tegemist siis erinevate **digitaalsignaali**

⁵ Siin võib tuua analoogia raadiosaatjate terminoloogiaga, kus mõistetakse modulaatori all ka moduleeriva signaali formeerimist. Näiteks analoogtehnikas tüürsignaali võimendamine -

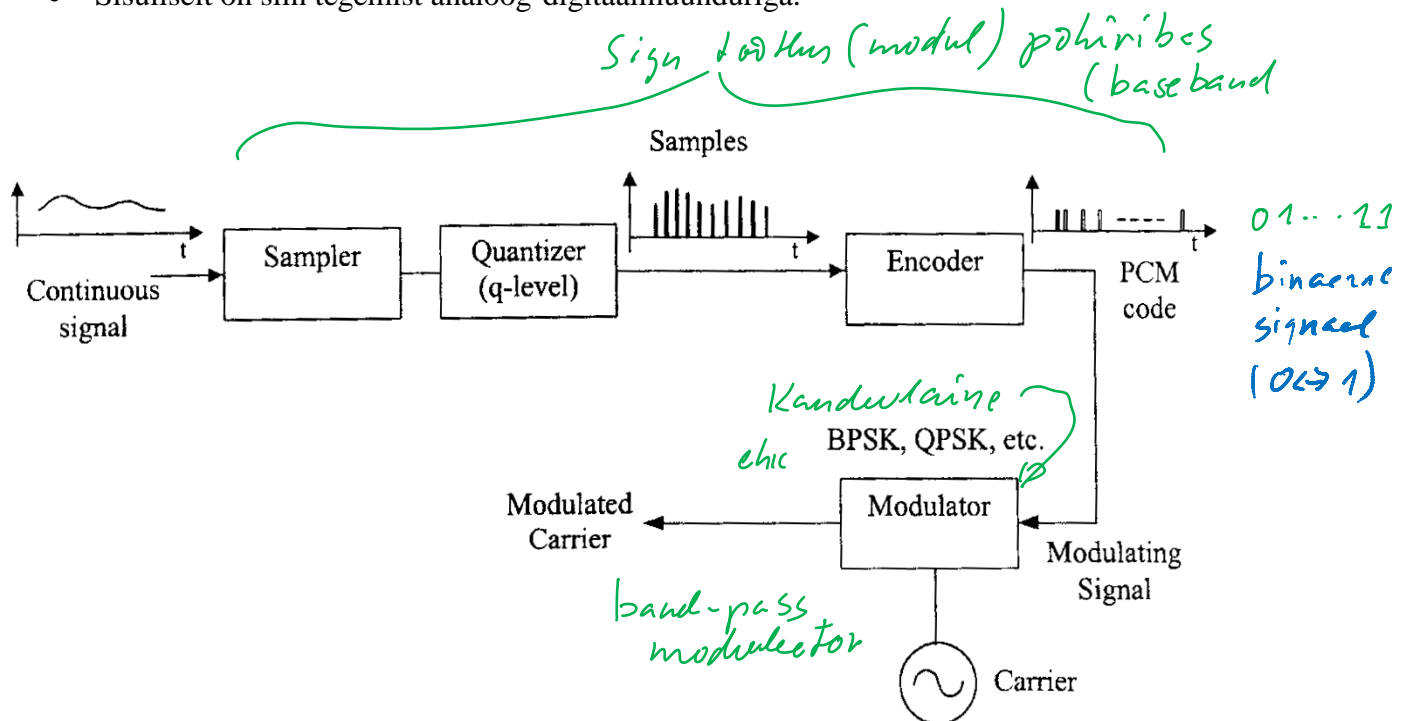
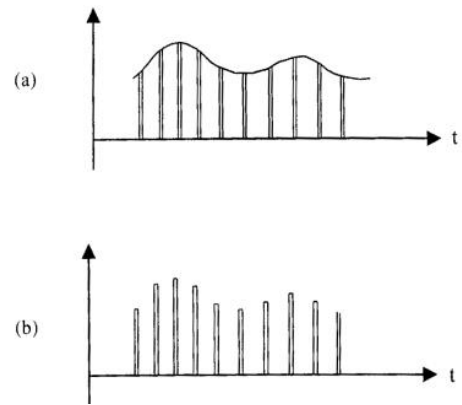
formeerimisega, milledest omakorda moduleeritakse siis teatud kõrgemas sagedusribas töötavaid modulaatoreid (vt ka p. 4.6.2.1).

- Modulaatorid, mis formeerivad väljundsignaali ümber **mittenullise sagedusega kandevlaine** (bandpass modulator). Nendele on pühendatud ka käesolevas kursuses vaadeldavad nii analoog – kui ka digitaalmodulaatorid.

4.6.1. Signaali valimid ja impulss-kood modulatsioon

Teatavasti saab pidevat analoogsignaali kujutada tema valimite, diskreetide ehk väljavõtete kaudu. Saadud muutuva amplituudiga valimid kodeeritakse enne digitaalset moduleerimist näiteks binaarseteks signaalideks. Alljärgnev signaali töötusstruktuur näitab, kuidas valimid saadakse, kodeeritakse ja moduleeritakse:

- Valimite võtul ümardatakse valimi väärtus vastavataid kvanteerimisnivoosi järgides;
- Kvanteeritud nivoodega valimid muundatakse neile vastavateks koodigruppideks, andes igale valimile oma koodi – ning genereeritakse vastavad digitaalimpulssid, mis siis moodustavad moduleeriva signaali⁶.
- Sisuliselt on siin tegemist analoog-digitaalmuunduriga.



digitaaltehnikas – erinevate digisignaali formeerimine.

⁶ Nullise (tavaliselt) või madala kesksagedusega signaal - signaal põhiribas - baseband signal

Kvanteerimist tehakse vastavalt impulsside arvule. Kui N on valimi pulsside (bittide) arv, leitakse binaarses süsteemis kvanteerimisnivoode arv järgmise valemi järgi:

$$q = 2^N$$

Kõrval on toodud näide valimite võtust ja binaarsest kodeerimisest, kui valimit iseloomustatakse kolme pulsiga (N=3).

Seejuures on muidugi selge, et mida rohkem nivoosi signaali kvanteerimiseks kasutatakse, seda täpsemini on signaal esitatud – kuid seda rohkem bitte on vaja valimi edastamiseks. Et hinnata sellist sõltuvust reaalselt – vaatame alltoodud kokkuvõtlikku tabelit

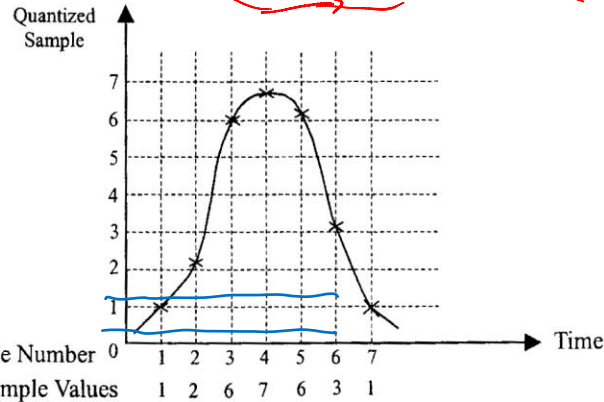
Number of Bits, N	Number of Quantizing Steps, q
3	8
4	16
5	32
6	64
7	128
8	256
9	512
10	1024
11	2048
12	4096

Quantized Samples	Binary Code
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

Kood: 3 bitine
N=3

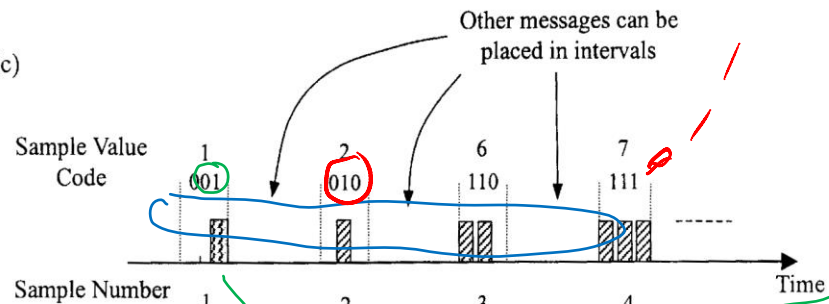
Binary code
4 2 1
2² 2¹ 2⁰

(a)



(b)

(c)



Nii saadakse impulss-kood modulaatsioon (PCM).

Selle eelised võrrelduna analoogmodulaatsiooniga on järgmised:

- Saatja väljundvõimsust saab kontseentreerida lühikeste impulsside tekitamiseks – võrrelduna pideva kandevlaine tekitamisega analoogmodulaatsioonil. Sellega saavutatakse suurem tippvõimsus saatja väljundis (P_{max} ↓)
- Impulssidevahelised ajaintervallid võivad täita teiste signaalide valimitega – mis võimaldab ühes süsteemis mitmete infokanalite tekitamist. Seda me nägime juba ka varem TDM modulaatsiooni juures.

- Teated võivad olla kodeeritud nii, et hiljem neid eristades saame vähendada müra, häirete mõju (vt näiteks CDM).

4.6.2. Digitaalsignaali esitus

4.6.2.1. Binaarse digitaalsignaali formeerimine

Vajaliku kujuga digitaalsignaali formeeritakse lähtesignaalist nn põhiribas (baseband), mis hõlmab ka nullsagedust ehk siis alaliskomponenti) modulaatorite abil.

Binaarne põhiriba signaal on kujuteldav kui $x_{BB}(t) = \sum_n b_n p(t - nT_b)$,

kus b_n on biti üks siintoodud väärtustest: 1 ja 0 või +1 ja -1; ajaintervallis $[nT_b, (n+1)T_b]$.

Nii näiteks saame sagedusmanipulatsiooni korral moduleeritud signaaliks

$$x_{FSK}(t) = A \cos \omega_1 t, \text{ kui } b_n = 0;$$

$$= A \cos \omega_2 t, \text{ kui } b_n = 1.$$

Tuues sisse üldise signaali kujutamise ortogonaalsete funktsioonide $\psi(t)$ abil, saame, et

$$x_{FSK}(t) = a_1 \psi_1(t) + a_2 \psi_2(t) = [a_1 \ a_2] \times [\psi_1(t) \ \psi_2(t)];$$

kus siis koefitsiendid $[a_1 \ a_2] = [0 \ A]$ või $[A \ 0]$;

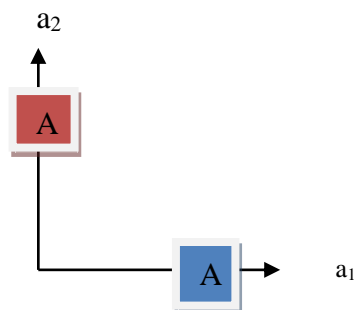
ortogonaalsed funktsioonid aga siin siis avalduksid kui $\psi_1(t) = \cos \omega_1 t$ ja $\psi_2(t) = \cos \omega_2 t$. Seega saame ka digitaalselt moduleeritud signaali kujutada lineaarse kombinatsioonina tuntud Fourier ridade analoogina. Teatavasti kujutatakse seal lõplikku energiaga signaali kui kosiinus ja siinusignaali summana, eeldades, et kujuteldavad komponendid on üksteise suhtes ortogonaalsed, st täidetakse tingimusi, et intervallis T, kus $T = 1/\omega$ kehtivad ortogonaalsuse tingimused:

$$\int_0^T \cos n\omega t \cos m\omega t dt = 0; \text{ sama ka siinuste ja siinuste-koosiinuste korrutiste kohta.}$$

Nii võime kirjutada, et üldjuhul $x(t) = a_1 \psi_1(t) + a_2 \psi_2(t) + \dots + a_N \psi_N(t)$;

kus siis $\int_0^{T_s} \psi_n(t) \times \psi_k(t) dt = 0$; kui $n \neq k$ ja T_s on sümboli periood; N – baasfunktsioonide järk.

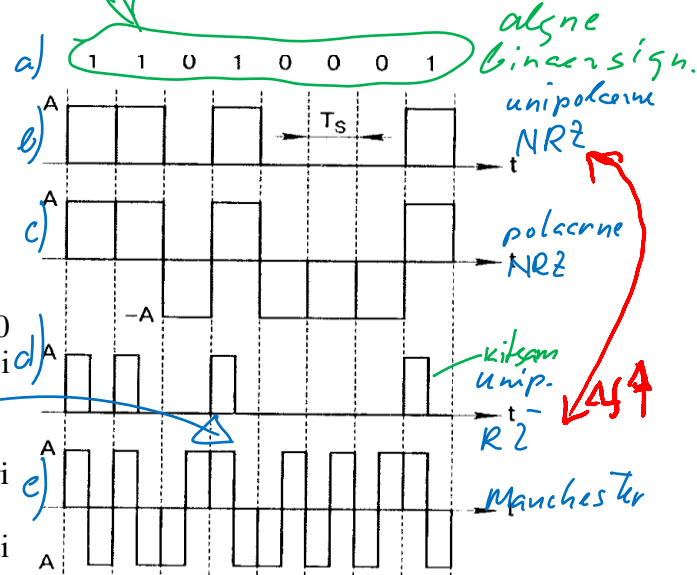
Eeldades ortogonaalseid baasfunktsioone, saame signaali kujutada tema üksteisest sõltumatute amplituudkoefitsientide a_n olekute⁷ kaudu, saades näiteks sageduse manipulatsiooni korral järgmise olekute diagrammi:



⁷ Constellations – tähendab: signaali oleku diagrammid, laiemas mõistes - tähtkujud

Binaarsed signaali (siin näites signaali a võib kujutada üsna erinevalt:

- unipolaarse NRZ (non returning zero) signaalina (b);
- polaarsena NRZ(L) signaalina (c);
- unipolaarse RZ signaalina (d) ja
- Manchester signaalina (e).



Signaalide amplituudvahemikud on siis vastavalt kas 0 või A, kus siis infobitile 0 vastab 0, 1 – vastab A. Või siis A ja -A, kus siis nullile vastab -A.

Oluline on seejuures ka teave nende signaalide spektri laiusel. Nii näiteks

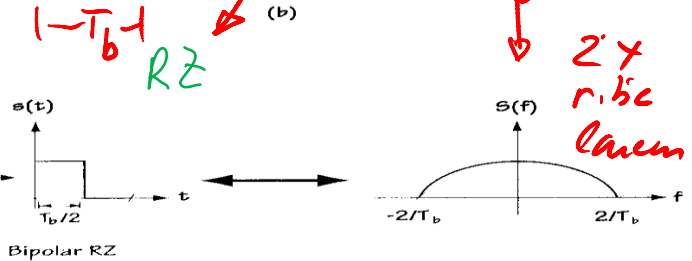
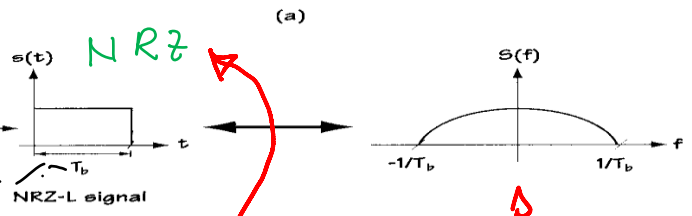
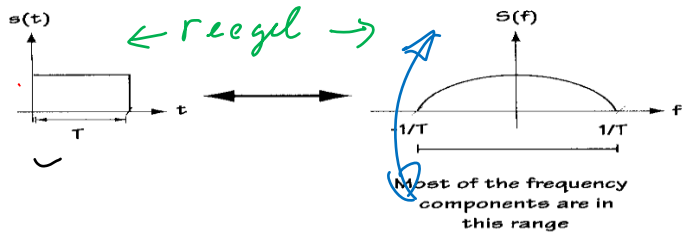
- teades signaali perioodi T või siis biti esitamise perioodi T_b

-kehtivad kõrvaltoodud reeglid põhi-spektriosa ribalaiuse määramisel.

Me näeme näiteks, et:

Unipolaarse RZ signaali sagedusriba on 2 korda laiem kui NRZ signaalil.

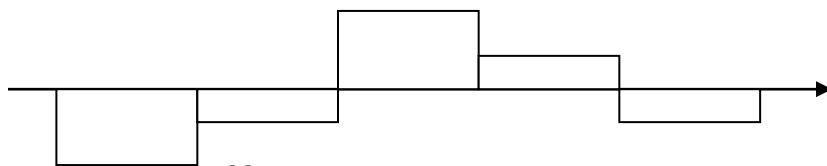
Üldiselt püütakse sagedusriba laiuselgi kui hinnalise ressursiga kokku hoida.



4.6.2.2. Paljunivoolise digitaalsignaali kujutamine.

Siin on tegemist siis erinevate amplituudidega digitaalsete signaalidega. Nii näiteks saaksime signaali 0100111000, tooduna tabelis, kujutada neljanivoolise signaali abil:

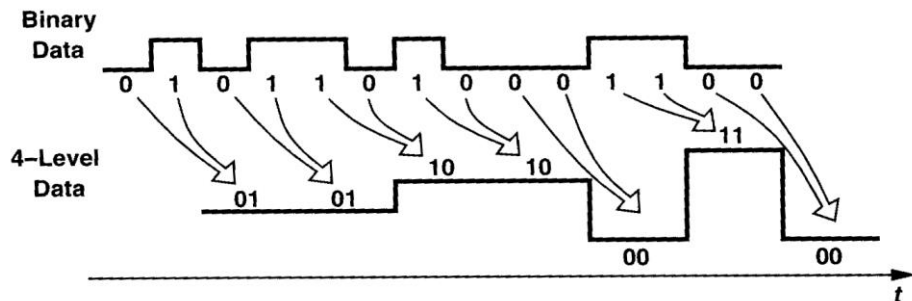
Numbriline sümbol	01	00	11	10	00
Impulsside amplituud	-3	-1	+3	+1	-1



Seega on 10 sümbolit ülekantavad 5 (erinevate amplituudidega) impulsiiga.

Amplituudi muutus selles neljanivoolises signaalis toimub 2 korda harvem kui binaarsel signaalil.

Järelikult:

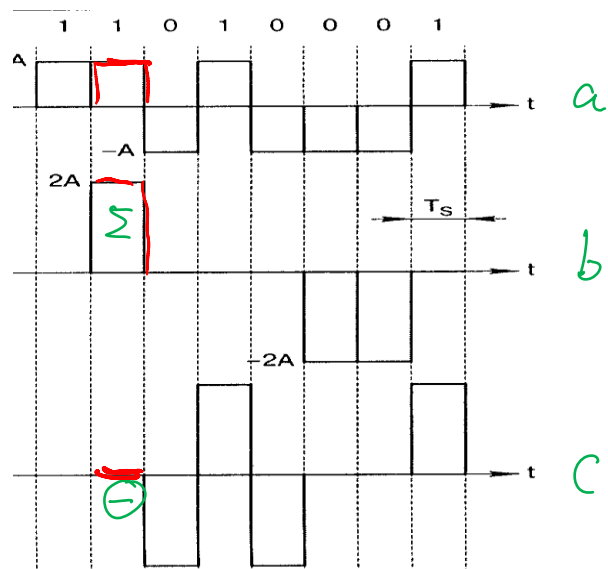


Mitmenivooliste signaalide kasutamine võimaldab vähendada ülekantava signaali sagedusriba, võrrelduna binaarsete signaalidega.

4.6.2.3. Duobinaarne signaal

Kasutades reeglit, et ülekantav signaal (a) kujutatakse ülekantavate signaalide vastastikkuse sõltuvusega – saame nn duobinaarse signaali.

Joonisel on toodud sellise signaali kujutis, kui kasutatakse kas tuleva signaali summeerimist eelneva signaaliga (b) - või siis lahutamist (c). Sellise signaali sagedusriba on binaarsete signaalide sagedusribadest kõige väiksem.



4.6.2.4. Digitaalsignaalide matemaatiline esitus:

Vt parameetrid

4.6.2.5. Digitaalsignaalide parameetrid

Alljärgnevalt on toodud neist olulisemad nimetused.

1. Sümbolite ülekandekiirus
2. Informatsiooni ülekandekiirus (bitikiirus)
3. Ribalaius
4. Keskmise energia
5. Vastastikkune energia
6. Sümbolite vahekaugus.

1. Sümbolite ja biti ülekandekiirus (bitikiirus, biti voolavus R_b)⁸ on avaldatavad:

$$R_s = D = \frac{m}{T_s} \text{ ja } R_b = R = \frac{1}{T_b} \text{ kus siis:}$$

• **Binaarsignaali** korral nivoode erinevus $M=2$, infobittide arv sümbolis $m=\log_2 M=1$.

- Siin sümboli ja bitikiirus langevad kokku $D=R$;
- langevad kokku ka sümboli ja biti ajaintervallid: $T_s=T_b$.

• **Neljanivoolise signaali** korral bittide arv sümbolis $m=2$;

- sümbolite ülekandekiirus D on kaks korda väiksem kui biti kiirus infoedastusel R ,
- sümboli intervall T_s on kaks korda suurem bitiintervallist $T_b=1/R$.

2. **Sagedusriba laius** põhiribas oleva signaali kohta määratakse kui vahemaa signaali spektri nullsageduse ja esimese spektraaltiheduse nullväärtuseni. See on määratav kui:

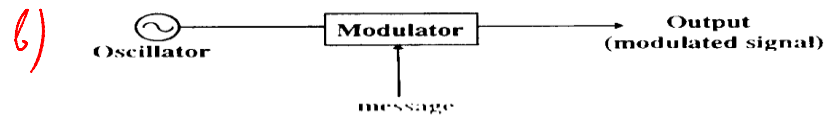
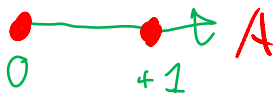
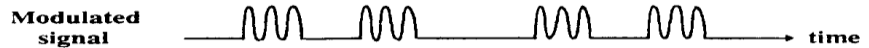
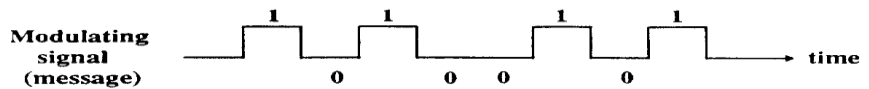
$$F_m = BW \geq \frac{D}{2}, \text{ - sümbolite kiirus } R_s$$

Seega sagedusriba sõltub:

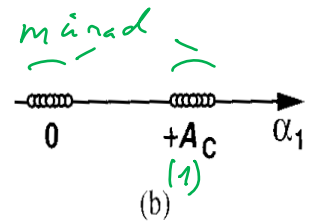
- sümbolite ülekandekiirusest, mitte informatsiooni ülekande kiirusest.
- Seega kinnitub eeldus – et sama info ülekandekiirusega neljanivooline signaal on poole väikema ribalaiusega, kui binaarne signaal.

4.6.3. Impulss-amplituudmodulatsioon (PAM, ASK)

Sellise modulatsiooni korral saatja väljundis on signaal (kandevsagedusega signaal on maksimaalne) - või seda ei ole (signaali paus). See on lihtsalt saavutatav, kui digitaalsignaali ga tüürida ostsillaatori eelpinget või siis kas otseselt või ka võimendi kaudu modulaatori eelpinget.



Selle signaali ajaline kujutus ja olekute diagramm on toodud kõrval; näidatud on ka müra mõju signaali vastuvõtul



⁸ Bit rate R

4.6.4. Sagedusmanipulatsiooni variandid

4.6.4.1. FSK

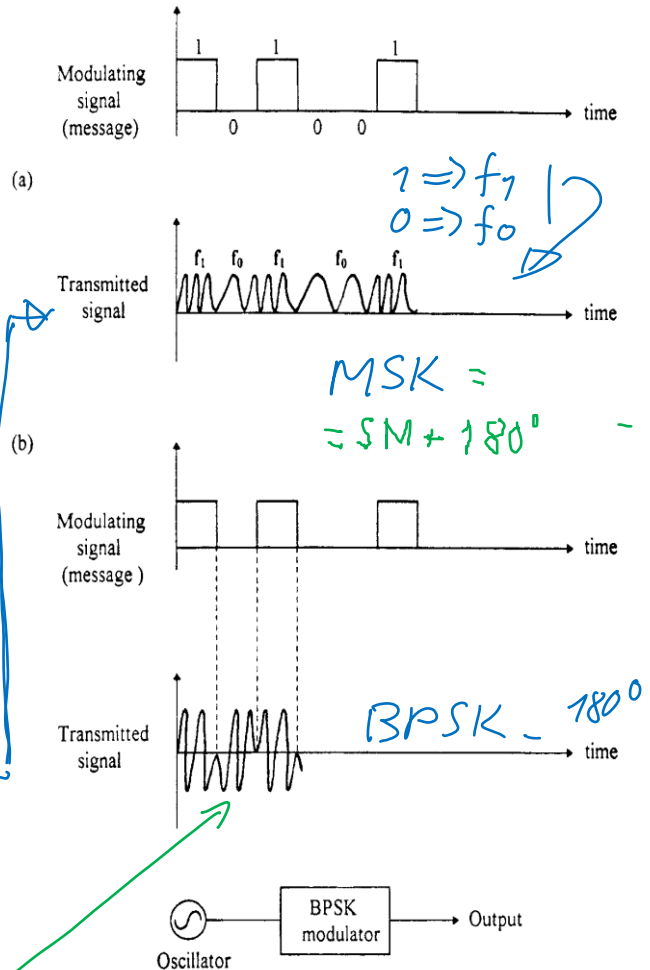
Siin kui moduleeriv signaal on 1, saatja saadab välja signaali sagedusega f_1 ; kui signaal on 0 – siis sagedusega f_0 , saades niimoodi binaarse sagedusmodulatsiooni. Sageduse muutus saadakse pingega tüüritavast ergutist (ostillaatorist), erilisi nõudeid faasimuutuste suhtes pole.

4.6.4.2. MSK

Eristatakse veel binaarset sagedusmodulatsiooni, kus valitakse sagedused nii, et tekiks 180° faasinihe kahe erineva sageduse vahel. Signaal, vaadatuna ajalises mastaabis, läheb sujuvalt üle ühelt sageduselt teisele (a). Seda nimetakse ingliskeelse terminiga minimum shift keying (MSK), mis siis tagab:

1. maksimaalse faasierinevuse signaali biti lõppedes
2. kasutades siis minimaalset sageduste erinevust (vt joonisel a).

Nii bittide ülekandel saadakse hea faasipidevus, kompaktne (kitsas) spekter ja väiksemad kõrvalsagedused võrrelduna tavalise FSK-ga.



4.6.5. Faasmanipulatsioon

Siin siis muudetakse kandesignaali faasi vastavalt sisenevatele infobittidele, tavaliselt kas:

1. 180° saades binaarse (BPSK) modulatsiooni
2. 90° , saades kvadratuurse (QPSK) modulatsiooni

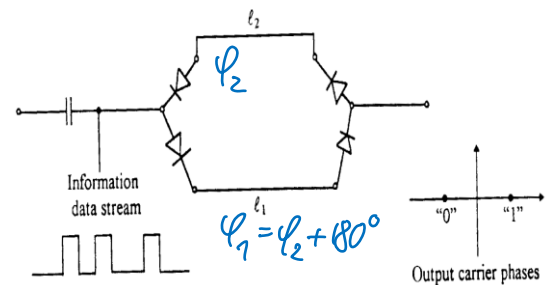
4.6.5.1. BPSK

Binaarsel faasmanipulatsioonil (BPSK) muudetakse faasi 180 kraadi (ülal joonisel b), kasutades selleks moduleerivat võtit (järgnev joonis). Kui andmekandja on positiivne (1) – siis signaal läbib rada pikkusega l_1 , kui negatiivne ehk null, signaal läbib rada pikkusega l_2 . Mõlema liini elektriline pikkus on paika pandud nii, et nende faaside erinevus on 180 kraadi. Nii saame, et

$$\Delta\phi = \beta(l_1 - l_2) = \frac{2\pi}{\lambda_g}(l_1 - l_2) = 180^\circ.$$

kiirus 1 bps/Hz

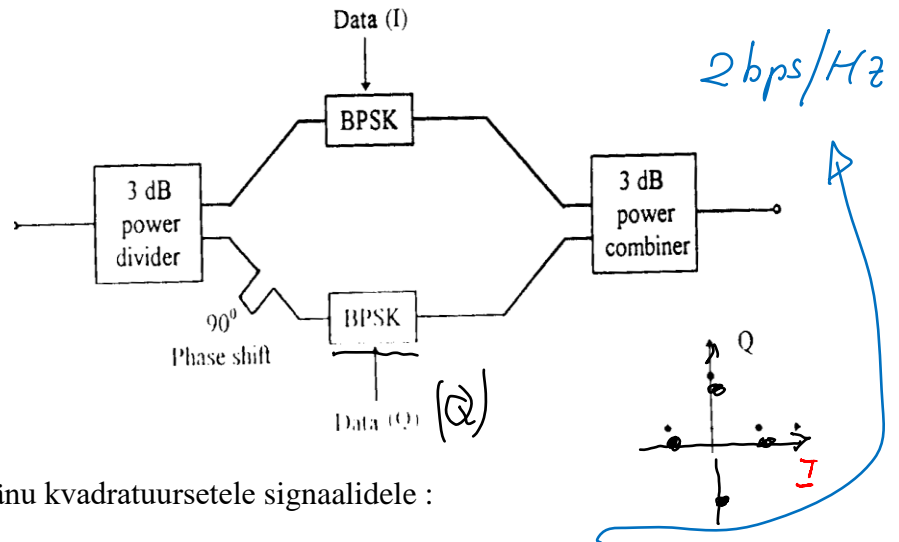
(bitti sekundis/Hz)



4.6.5.2. QPSK (4-PSK)

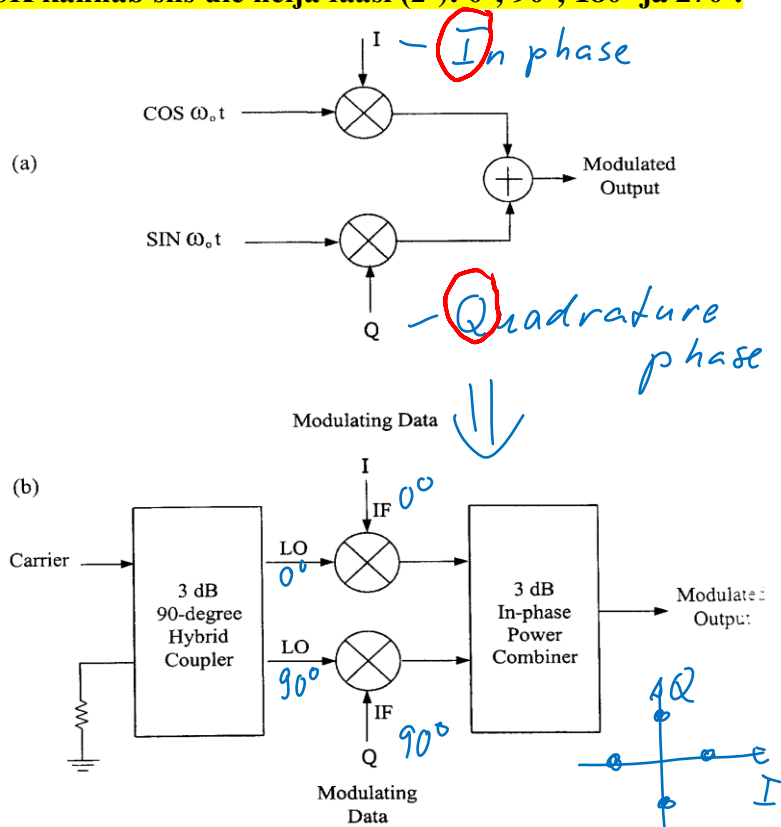
Siin muudetakse faasi 90° , siit ka nimetus – kvadratuurne faasmanipulatsioon ehk ka kvadratuurne multipleksimine.

Kvadratuur- modulaator (ehk kooder) koosneb kahest BPSK modulaatorist, nagu näidatud kõrvaljoonisel. Nii saadakse kandesageduse 90 kraadine nihe – mis siis pärast signalide liitumist annab vastava oleku diagrammi. Siin saab üle kanda andmeid 2 korda kiiremini – kuna mõlemad kanalid töötavad üheaegselt. NB! Töötamine käib ühel kandesagedusel, üheaegselt bitipaaridega ühel võimalikul neljast tasemest - mis on võimalik tänu kvadratuursetele signaalidele :



Seega QPSK teoreetiline efektiivsus ülekandetrakti ribalaiuse suhtes oleks 2bps/Hz, erinevalt BPSK 1bps/Hz kohta. QPSK kannab siis üle nelja faasi (2^2): 0° ; 90° ; 180° ja 270° .

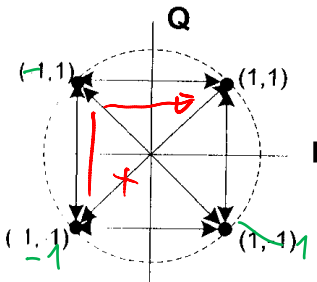
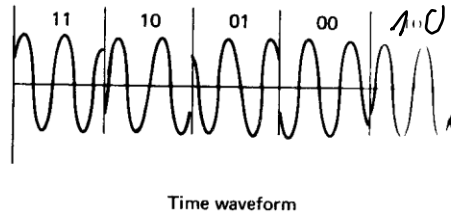
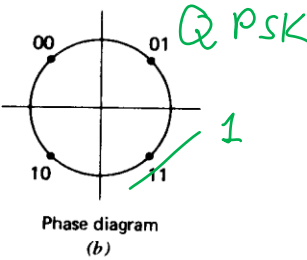
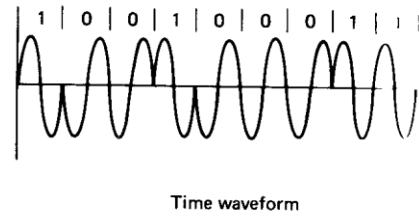
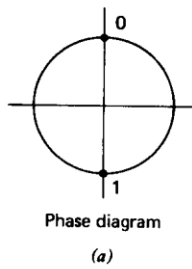
Kvadratuuseid signaale⁹ kasutatakse QPSK moduleerimisel üsna tihti. Kõrval on toodud näide sellise modulaatori põhimõttest – nii üldisem struktuur (a) kui ka detailsem pilt (b). Siinne modulaator koosneb kahest kahekordse (topelt) balansslülitusega mikserist ehk segistist. Nende vahesagedusel kandesignaaliid formeeritakse kvadratuursetest tugisignaaliid I ja Q, mis saadakse näiteks 3dB sumbuusega (50%) 90 kraadise faasinihkega signaalide hargmiku kaudu. Seega kandesagedus on ühes segustis 0 kraadise faasinihkega, teises 90 kraadise faasinihkega. Moduleerivad signaalid on ka 90 kraadise faasinihkega.



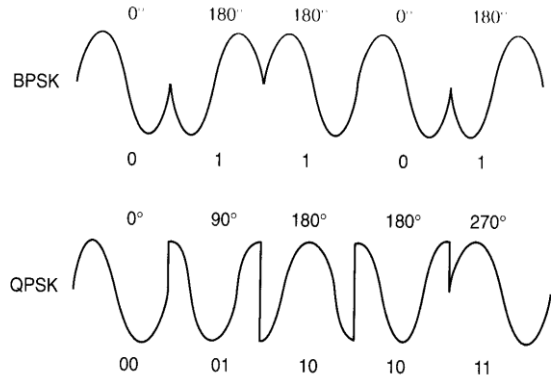
⁹ Inglise keelest võetud terminid: I – in-phase; Q – quadrature-phase

Kõrval on toodud pildid BPSK (a) ja QPSK (b) olekutest.

Võib teha ka teistele algasenditele vastavaid kokkuleppeid. Nii on näiteks ülevaatlikum pilt QPSK olekust, kus binaarsignaali 1-le vastab +1 ja 0-le -1:

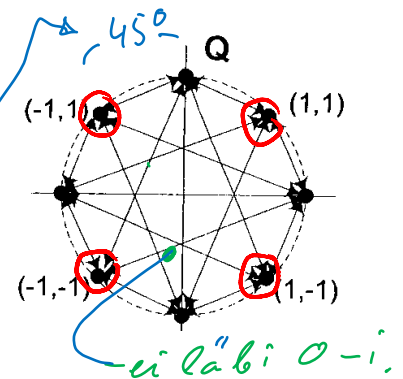


Vahet kasutatakse ka sellist olukorda, kus kasutatakse faasinihkeid 90 kraadi kaupa alguse (I) telje suhtes, saades faasid 0° , 90° , 180° ja 270° . Nii saame näiteks bitirea 00 01 10 10 11 esitamise kõrvaloleva QPSK signaaliga. Võrdluseks on toodud sama ajalise pikkusega BPSK signaal – kust nähtub jällegi QPSK eelis rohkemate bittide (dibittide) ülekandmises.



QPSK oleku diagrammist aga nähtub, et nagu BPSK-korralgi signaali olekute ülemineku korral võidakse läbida signaali nullkohta (signaali amplituud võrdub nulliga). Seega on amplituud muutuv. Selliste signaalide võimendamisel tuleb kasutada kõrge lineaarsusega võimendit, vältimaks intermodulatsiooni põhjustavate lisaspektrikomponentide teket. Sellise võimendi kasutegur on palju madalam kui küllastuspääri lähedale seatud püsiamplituudide võimendi korral. Olukorra parandamiseks kasutatakse QPSK erivarianti, **OOQSK¹⁰** mis lubab olekute muutusi selliselt, et nad ei läbi signaali amplituudi nullkohta. Nii näiteks pole lubatud muutus 11 üleminekuks 00 asendisse, küll on aga lubatud muutused 00 ja 01 või 10 ja 11 vahel. Nii saadakse kande signaali amplituudi muutust vähendada, jäädes 3 dB piiridesse.

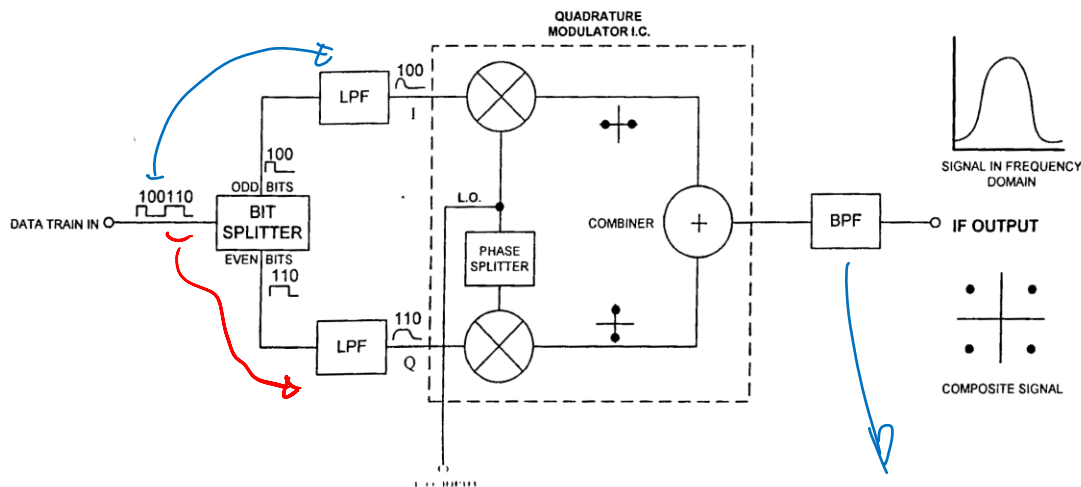
Kasutatakse ka $\pi/4$ QPSK –d, kus tekitatakse viitega täiendav 45 kraadine faasinihe. Ka siin ei läbi signaali olekute muutus kande laine nullväärtust. Sellise signaalil on ka täiendav positiivne omadus vastuvõtu poolel – nimelt ei vajata nüüd vastuvõtupoolel enam kande laine taastamist – tegemist on mittekoherentse vastuvõtjaga.



¹⁰ OOQSK – offset QPSK

Toome ära ka mõned detailsemad struktuurid QPSK signaali modulaatoritest. Esimene tugineb signaalide splitterile, kust võetakse siis välja paarid – ja paardatud bitid. Paneme tähele, et:

- Bitivood lastakse kõigepealt läbi madalpääsfiltrite.
- Filtrid on sellepärast, et piirata digisignaalide - kui täisnurksignaalide spektrit.



- Kasutades põhiribas näiteks ühte Nyquisti kriteeriumi järgi filtritüüpi (nn. tõstetud kosiinus) madalpääsfiltrit¹¹, saame ribalaiust BW vähendada suuruse α kaudu alljärgnevalt: $BW=R(1+\alpha)$.
- Allpool toodud tabel aitab olukorda selgitada; on näha ka ribalaiuse vähendamisest suurenev ebakindlus vastuvõetavate signaalide eristamisel.

	SIGNAL OUT OF FILTER IN TIME DOMAIN	TRANSMITTED SIGNAL IN FREQUENCY DOMAIN	RECEIVED SIGNAL AS CONSTELLATION TRANSITIONS
NO FILTERING (alpha=infinity)			
LIGHT FILTERING (alpha=0.75)			
HEAVY FILTERING (alpha=0.35)			

Figure 9.28 Bandwidth filtering effects on digital QPSK signals

ideal
ebakindlus

VT kordamiseks:

BW; Sümbol rate; Sümboli kiirus R_s ; voolavus

Sümbol rate = bit rate / igit sümbolit peegeldavate bittide arvuga

BPSK Sümbol rate = bit rate (biti kiirus R_b) ehk biti voolavus

QPSK sümboli rate on bit rate / 2

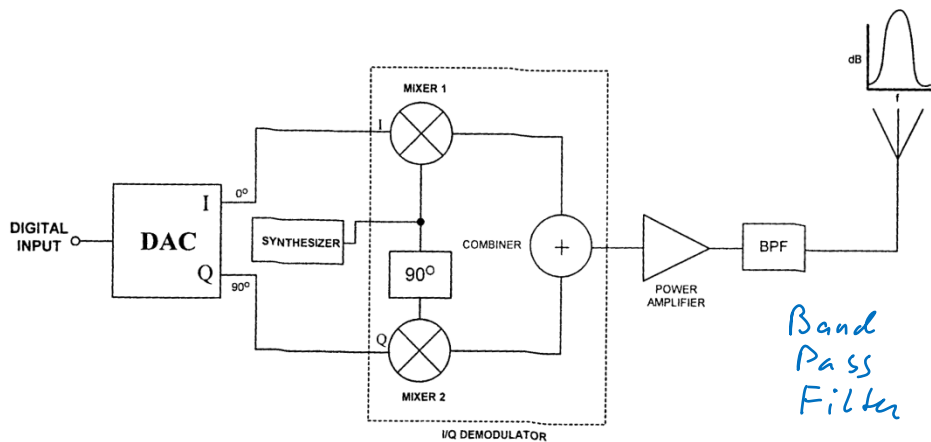
Modulatsiooni indeks $h = \text{bit/sümbol}$ ehk kutsutakse ka ribalaiuse efektiivsuseks (vt allpool).

BPSK – $h=1$

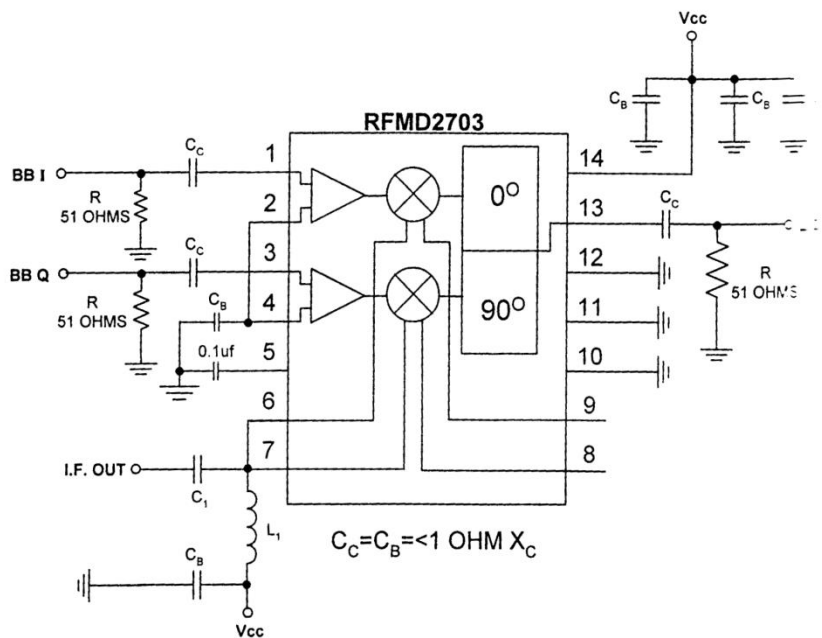
QAM-64 $h=6$

¹¹ Raised cosine filter

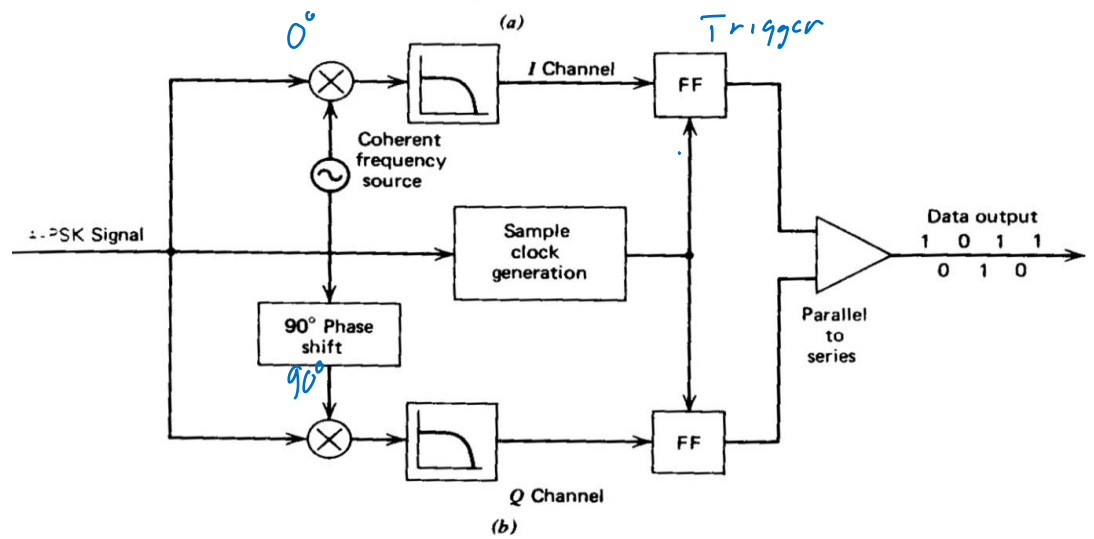
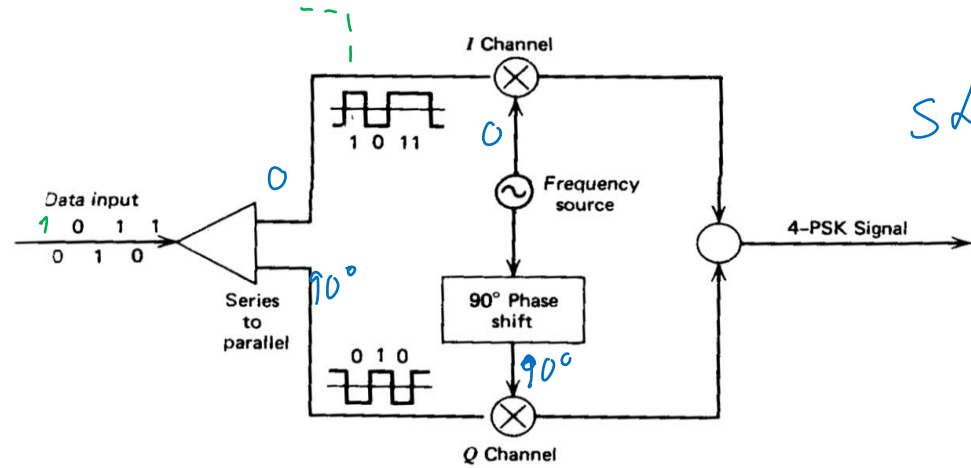
Teine näide oleks üldine struktuur, kuidas realiseeritakse QPSK modulaator mikroskeemil RF2703, mille detailsem skeem on antud allpool.



Vt Cotter lk85



Kuidas toimub siis näiteks 4-PSK korral modulatsioon ning vastuvõtu poolel siis algse signaali taastamine? Sellest annavad ülevaatliku pildi alljärgnevad struktuurid



4.6.5.3. 8-PSK; 16-PSK

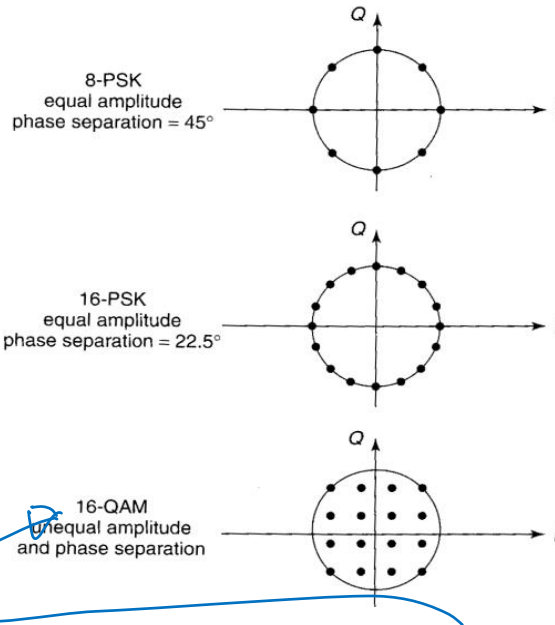
8-PSK modulatsioon sisaldab kaheksat erinevat faasiolukorda (0,45,90,135,180,225,270 ja 315 kraadi), 16-PSK siis 16. Samas viimane ei leia eriti kasutamist, kuna siin tekkivad väikesed faasierinevused raskendavad nende eristamist vastuvõtupoolel.

Avaldame erinevaid olekuid iseloomustavate punktide vahekauguse üksteisest:

$$d = 2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right),$$

Siin N – erinevate faaside arv.

$$\frac{1}{8} \cdot \frac{1}{16}$$



4.6.6. Faas- ja amplituudmodulatsiooni üheaegne kasutamine. QAM

Siin kasutatakse siis nii QPSK kui ka AM modulatsiooni, saades kokkuvõttes kvadratuurse amplituudmodulatsiooni. Ülal on toodud ka QPSK 16 olekuga moduleeritud signaali diagramm – kasutatakse ka kõrgemaid tasandeid – 64; 256 ja ka näiteks 1024 - millised siis võimaldavad olulist võitu sagedusriba efektiivsemaks kasutamiseks. Tüüpiline QAM modulaator, kus 2 bitivoogu (I ja Q) on siin kasutatud paljunivoolise impulssamplituud modulatsiooni protsessis.

Avaldame siin erinevaid olekuid iseloomustavate punktide vahekauguse, saades L tasanditega QAM süsteemis järgneva tulemi:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1}.$$

Seega võrreldes PSK modulatsiooniga $d = 2 \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)$ näeme (ka kõrvaloleva illustratsiooni abil), et suurema signaalide arvu korral on erinevate olekute erinevused QAM modulatsioonil suuremad kui sama olekutega PSK-l.

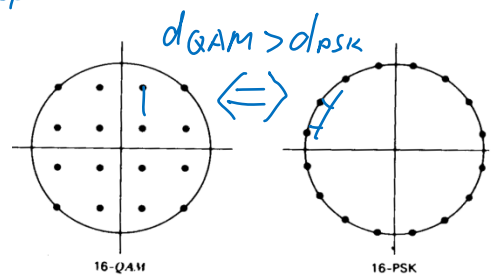
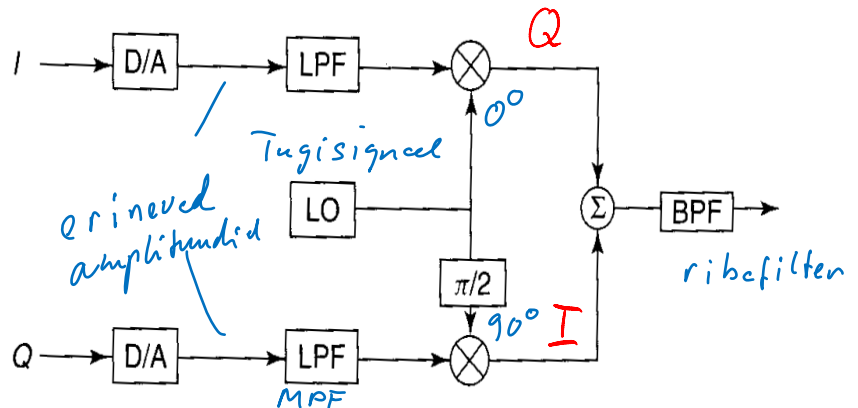


Figure 6.19. Comparison of 16-QAM and 16-PSK signal sets.

4.6.7. Bitiviga ja ribalaiuse efektiivsus

Biti vea määra¹² BER mõiste kasutatakse binaarse modulatsiooni ülekandevigade hindamiseks. Teatavasti saab binaarsignaali edastada nii analoog- ka digitaalset informatsiooni. Ideaaljuhul vastuvõetav signaal sisaldab kõiki väljasaadetud bitte – moonutamata seejuures ülekannet. Reaalsetel ülekannetel siiski bitivead esinevad. Bitivea tõenäosust hinnatakse järgmise seose abil:

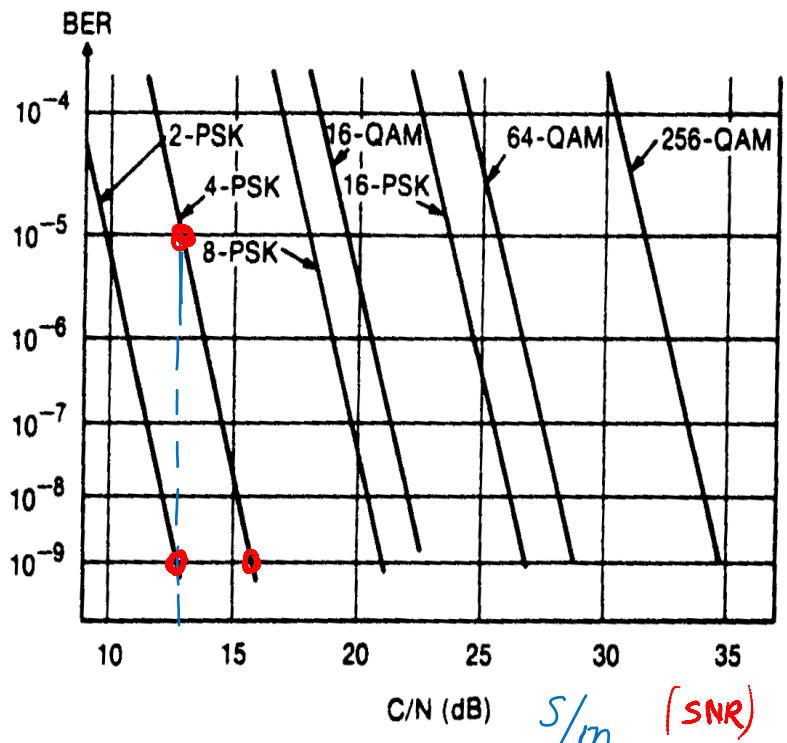
$$BER = \frac{\text{vigased bitid}}{\text{vastuvõetavad bitid}}$$

Nii näiteks, kui sidesüsteemi andmete ülekandekiirus on 2,048Mb/s ja kui iga sekund saadakse 2 vigast bitti, siis

$$BER = \frac{2b/s}{2,048Mb/sec} \approx 1 * 10^{-6}$$

Bitiviga väheneb, kui suurendada süsteemi signaal-müra suhet SNR. Nii on toodud kõrval bitivea määra sõltuvus ülekantava signaali kandevlaine¹³ ja müra suhtest vastuvõtu poolel. Nägime

varem, et mida kõrgemad on moduleerimise tasemed, seda suuremad on sagedusriba kasutuse efektiivsus. Kuid siit selgub, et kõrgem peab olema ka SNR. Seega moduleerimise tasemest sõltub nii ribalaius kui ka bitiviga.



1

2

Kokkuvõtvalt saab tuua välja sellise mõiste, nagu moduleeritud signaali ribalaiuse efektiivsus

Niisiis, binaarses digitaalmodulatsioonis, kui süsteem saadab välja 1 biti igal biti perioodil, on süsteemi ribalaiuse efektiivsus 1bps/Hz. Seega näiteks ribalaiusel 50 kHz saab andmekiiruseks (50kHz)(1bps/Hz)=50Kbps.

¹² Bit Error Rate

¹³ carrier

Vt varasemast:

1. Sümbolite ülekandekiirus ja bitikiirus R on seotud:

$$R = \frac{m}{T_s} = \frac{1}{T_b}; \text{ kus siis:}$$

Kodermine
Binaarsignaali korral nivoode erinevus $M=2$, infobittide arv sümbolis $m=\log_2 M=1$. Siin sümboli ja bitikiirus langevad kokku $D=R$; langevad kokku ka sümboli ja biti ajaintervallid: $T_s=T_b$.

Neljanivoolise signaali korral bittide arv sümbolis $m=2$; sümbolite ülekandekiirus D on kaks korda väiksem kui biti kiirus infoedastusel R , sümboli intervall T_s on kaks korda suurem bitiintervallist $T_b=1/R$.

$$\rightarrow T_s = 2T_b$$

QPSK teoreetiline efektiivsus ülekandetrakti ribalaiuse suhtes oleks 2bps/Hz, erinevalt BPSK 1bps/Hz kohta. QPSK kannab siis üle nelja faasi (2^2): 0° ; 90° ; 180° ja 270° .

Vt veelkord sümbolite ja biti erinevust:

Numbriline sümbol	01	00	11	10	00
Impulsside amplituud	-3	-1	+3	+1	-1



Teoreetiline ribalaiuse efektiivsus η on võrdne M (nivoode erinevuste arv!) korda bps/Hz.

- Ribalaiuse efektiivsus BPSK, QPSK, 8-PSK, ja 16PSK on vastavalt siis 1,2,3 ja 4 bps/Hz.
- Ehk teisiti – nende erinevate modulatsiooni tasanditega kantakse neis üle vastavalt 2,4,8 või 16 faasi sekundis.

Praktikas tähendab see seda, et kui tasandite arv suureneb, siis eraldusvõime tingituna väiksematest faaside erinevusest, väheneb. See ongi määramatuse ehk siis bitivea suurenemise põhjuseks.

Reaalselt on olukord halvem, kuna reaalses süsteemides kasutatakse mitteideaalseid filtreid – mistõttu tegelik sagedusriba efektiivsus on väiksem, olles hinnatav alljärgneva seosega:

$$\eta = 0,75M$$

M - nivoode erinevuste arv

Seda seost kasutatakse tavaliselt kõrgematel (üle 4) paljutasemelistel modulatsioonidel. Alljärgnev tabel annab pildi erinevate modulatsioonide ribalaiuste efektiivsuste kohta:

$$\eta = M \cdot \text{bps/Hz}$$

η_{teor}

η_{tegelic}

M	Modulation	Theoretical Bandwidth Efficiencies (bps/Hz)	Actual Bandwidth Efficiencies (bps/Hz)
1	BPSK	1	1
2	QPSK	2	2
3	8-PSK	3	2.5
4	16-PSK/16-QAM	4	3
6	64-QAM	6	4.5
8	256-QAM	8	6

Toome ka lõpetuseks ära Hartley (müradeta olukord) ja Shannoni (müradega olukord) teoreemid kanali mahutavuse C (bps) kohta:

$$C = 2B \log_2 M; \quad \text{müradeta}$$










kus siis B – ribalaius Hz; M – kodeerimise nivoode arv, binaarsignaali korral $M=2$.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right);$$

kus siis S/N on kogu signaalivõimsuse suhe kogumürade võimsusesse vastuvõtja sisendis.

Neid raadiokanali seaduspärasusi on mõistlik arvestada juba signaali moduleerimisel saatjast alates.

Täiendavad allikad:

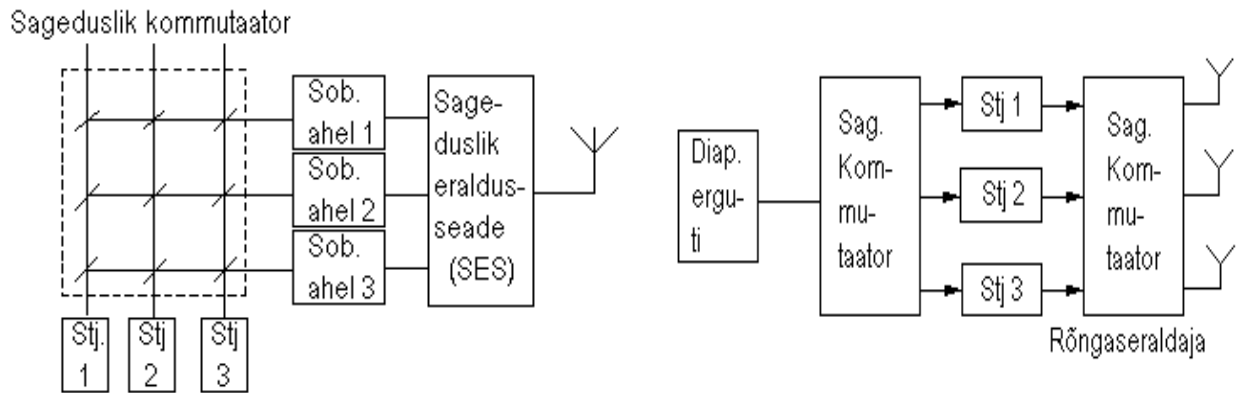
-  Spread specter.mht
-  Kanali läbitavus ja sign müra suhe.mht
-  spread spectrum veel.mht
-  CDMA III.mht
-  CDMA veel.mht
-  Digitaalne modulatsioon.mht
-  Spread spectrum II.mht
-  CDMA eelised.mht
-  Google Image Result for <http://www.sss-mag.com/images-tutorred.gif>.mht

Lisad:

L 1. Signaalide lahtisidustus

L1-1 Sageduslik lahtisidustus

Alustame joonisega L.1.

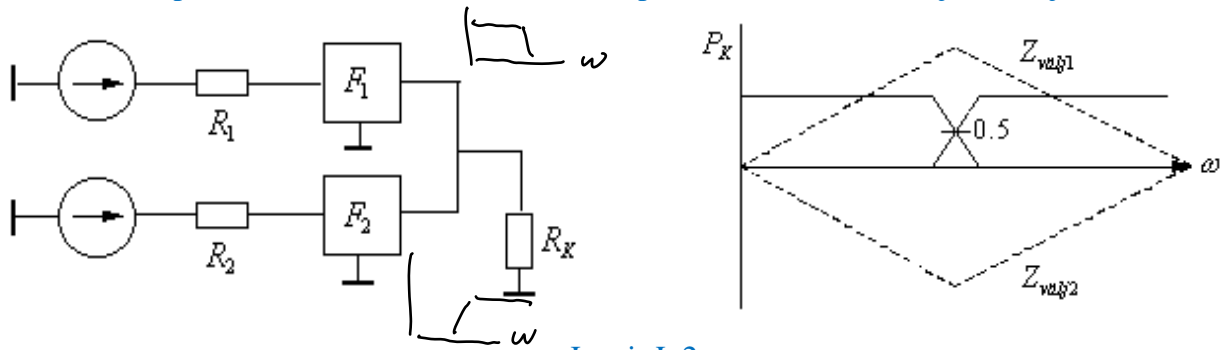


Joonis L.1

Joonisel toodud rõngaseraldaja on mitme erineva sagedusega väljunditega seade. Vajaduse korral ühendatakse kõik saatjad diapasonerguti külge. Seejuures kasutatakse analoogpõhimõttel töötavat sageduslikku kommutaatorit. Sisend- ja väljundkommutaatorid arvestavad üksikgeneraatorite sageduslikke piiranguid, kõrgemate harmooniliste väljafiltreerimist - tagades nii võimendite kõrgeid energeetilised ja kvaliteedinäitajad.

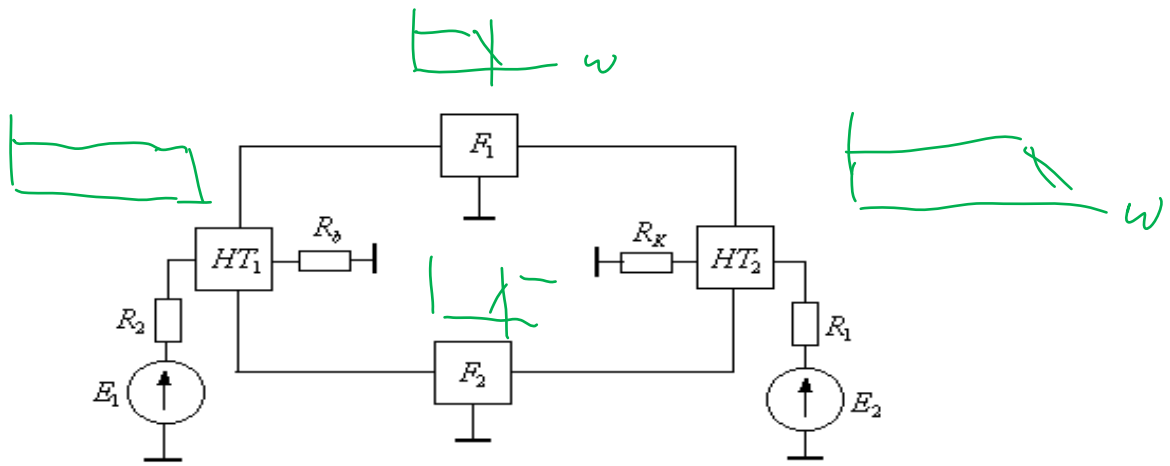
Kahe sisendiga sageduslikku eraldusseadet nimetatakse diplekseriks.

Lihtsaimal diplekseri lahendusel lasutatakse kahte paralleelset filtrit - KPF ja MPF (joon. L.2).



Joonis L.2

Kui siin tagatakse summaarne sageduskarakteristik ühtlasena - on diplekseri väljundtakistus aktiivne.; selliseid filtreid nimetatakse täiendavateks. Kui sageduskarakteristikus ilmnevad aga ebahühtlused - saame nn pseudotäiendavad filtrid. Filterdiplekserite puuduseks on lahtisidestuse puudumine filtrite sageduskarakteristikute ülekatte osas, halveneb generaatorite sobitus signaali summeerimisel. Nendest puudustest on vaband balanss- ning ringdiplekserid. Vaatleme kõigepealt balansskeemi (joon.L.3):

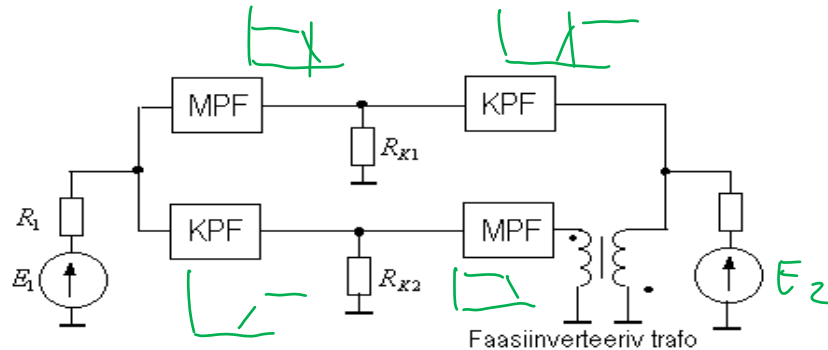


Joonis L.3

Siin saavutatakse kanalitevaheline lahtisidestus tänu skeemi balanssomadustele. Hübridtrafod annavad 0 ja 180° faasinihkeid ja töötavad laiaribalise sillana. Balansskeemi puuduseks on keerukas konstruktsioon, sildade sagedusribad peavad katma mõlemite kanalite sagedused.

Järgnevalt võtame vaatluse alla filter- ja balanssdiplekseri (ring e. rõngaseraldaja) joonisel L.4.

Toodud ringdiplekser (rõngasdiplekser) kommuteerib võimsusi kahe generaatori ja kahe koormuse vahel.



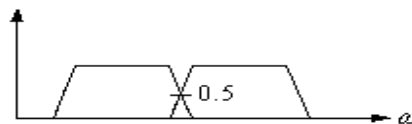
Joonis L.4

- E_1 võimsus allpool liitumissagedust läheb R_{k1} -te; üle liitumissageduse - R_{k2} -te.
- Samas E_2 võimsus allpool liitumissagedust - läheb R_{k2} -te, ülalpool R_{k1} -te.

Lahtisidestus eraldi sagedusribades - nagu filterdiplekseris määratakse filtrite sagedusomadustega.

⊙ Kokkulangevatel sagedustel jagunevad võimsused koormuste vahel. Siis lähevad voolud ühest generaatorist teise kahte teed pidi; tänu faasiinverteerivale trafole nad vastastikku kompenseeruvad.

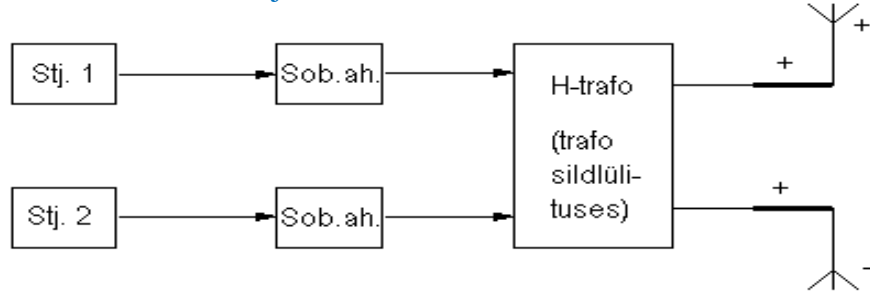
Sisend- ja väljundtakistused on siin (võrrelduna puht-filteerivariandiga) aktiivsed kogu sagedusalas, kaasa arvatud sageduskarakteristikute ülekatte osas. Samuti saavutatakse kogu sagedusalas täielik lahtisidestus. Siin, nagu filterdiplekserites liituvad kanalite sageduskarakteristikud 0.5 nivool (joon. L.5).



Joonis L.5

L1-2 Struktuurne lahtisidestus

Vaatleme esimest lahendust joonisel L.6



Joonis L.6

Siin on võimalikud kaks režiimi.

A. Skeemi ergutatakse ühe saatjaga. Sellisel juhul saab antenn sünfasse ergutuse (tähisted + ja +).

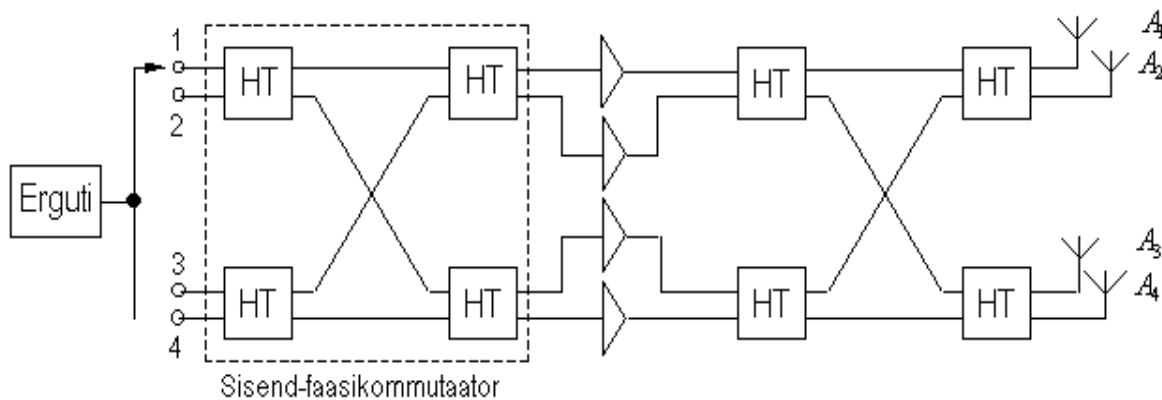
B. Skeemi ergutatakse kahe saatjaga. Saadakse vastasfaasne ergutus (+ ja -).

Antennide konstruktsioon on selline, et A või B variandi korral kiirgavad eri antenni osad.

Eelised: Töö on võimalik suvalistel (erinevatel, vähe erinevatel) sagedustel, laias sagedusribas. Tänu sümmeetrilise antenniga ühendatud hübriidtrafole saavutatakse lahtisidestus. Saatjate töö on seetõttu sõltumatu, ühe töörežiim ei sega teist.

Puudus: vajadus spetsiaalse antenni järele.

Toodud skeemi saab edasi arendada (joon L.7.):

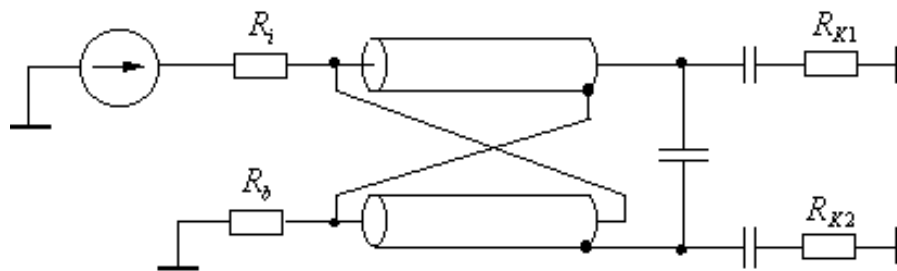


Joonis L.7

Siin töörežiim on määratud sisendfaasikommutaatori seisukorraga. Kui näiteks võimendite väljundites on:

- kõikide signaalide faaside vahekorrad ühesugused (sünfasssed signaalid), summeerub kogu võimsus antennil A_1 .
- teistes faaside vahekorras on võimalik liita signaale teistel antennidel ning asetades antennid näiteks ruudu nurkadesse, on võimalik muuta kiirguse leviku suunda.

Lisame siia veel ülaltoodud skeemides kasutatava hübriidtrafo skeemi jaguri režiimis (joon. L.8). Trafo töötab kui varemvaadeldud sildskeemid.



Joonis L.8