

ANTENNID JA RF ELEKTROONIKA

Loengumaterjalid

Koostanud: ass. Sulev Reisberg ja prof. Andres Taklaja

Sisukord

1. Antennide tüübid	3
2. Antennide parameetrid	4
Antenni kasutegur	4
Suunategur (directivity)	5
Võimendus (gain)	5
Efektiivne pindala	6
Suunadiagramm (radiation pattern)	7
Sisendtakistus (input impedance)	8
Sagedusriba laius	8
Kiire efektiivsus (beam efficiency)	9
Polarisatsioon (polarization)	9
3. Elektromagnetvälja tsoonid	10
4. Lõpmatult väike vooluelement	11
Välja komponendid induktsioonitsoonis ($kr \ll 1$)	14
Välja komponendid kiirgusliku kaugvälja ($kr \gg 1$) korral	15
5. Väike dipool	17
6. Lõpliku pikkusega dipool	18
Poollaine dipool	23
7. Lõpmatult väike raamantenn	25
8. Antenni kiirguse efektiivsus	26
9. Antenni sisendtakistus	30
Antenni kiirgustakistus	30
1) Antenni kiirgustakistuse aktiivosa	30
2) Antenni kiirgustakistuse reaktiivosa	33
Antenni kaotakistus	36
10. Antennide vastastikune takistus	37
Näide	41
11. Jooksva laine antenn	42
12. Elementaarne võreantenn	44
Suunadiagrammide korrutamine	45
Elementaarse võreantenni miinimumid	48
Elementaarse võreantenni maksimumid	49
13. N-elementiline lineaarne võreantenn	50
14. Planaarne antenn	51
15. Suunadiagrammide korrutamine	55
16. Huygeni element	56
17. Ruuporantenn	59
H-tasandi ruuporantenn	59
E-tasandi ruuporantenn	60
Püramiidikujuline ruuporantenn	61
Korrugeeritud ruuporantenn	63
Laiaribalised ruuporantennid	64
18. Paraboolantenn	65
Paraboolantenni võimendus	66
Peegellantenni pinna ebatasasused	67
19. Läätsantenn	68
Aeglustav lääts ($n > 1$)	68
Kiirendav lääts ($n < 1$)	70

Fresneli lääts.....	72
20. Friisi valem.....	74
21. Radari valem.....	75
22. Antenni temperatuur.....	77
23. RF ülekandeliinid.....	79
Vaskjuhtmed.....	79
Lainejuht.....	80
Koaksiaalkaabel.....	80
Mikroribaliinid.....	82
Kiudoptika.....	83
24. R, L, C komponendid raadiosagedustel.....	83
R – Takistid.....	83
C - kondensaatorid.....	85
L – induktiivsused.....	86
25. S-parameetrid.....	87
26. RF võimendite parameetrid.....	89
Sagedusriba laius.....	90
Signaal-müra suhe (C/N).....	90
Võimendus.....	90
Võimenduse reguleerimise ulatus.....	91
Võimenduse ebaühtlus.....	91
Soojusmüra.....	92
Mürategur.....	92
Mürategur võimendite järjestikusel ühendamisel.....	93
Maksimaalne väljundnivoo.....	93
1dB-kompressioonipunkt.....	93
Moonutused ja võimendite tüübid.....	94
Moonutuste mõõtmine.....	96
Sageduskorrektsiooni reguleerimine.....	98
Testpunkt.....	98
Splitteri ühendamine.....	99
27. Ferriitseadmed.....	100
Tsirkulaator.....	102
Isolaator.....	103
YIG resonaatorid.....	103
28. RF vaakumseadmed.....	104
Magnetron.....	104
Jooksva laine lamp.....	105
Klüstron.....	106
Smith'i diagramm.....	108
Pegeldustegur.....	108
Seisulainetegur (SWR ehk VSWR).....	109
Koormus liini lõpus.....	111
Smithi diagrammi kasutamine.....	112
Smithi diagrammi kasutamisest mõõteseadmetel.....	118
Viiteid.....	119

1. Antennide tüübid

Antenn on seade raadiolainete efektiivseks kiirgamiseks või vastuvõtmiseks. Tema ülesandeks on kas kiirata energiat või koguda energiat – sõltuvalt sellest nimetatakse teda kas saate- või vastuvõtuantenniks. Saateantenn kiirgab temani elektrijuhi kaudu jõudnud energia vabasse ruumi (atmosfääri), vastuvõtuantenn aga kogub ruumis leviva elektromagnetlainete energiat ning edastab selle elektrijuhti. On tähtis, et antennini jõudev energia antakse uuele keskkonnale edasi võimalikult väikeste kadudega.

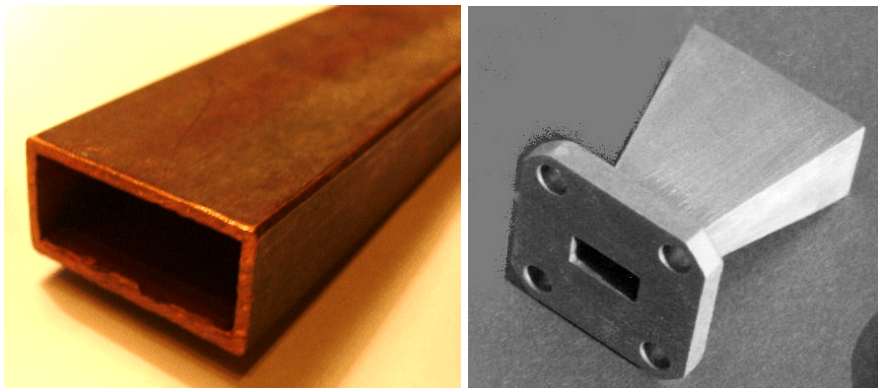
Raadiotehnikas on oluline, et kiirgus oleks suunatud võimalikult efektiivselt ainult vajalikus suunas. Kui eesmärgiks on tagada side saatja ja vastuvõtja vahel, siis tuleb tagada, et kogu saateantenni kiiratud võimsus oleks suunatud vastuvõtuantenni poole. Ja ka vastupidi – vastuvõtuantenn peaks koguma raadiolainete energiat vaid saateantenni suunast. Järelikult peavad antennid olema spetsiaalse suunatudliku ehitusega. Sõltuvalt antenni kujust ja ehitusest jagatakse antennid erinevatesse tüüpidesse:

- **Traatantennid** (monopool, dipool, raamantenn jt)



Joonis 1 - Dipoolantenn

- **Apertuurantennid** (lainejuht, ruuporantenn)



Joonis 2 – lainejuht ja ruuporantenn

- **Võreantennid** (koosnevad paljudest väiksematest antennidest, mis on paigutatud võrekujuliselt)



Joonis 3 – Võreantenn

- **Peegellantennid** (paraboolantennid)



Joonis 4 - Peegellantennid

- **Läätsantennid**

Antennitüüpidest tuleb pikemalt juttu edasistes peatükkides.

2. Antennide parameetrid

Antenne ja nende efektiivsust iseloomustavad mitmesugused näitajad. Järgnevalt neist väike ülevaade.

Antenni kasutegur

Nagu eelpool kirjeldatud, on antenn vahelülis elektrilise ja dielektrilise keskkonna piiril. Antenni kasutegur e (*efficiency*) näitab, kui suure osa antennini jõudnud energiast P_0 edastab antenn teisele keskkonnale. Ehk lihtsamalt öelduna – kasutegur näitab, kui suure osa saateantennini jõudnud võimsusest kiirgab antenn vabasse ruumi.

$$e = \frac{P_r}{P_0},$$

kus P_0 on saateantenni jõudnud energia ja P_r on vabasse ruumi kiiratud energia.

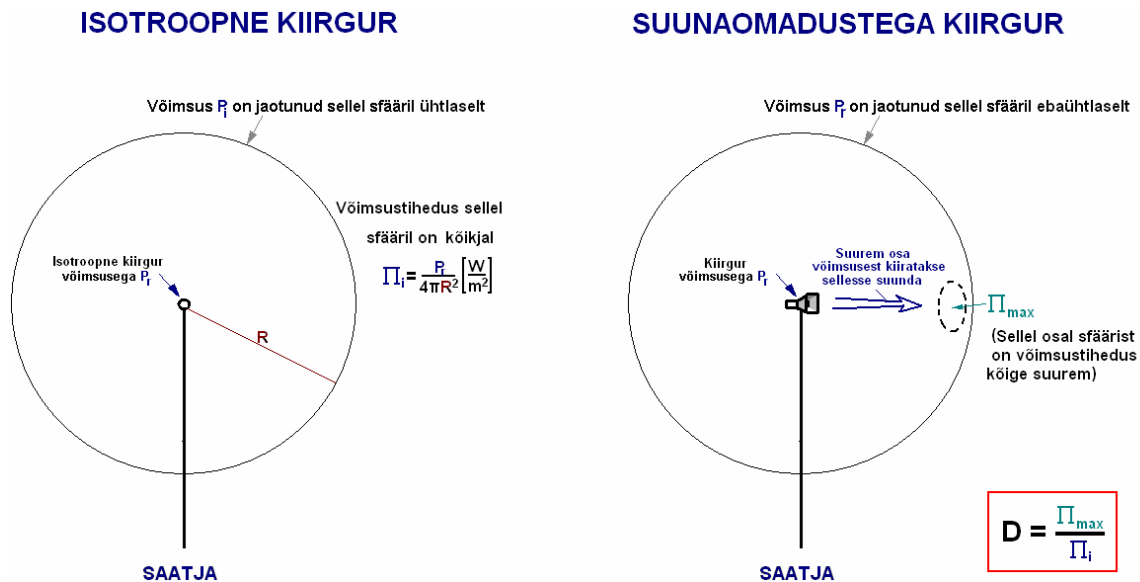
Alati kehtib võrratus $P_r \leq P_0$. Seda põhjustab nii signaali peegeldumine tagasi esimesse keskkonda (antenni ja keskkondade vaheline ebasobitus), aga ka kaod antenni enda koostiselementides (I^2R kaod).

Suunategur (directivity)

Kõige elementaarsemat kiirgurit nimetatakse **isotroopseks kiirguriks**. Isotroopne kiirgur on ideaalne punktkiirgusallikas, mis kiirgab elektromagnetlaineid kõikidesse suundadesse võrdselt. Järelikult ei ole sellel kiirgurile mingisuguseid suunaomadusi. Kõik teistsugused kiirgurid omavad teatud suunaomadusi – osades suundades kiiratakse rohkem energiat kui teistes. Järelikult osades suundades on kiirguse võimsustihedus suurem kui teistes suundades. Suhet, mis näitab, mitu korda erineb niisuguse kiirguri tekitatud maksimaalne võimsustihedus Π_{max} isotroopse kiirguri võimsustihedusest $[\text{W/m}^2]$ Π_i , nimetatakse antenni **suunateguriks D**:

$$D = \frac{\Pi_{max}}{\Pi_i}.$$

Suunateguril ühik puudub. Isotroopsel antennil $D = 1$, mistahes teisel antennil alati $D > 1$.



Joonis 5 – Suunategur

Võimendus (gain)

Antenni võimendus G avaldub antenni suunateguri D ja kasuteguri e korrutisena:

$$G = e \cdot D.$$

Tegemist on suhtelise suurusega, kuna suunategur D on suhteline suurus ja kasuteguril ühik puudub. D on antud tavaliselt isotroopse kiirguri suhtes ja seega tähistab ka G **antenni võimendust võrreldes isotroopse kiirguriga**. Tavaliselt esitatakse G detsibellides (dB) ning selleks, et näidata, et võimendust arvestatakse isotroopse kiirgaja suhtes, lisatakse juurde i -täht – saadakse lühed **dBi**:

$$G_{dBi} = 10 \cdot \log_{10} (e \cdot D) \text{ [dBi]}.$$

Vahel on antenni võimendus antud ka **dipoolantenni** suhtes. Siis on ühikuks **dBd**. dBd ja dBi on omavahel seotud järgmiselt:

$$G_{dBd} = G_{dBi} - 2,14$$

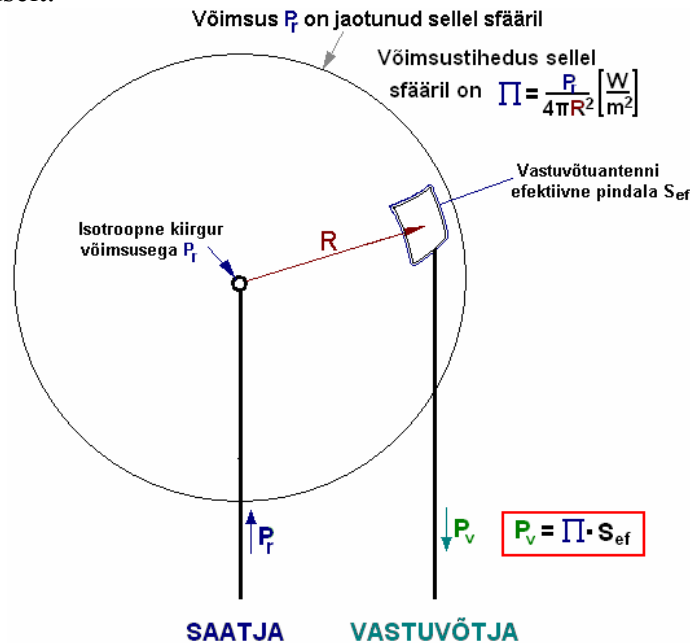
Tuleb meeles pidada, et antenni võimendus G näitab võimendust vaid ühes kindlas suunas (suunas, kus võimsustihedus on kõige suurem). Teistes suundades on võimendus väiksem.

Efekttiivne pindala

Vastuvõtuantenn asub kiirgusväljas, mida iseloomustab kiirgusvälja võimsustihedus Π (ühik W/m^2). Antenni poolt kogutava võimsuse P_v ja võimsustiheduse Π suhet nimetatakse antenni efektiivseks pindalaks S_{ef} :

$$S_{ef} = \frac{P_v}{\Pi} \text{ [m}^2\text{]}.$$

Järgmisel joonisel on toodud näide isotroopse kiirguri kohta, mis kiirgab kõikidesse suundadesse võrdselt.



Joonis 6 – Antenni efektiivne pindala

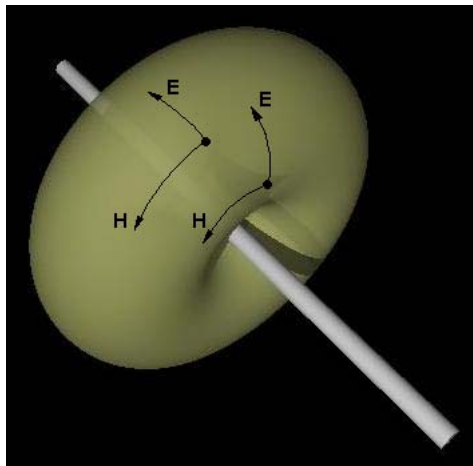
Tuleb märkida, et üldjuhul efektiivne pindala ei lange kokku antenni tegeliku pindalaga, vaid on sellest suurem. Efektiivne ja füüsikaline (tegelik) pindala langevad kokku vaid apertuurantenni korral.

Saab näidata, et antenni maksimaalne efektiivne pindala S_{efmax} sõltub lainepikkusest λ ja antenni suunategurist D :

$$S_{ef\ max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D.$$

Suunadiagramm (radiation pattern)

Antenni suunadiagramm on graafiline kujutis, mis iseloomustab antenni kiirgusomadusi sõltuvalt suunast. Enamikul juhtudest esitatakse suunadiagramm kiirguse kaugsooni kohta (kaug- ja lähitsoonidest tuleb täpsemalt juttu edaspidi). Tavaliselt on suunadiagramm esitatud kolmemõõtmelisena ning kujutab endast väljatugevuse või võimsustiheduse jaotust kiirgusallikast ühtlasel kaugusel.

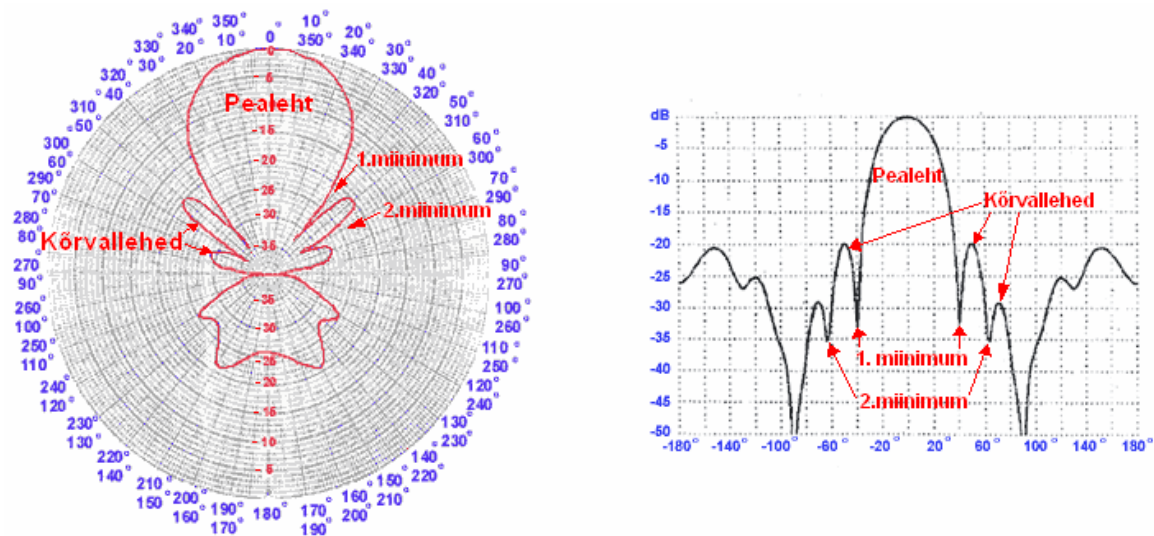


Joonis 7 – dipooli suunadiagramm

Tuleb tähele panna, et antenni suunadiagramm sõltub tugevasti sagedusest – seega erinevatel sagedustel on suunadiagramm erinev.

Üldiselt eristatakse kolme tüüpi suunadiagramme – isotroopne, *directional* ja *omnidirectional*. Isotroopne suunadiagramm on ideaalsel isotroopsel antennil – ta kiirgab kõikidesse suundadesse täpselt võrdselt ja suunadiagramm on igalt poolt vaadates täpselt ühesugune. *Directional* suunadiagramm on teatud suunaomadustega antenn – nagu näiteks dipoolantennil (vt joonis üleväl). Teatud suundades on kiirgus väga nõrk (dipooli tippude suunal), teistes suundades aga suur. Kolmanda liigi – *omnidirectional* suunadiagrammiga antennid – moodustavad antennid, millel on vaid üks põhiline kiirgussuund. Siia kuuluvad näiteks ruuporantennid.

Suunadiagramme võib esitada mitmes erinevas teljestikus. Järgmisel joonisel on kujutatud suunadiagrammi ringkoordinaatides ja kõrval on sama antenni suunadiagramm ristkoordinaadistikus.



Joonis 8 – 10-elemendise Yagi-antenni suunadiagramm ring- ja ristkoordinaadistikus

Ringkoordinaadistikust on selgesti näha suunadiagrammi üks pealeht ja palju kõrvallehtesid, kus kiirguse võimsus on pealehe omast tunduvalt väiksem. Lehtede vahel on nn kiirguse miinimumid.

Sisendtakistus (input impedance)

Antenni sisendtakistus Z on takistus, mida antenn avaldab oma sisendahelale. See on kompleksne suurus, sest koosneb nii aktiiv- kui ka reaktiivosast ning sõltub sagedusest. Selleks, et antenn kiirgaks maksimaalse võimsusega, peab antenn olema sisendahelaga sobitatud – antenni aktiivtakistus peab võrduma sisendahela aktiivtakistusega ning reaktiivtakistused peavad teineteist kompenseerima. Enamikul juhtudel sisendahela reaktiivtakistus on töösagedusel null, seega peab ka antenni sisendtakistus olema vaid aktiivse iseloomuga.

Aktiivtakistuse võib omakorda jaotada kaheks. Üks osa on kiirgustakistus R_r , millest sõltub väljakiirgatava energia hulk. Teine osa põhjustab aga vaid soojuskadusid ja seepärast nimetatakse seda kaotakistuseks R_L (*loss impedance*).

Keerukamate antennide puhul on sisendtakistust matemaatiliselt väga keeruline arvutada ning sellistel juhtudel on lihtsam takistus aparaatidega ära mõõta. Lihtsamatel juhtudel on võimalik teha aga küllalt lähedasi aproksimatsioone ning leida antenni sisendtakistus matemaatiliselt.

Sagedusriba laius

Antenni sagedusriba laius tähistab sagedusvahemikku, kus antenni karakteristikud näitajad (sisendtakistus, suunadiagramm, polarisatsioon, võimendus jms) on piisavalt lähedased antenni kesksagedusele. Kuna karakteristikud näitajad sõltuvad kõik sagedusest küllaltki erinevalt, siis on selge, et ei ole olemas konkreetset määratlust sagedusriba laiuse jaoks.

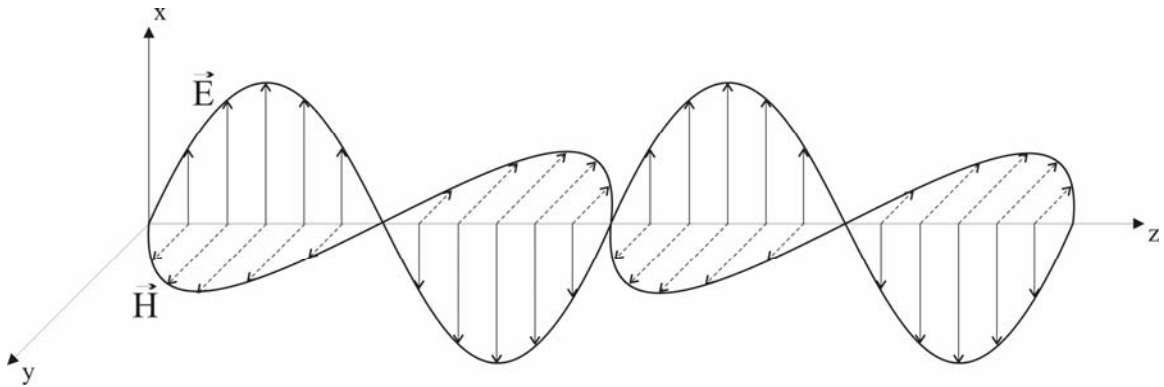
Kiire efektiivsus (beam efficiency)

Kiire efektiivsus näitab, kui suur osa kogu kiirastavast võimsusest on suunadiagrammi peales. Radarites ja raadioteleskoopides on kiire efektiivsus väga suur (üle 90%).

Polarisatsioon (polarization)

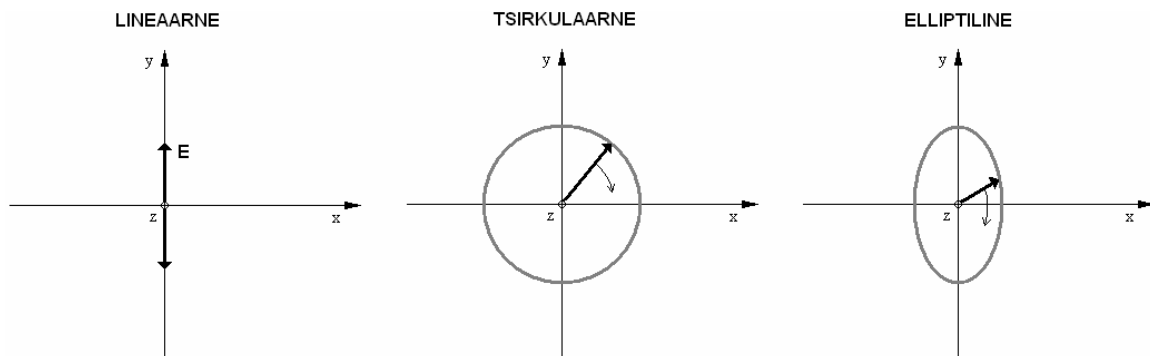
Polarisatsiooni all mõistetakse elektromagnetilise laine elektrivälja vektori suunda. Laine polarisatsioon on määratud antenni kujuga. Põhiliselt on kolme sorti polarisatsioone:

- **Lineaarne polarisatsioon** – elektrivälja vektori suund (siht) levimise käigus ei muutu. Tuleb jälgida, et vastuvõtuantenn oleks sama nurga all mis saateantenn.



Joonis 9 – lineaarne vertikaalne polarisatsioon

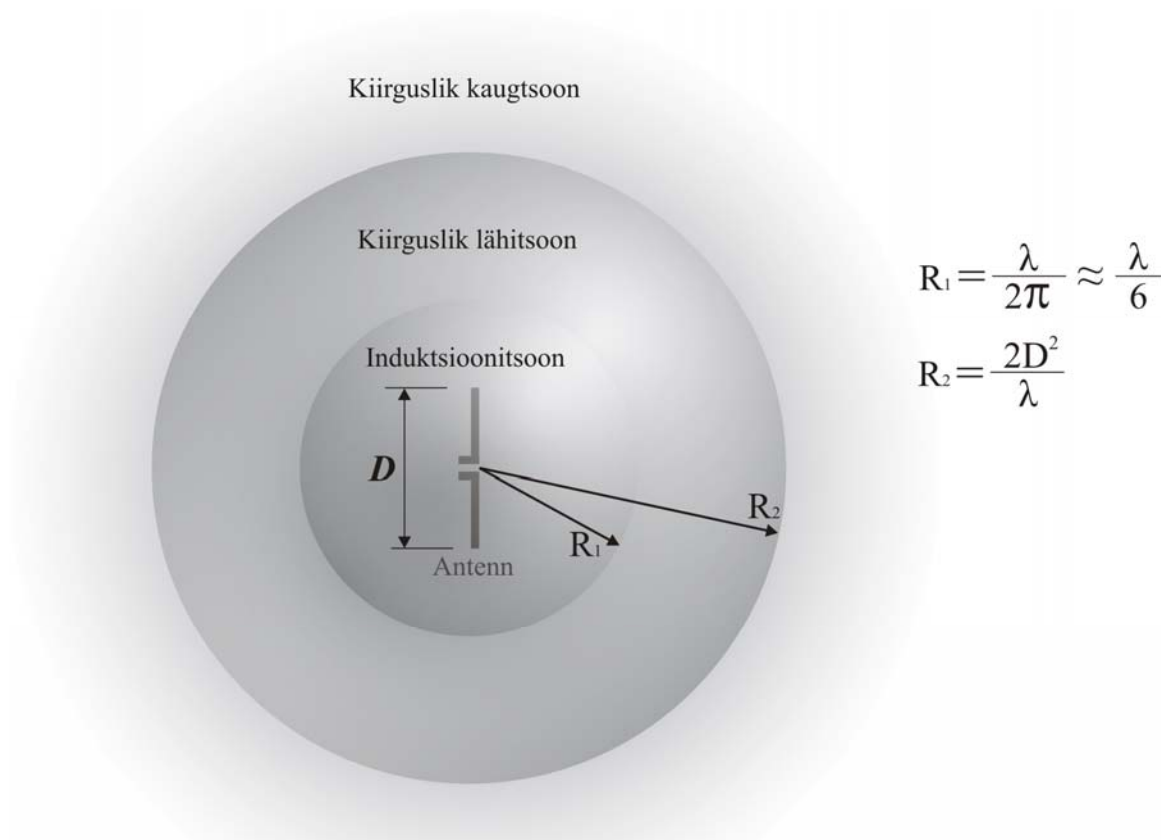
- **Tsirkulaarne polarisatsioon** – vektor pidevalt pöörduv ümber levimise suuna. Pöördumine võib toimuda nii ühes kui ka teises suunas.
- **Elliptiline polarisatsioon** – sama, mis tsirkulaarne polarisatsioon, aga vektori pikkus pöördumise käigus muutub.



Joonis 10 - polarisatsioonitüübid

3. Elektromagnetvälja tsoonid

Elektromagnetvälja võib tema omaduste järgi jagada mitmeks tsooniks.



Joonis 11 – Elektromagnetvälja tsoonid

- 1) **Induktsioonitsoon** (*reactive near-field region*) – see väli ümbritseb saateantenni selle vahetus läheduses (kuni kauguseni $\lambda/2\pi$). Induktsiooniväljas domineerib välja reaktiivne komponent, mis antennist kaugenedes kiiresti kahaneb.

Näide. Induktsioonivälja raadius 100 MHz saatja korral on vaid

$$R_1 = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{\left(\frac{c}{f}\right)}{2\pi} = \frac{c}{2\pi \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} = 0,48m = 48cm$$

- 2) **Kiirgustsoon**. Kiirgustsoon omakorda jaguneb kaheks tsooniks: kiirguslik lähitsoon ja kaugtsoon.
 - 2.1) **Kiirguslik lähitsoon** (*radiating near-field region*, ka Fresneli tsoon) – asub antennist kaugusel $\lambda/2\pi \dots 2D^2/\lambda$. D on saateantenni diameeter.

Reaktiivkomponenti võib selles tsoonis praktiliselt mitte arvestada, kuid antenni suunadiagramm sõltub vastuvõtja kaugusest.

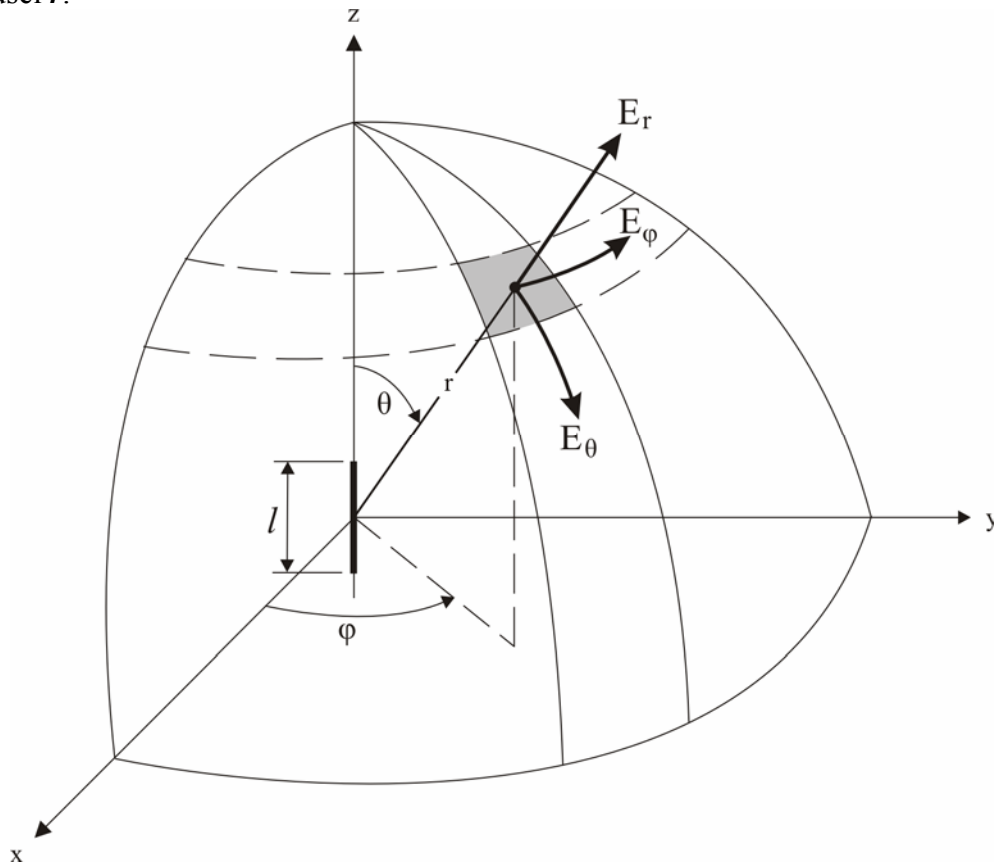
Väikeste antennide korral kiirguslik lähitsoon praktiliselt puudub ja induktsioonitsoon läheb kohe üle kiirguslikuks kaugtsooniks.

- 2.2) **Kiirguslik kaugtsoon** (*radiating far-field region*, ka Fraunhoferi tsoon) – saateantennist kaugemal kui $2D^2/\lambda$. Väli on lõplikult välja kujunenud, antenni suunadiagramm ei sõltu antenni kaugusest.

4. Lõpmatult väike vooluelement

Lõpmatult väike vooluelement (kirjanduses ka elementaarne elektriline vibraator, *infinitesimal dipole*) on idealiseeritud elektrijuht, milles voolab harmooniliselt võnkuv vool I_0 ning mille pikkus l on lainepikkusest väga palju väiksem ($l \ll \lambda$).

Kiirgusparameetrite arvutamiseks asetatakse vooluelement koordinaatteljestiku alguspunkti (vt joonis 12) ning avaldatakse tema poolt tekitatud välja komponendid kaugusel r .



Joonis 12 – Lõpmata väikese vooluelemendi poolt tekitatud elektrivälja komponendid

Elektri- ja magnetvälja komponendid avalduvad:

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi \cdot r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi \cdot r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr}$$

$$E_\varphi = H_\theta = H_r = 0$$

$$H_\varphi = j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi \cdot r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr},$$

kus E on elektrivälja tugevus [V/m],
 H on magnetvälja tugevus [A/m],
 r on kaugus kiirgurist [m],
 k on lainearv ($k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$),
 λ on lainepikkus [m],
 η on keskkonna takistus (õhus $\eta = 120\pi$) [Ω].

Selgitame liikme e^{-jkr} sisu. Raadiotehnilistes protsessides muutuvad kõik väljade parameetrid ja harmoonilised funktsioonid ajas:

$$A = A_0 \cos(\omega t + \varphi)$$

kus A on mingi väljavektor,
 A_0 on vektori amplituud,
 ω on ringsagedus,
 t on aeg,
 φ on algfaas.

Ajaline sõltuvus muudab arvutused äärmiselt keerukaks, kuid selgub, et seda on võimalik vältida. Nimelt on matemaatikast on teada, et vastavalt Euleri valemile

$$\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi) = e^{j(\omega t + \varphi)} = e^{j\omega t} \cdot e^{j\varphi}.$$

Järelikult väljavektor A avaldub

$$A = A_0 \cos(\omega t + \varphi) = A_0 \cdot \text{Re}[\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] =$$

$$= A_0 \cdot \text{Re}[e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t}] = \text{Re}[A_0 \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t}] = \text{Re}[A_0 \cdot e^{j(\varphi + \omega t)}]$$

Oletame, et välja allikas tekitab endal välja, mis on antud ülaltoodud valemiga. Kui ajahetkel $t = 0$ on algpunktis väljatugevuse faas φ , siis kaugusele r jõuab väljatugevus sama faasiga aja Δt võrra hiljem, kusjuures Δt on avaldatav kauguse r ja kiiruse v suhtega:

$$\Delta t = \frac{r}{v}$$

Järelikult on kaugusel r väljatugevus

$$A_r = A_0 \cos\left(\omega\left(t - \frac{r}{v}\right) + \varphi\right) = A_0 \cos\left(\omega t - \omega \frac{r}{v} + \varphi\right).$$

Kasutades Euleri valemit, saame

$$A_r = A_0 \cos\left(\omega t - \omega \frac{r}{v} + \varphi\right) = \operatorname{Re}\left[A_0 e^{j\left(\omega t - \omega \frac{r}{v} + \varphi\right)}\right] = \operatorname{Re}\left[A_0 e^{j(\omega t + \varphi)} \cdot e^{-j\omega \frac{r}{v}}\right].$$

Sulgudes oleva avaldise esimene pool võrdub A -ga ehk väljatugevusega välja allikal:

$$A_r = \operatorname{Re}\left[A_0 e^{j(\omega t + \varphi)} \cdot e^{-j\omega \frac{r}{v}}\right] = \operatorname{Re}\left[A \cdot e^{-j\omega \frac{r}{v}}\right]$$

ja teine pool lihtsustub

$$e^{-j\omega \frac{r}{v}} = e^{-j\omega \left(\frac{r}{\frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}}\right)} = e^{-j(\omega\sqrt{\epsilon\mu})r} = e^{-jkr}$$

Seega kaugusel r avaldub väljatugevus A_r :

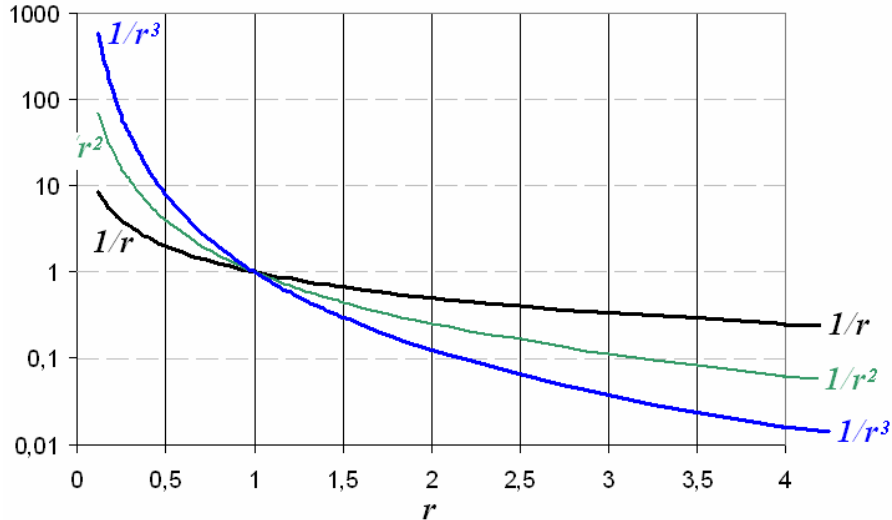
$$A_r = \operatorname{Re}\left[A \cdot e^{-jkr}\right]$$

kus A on väljatugevus kaugusel $r = 0$ (välja allikal). Järelikult liige e^{-jkr} tähistab potentsiaalide hilistumist ning kr näitab ära, millise faasiga jõuab väli kaugusele r (võrreldes algfaasiga). Ka edaspidi on see liige enamikus väljatugevuse arvutamise valemities sees.

Lõpmatult väikese vooluelemendi väljatugevuste valemities on näha, et nii E- kui ka H-välja komponendid koosnevad mitmest liikmest, mis omavad erinevat sõltuvust

kaugusest $\left(\frac{1}{r}, \frac{1}{r^2}, \frac{1}{r^3}\right)$. Järgmiselt graafikult on näha, et kui r on väike, domineerib

tugevalt liige $1/r^3$. Kui r on suur, siis määrab väljakomponendi väärtuse põhiliselt liige $1/r$ ning teiste liikmete osakaal on väga väike.



Joonis 13 – Väljakomponentide valemite erinevate liikmete osakaalu illustatsioon

Kõik liikmed on võrdse kaaluga, kui komponentide kordaja nimetajas on 1 ehk ülemise graafiku korral $r = 1$. Väljakomponentide valemis on nimetajas kr , seepärast on kõik elektrivälja komponentide liikmed võrdse kaaluga, kui $kr = 1$. Järgnevalt vaatleme erijuhtusid, kus $kr \ll 1$ ja $kr \gg 1$.

Välja komponendid induksioonitsoonis ($kr \ll 1$)

Juhul, kui $kr \ll 1$ (sellisel juhul $2\pi r/\lambda \ll 1$ ehk $r \ll \lambda/2\pi \approx \lambda/6$ – tegemist on **induksioonitsooniga**), siis välja komponentide arvutamise valemites on olulisemad liikmed need, kus $1/r$ aste on suur. Pealegi kui $kr \ll 1$, siis $e^{jkr} \approx 1$. Järelikult lihtsustuvad valemid järgmiselt:

$$E_r \cong -j\eta \frac{I_0 l}{2\pi kr^3} \cos \theta$$

$$E_\theta \cong -j\eta \frac{I_0 l}{4\pi kr^3} \sin \theta$$

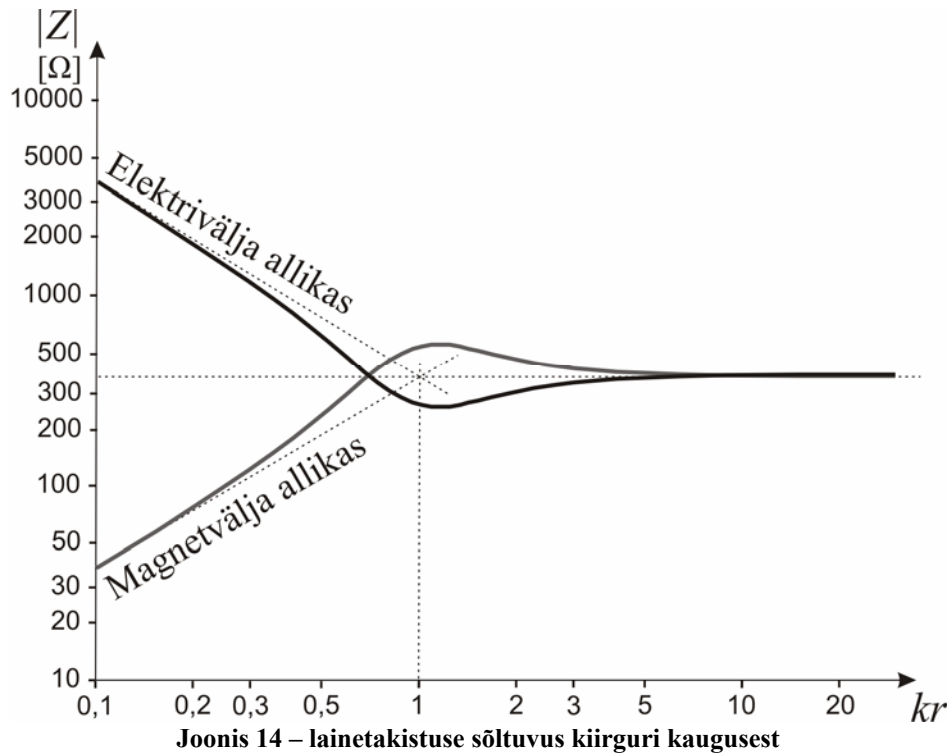
$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0$$

$$H_\phi \cong \frac{I_0 l}{4\pi \cdot r^2} \sin \theta$$

Valemitest on näha, et elektrivälja komponendid on suuremad kui magnetvälja komponent (sest $1/r$ aste on suurem), järelikult domineerib induksioonitsoonis

elektriväli. Suhet $Z = \frac{E}{H}$ nimetatakse lainetakistuseks (*wave impedance*, mõõdetakse

oomides) ning kui $E \gg H$, siis on ka Z väga suur, küündides tuhandetesse oomidesse. Järgmisel joonisel on kujutatud nii lõpmata väikese vooluelemendi (elektrivälja allikas) kui ka käesolevas peatükis mittekäsitleva magnetvälja allika (raamantennid) lainetakistust.



On näha, et elektrilise välja tekitaja poolt tekitatud väli on kiirguri lähedal kõrgeoomiline, kuid magnetilise välja tekitaja korral madalaoomiline.

Ehkki induktsoonitsoon asub kiirgurile vaid väga lähedal, on selle tsooniga seotud hulk raadiotehnilisi küsimusi. Näiteks elektroonikakomponentide varjestamine toimub seadmetes üldjuhul just induktsoonitsoonis. Samuti töötavad induktsoonitsoonis nn RF ID-seadmed (nt raadiolainetel toimivad ukseavamiskaardid). Need on tillukesed raadioseadmed, mis koosnevad võnkeringist ja sellega ühendatud transistorist ja kontrollierist. Saatjas (kaardi lugejas) asub omakorda võnkering, mis tekitab magnetvälja. Kui RF ID kaart asetada sellesse välja, indutseeritakse kaardi võnkeringis pinge ning tekib vool, millest piisab, et kontrollier võiks saatja signaali dekodeerida ning sellele vastata. Vastamiseks tüürib kontrollier transistori ning kuna kaart on induktsoonitsooni kaudu kaardi lugejaga sidestatud, muutub vastavalt tüürimisele pinge ka kaardi lugejas. RF ID kaarte on võimalik kasutada mitmel otstarbel – kaardi kontrollier võib sisaldada infot kaardi omaniku või müüdavate kaupade kohte jms. Nii sugused kaardid on praegu veel suhteliselt vähelevinud ja alles väljatöötamisjärgus, küll aga on väga laialdaselt kasutusel tavalised turvakleepsud, mis kinnitatakse poes müüdavatele kaupadele, et maksmata ei saaks kaubaga poest lahkuda. Nendes kleepsudes on tegemist üldjuhul vaid poolist ja mahtuvusest koosneva võnkeringiga, mis mõjutab turvaväravates tekitatavat magnevälja (kontrollier neis kleepsudes puudub).

Välja komponendid kiirgusliku kaugvälja ($kr \gg 1$) korral

Kui $kr \gg 1$ ehk $r \gg \lambda$, siis jääb väljakomponentide arvutamise valemities domineerivaks vaid liige, kus $1/r$ aste on madalaim. Pealegi väheneb E_r palju kiiremini

kui E_θ , sest E_r on sõltuvuses $1/r^2$ -st, kuid E_θ on sõltuvuses $1/r$ -st. Järelikult lihtsustuvad avaldised tunduvalt:

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi \cdot r} e^{-jkr}$$

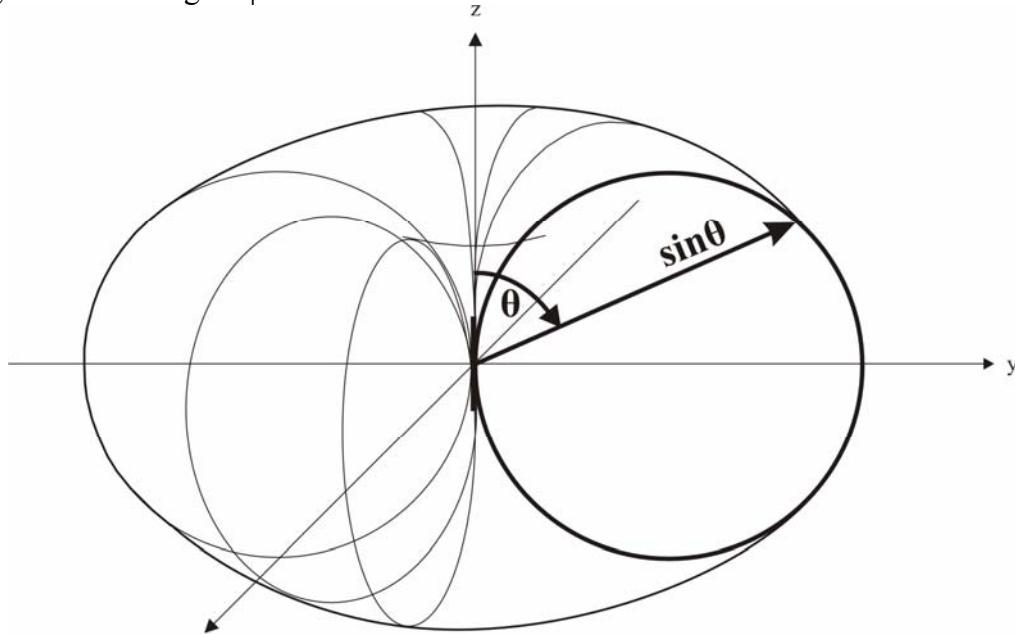
$$E_r \cong E_\varphi = H_\theta = H_r = 0$$

$$H_\varphi = j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi \cdot r} e^{-jkr}$$

Valemitest on näha, et kiirguslikus kaugväljas omab väli kahte komponenti: elektriväli on suunatud piki θ ja magnetväli piki φ . Siin eksisteerib aktiivse energia voog, mis on suunatud vooluelemendist eemale. Tegemist on elektromagnetilise kiirgusega, sest mõlemad väljakomponendid E_θ ja H_φ omavad elektromagnetilise laine kuju. Seda piirkonda nimetatakse **kiirgustsooniks**.

Lainetakistus $Z = \frac{E_\theta}{H_\varphi} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cong \eta$ püsib kaugväljas konstantsena ning on õhu korral on $Z = 120\pi$ ehk 377Ω (vt joonis 14). Valemis ε tähistab dielektrilist läbitavust [F/m] ja μ tähistab magnetilist läbitavust [H/m].

Vooluelemendi kiirgus omab ruumilist suunitlust sõltuvusena nurgast θ . Suunadiagramm on kirjeldatav seostega $E = E_{max} \cdot \sin \theta$ ja $H = H_{max} \cdot \sin \theta$. Maksimaalne kiirgus on suunatud risti vooluelemendi teljele ning telje suunas kiirgus puudub (vt joonis 15). Kiirgus ei sõltu nurgast φ .



Joonis 15 – lõpmata väikese vooluelemendi kiirguse suunadiagramm

Vooluelemendi kiirguse võimsus avaldub:

$$P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r,$$

kus R_r on kiirgustakistus ja see avaldub

$$R_r = \eta \left(\frac{2\pi}{3} \right) \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2,$$

kui antenn asub vabas õhus ($\eta = 120\pi$).

Lõpmata väikese vooluelemendi kiirguse suunategur on

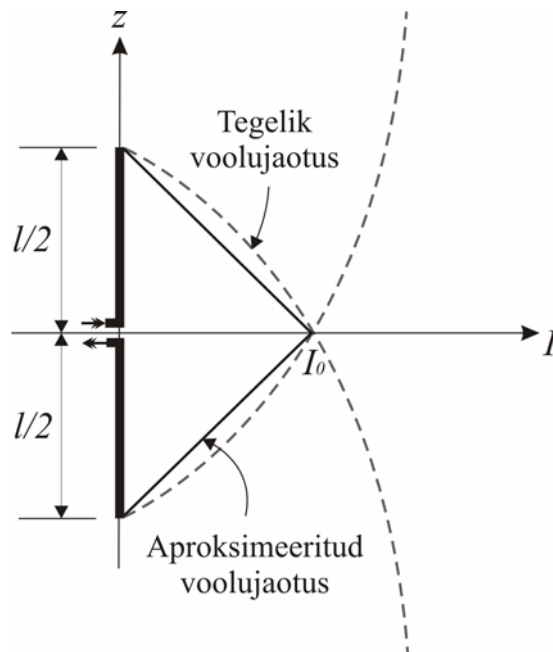
$$D = \frac{3}{2}$$

ja maksimaalne efektiivne pindala on

$$S_{ef \max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D = \frac{3\lambda^2}{8\pi}.$$

5. Väike dipool

Väike dipool on reaalne dipool, mille pikkus l on lainepikkusest palju väiksem – tavaliselt vahemikus $\lambda/50 \dots \lambda/10$. Erinevalt ideaalsest kiirgurist ei saavutata üheski reaalses antennis voolu ühtlast jaotust kogu antennis ja nii on see ka väikese dipooli korral. Küllalt lähedase tulemuse saab, kui arvestada, et väikeses dipoolis on vool jaotunud kolmnurk-jaotuse järgi (vt joonis 16). See lähendus kehtib eeldusel, et $kr \gg 1$.



Joonis 16 – voolujaotus väikeses dipoolis

Sellisel juhul avalduvad väljakomponendid järgmiselt:

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi \cdot r} \sin \theta$$

$$E_r \approx E_\varphi = H_\theta = H_r = 0$$

$$H_\varphi = j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi \cdot r} \sin \theta,$$

kus E on elektrivälja tugevus [V/m],
 H on magnetvälja tugevus [A/m],
 r on kaugus dipoolist [m],
 k on lainearv ($k=2\pi/\lambda$),
 λ on lainepikkus [m],
 η on keskkonna takistus (õhus $\eta=120\pi$) [Ω].

Väikese dipooli suunategur ja maksimaalne efektiivne pindala on analoogsed lõpmata väikese dipooli omadele:

$$D = \frac{3}{2},$$

$$S_{ef \max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D = \frac{3\lambda^2}{8\pi}.$$

Kiirgustakistus on aga voolujaotusest väga tugevasti sõltuv. Saab näidata, et väikese dipooli kiirgustakistus on neli korda väiksem kui lõpmatult väikese vooluelemendi kiirgustakistuse aktiivosa:

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2.$$

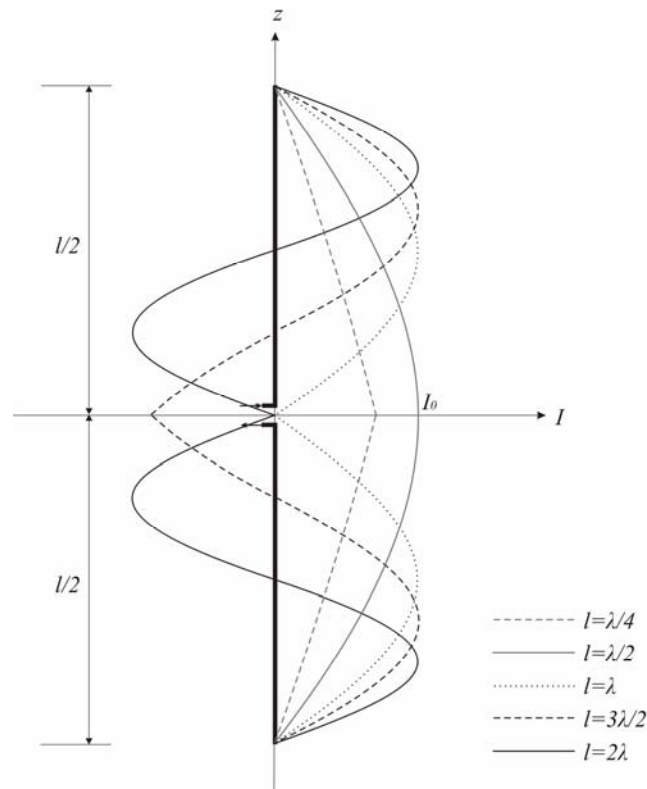
6. Lõpliku pikkusega dipool

Lisaks väikestele dipoolidele kasutatakse väga laialt ka suuremaid dipoole, mille pikkus võib ulatuda paljude lainepikkusteni. Voolujaotust sellistes dipoolides saab iseloomustavad küllaltki hästi järgmised valmid:

$$I(x, y, z) \sim \begin{cases} I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z \right) \right], & 0 \leq z \leq \frac{l}{2} \\ I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z \right) \right], & -\frac{l}{2} \leq z \leq 0 \end{cases}$$

kus $I(x, y, z)$ on voolutugevus punktis (x, y, z) [A],
 I_0 on maksimaalne voolutugevus [A],
 l on dipooli pikkus [m],
 k on lainearv ($k=2\pi/\lambda$),
 λ on lainepikkus [m].

Saadud voolujaotusi on kujutatud järgmisel joonisel.



Joonis 17 – voolujaotus lõpliku pikkusega dipoolis

Niisuguse dipoolantenni kiirgusomaduste väljaselgitamiseks jagatakse dipool paljudeks väikesteks lõikudeks – lõpmatult väikesteks kiirgavateks vooluelementideks – ning eeldatakse, et nendes on voolu jaotus enamvähem ühtlane. Leides nüüd iga niisuguse vooluelemendi poolt tekitatava elektromagnetvälja ja summeerides need, saadakse lõpliku pikkusega dipooli poolt tekitatav elektromagnetväli, mille elektrovälja komponent avaldub kiirguslikus kaugväljas järgmisel kujul:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(x, y, z) e^{jkz \cos \theta} dz \right],$$

kus E on elektrivälja tugevus [V/m]
 η on keskkonna takistus (õhus $\eta = 120\pi$) [Ω],
 r on kaugus dipoolist [m].

Sellest avaldisest esimene pool iseloomustab lõpmata väikese vooluelemendi kiirguse elektrivälja komponenti (pikkus = 1), sulgudes olev avaldis iseloomustab aga voolude jaotust antennis. Esimest nimetatakse kirjanduses *element factor*, teist *space factor*. Järelikult võib öelda, et summaarne väli on arvatav järgmisel meetodil:

summaarne väli = (element factor) × (space factor).

Just niisugusel meetodil leitakse ka paljude keerukamate antennide – näiteks võreantennide – poolt tekitatavad väljad. Esmalt leitakse, millise välja tekitab üks antenni element ja seejärel võetakse arvesse, kuidas need elemendid ruumiliselt paiknevad (kuidas vool on neis jaotunud). Sellist meetodit nimetatakse suunadiagrammide korrutamiseks ning sellest tuleb edaspidi veel täiendavalt juttu.

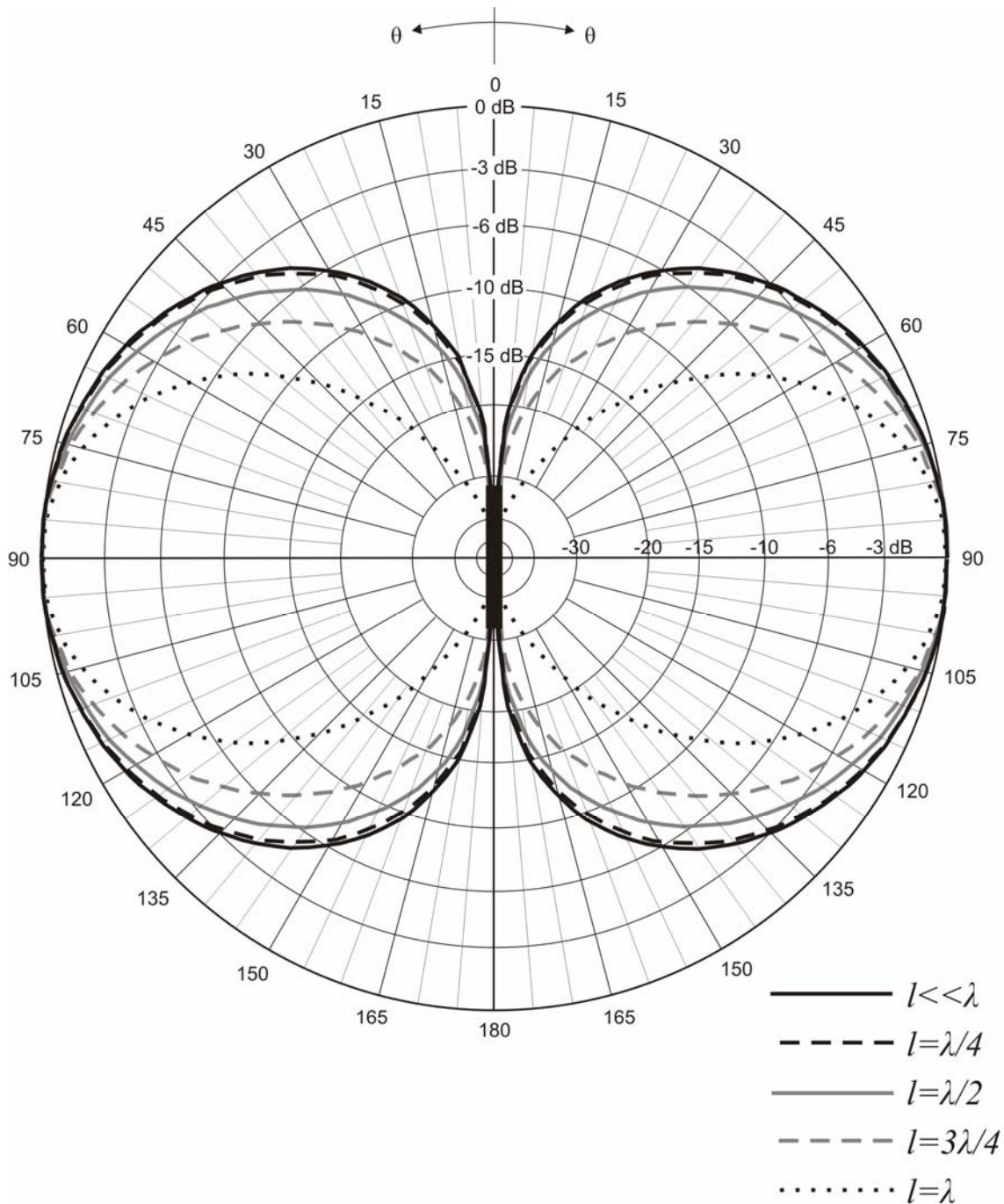
Lõpliku pikkusega dipooli elektrivälja komponendi avaldise saab viia järgmisele kujule:

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi \cdot r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]$$

ning magnetvälja komponent avaldub

$$H_{\phi} \approx \frac{E_{\theta}}{\eta} = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi \cdot r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right].$$

Järgmisel suunadiagrammil on näidatud 4 erineva pikkusega dipooli kiirgusvõimsuse sõltuvus nurgast θ .



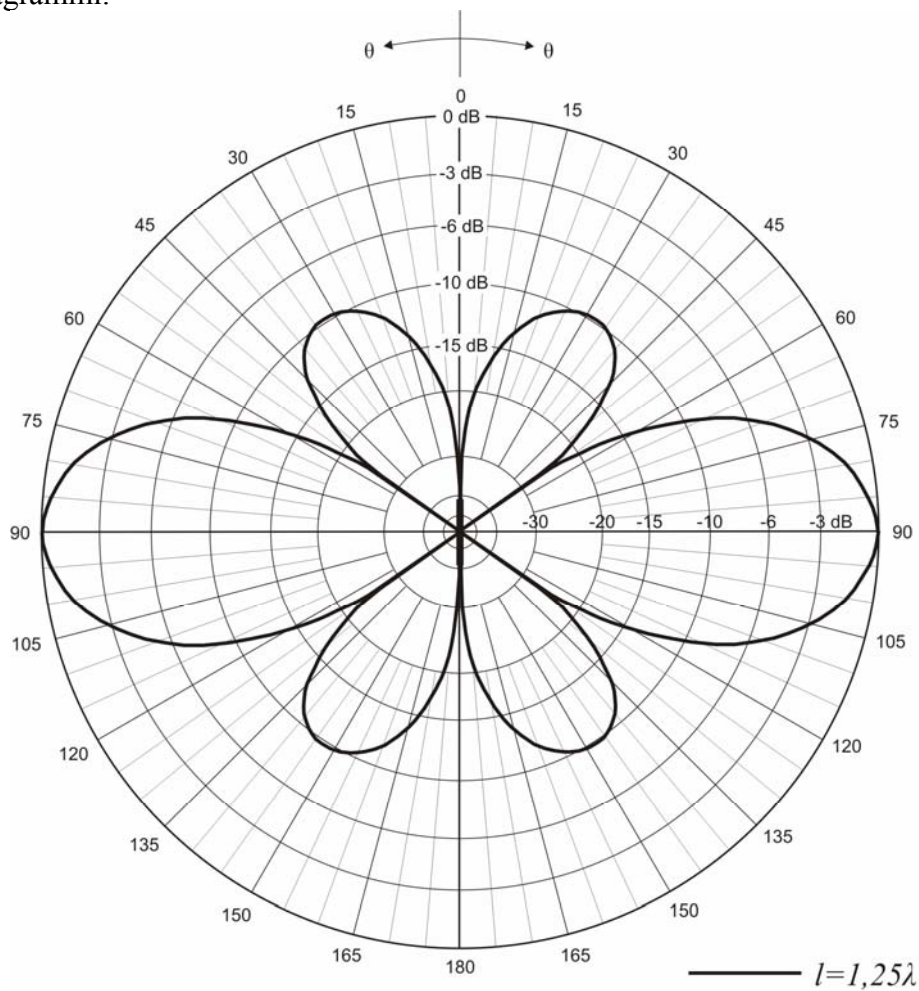
Joonis 18 – kiirgusvõimsuse normaliseeritud (maksimaalne=0dB) suunadiagrammid dipooli pikkustele $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ ja λ . Lisatud on lõpmatult väikese elektrilise kiirguri suunadiagramm ($l \ll \lambda$).

Graafikult on näha, et mida pikem on dipool, seda kitsam on suunadiagrammi pealeht. Mõõtes -3 dB tasemel, saab leida, et:

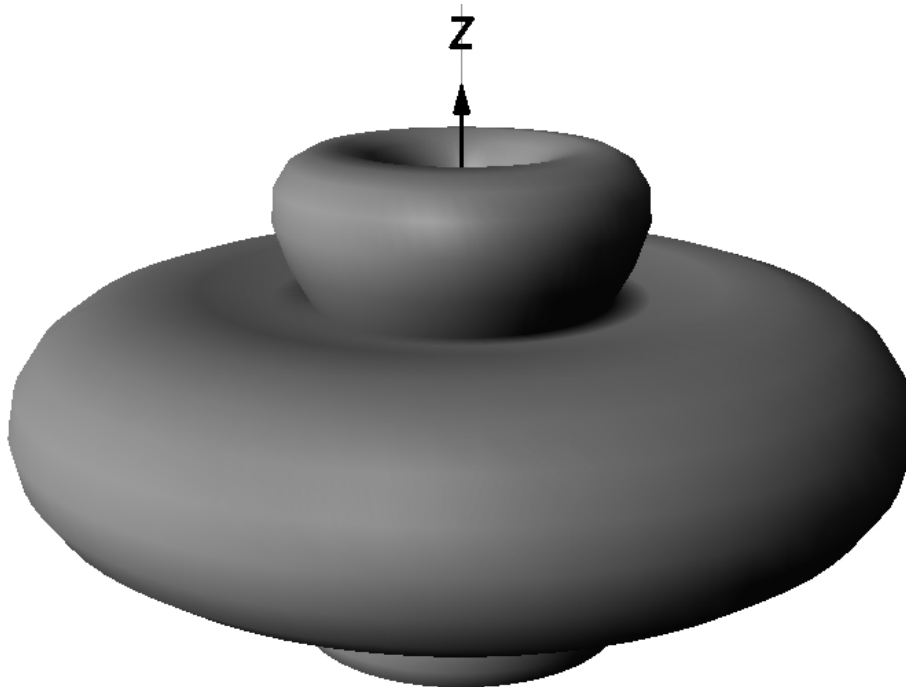
- $l \ll \lambda$ dipooli korral on pealehe laius 90° ,
- $l = \lambda/4$ dipooli korral on pealehe laius 87° ,
- $l = \lambda/2$ dipooli korral on pealehe laius 78° ,
- $l = 3\lambda/4$ dipooli korral on pealehe laius 64° ,

$l = \lambda$ dipooli korral on pealehe laius $47,8^\circ$.

Juhul kui dipooli pikkus muutub lainepikkusest suuremaks ($l > \lambda$), hakkab suunadiagrammile lehti juurde tekkima. Järgmisel joonisel on kujutatud $l=1,25\lambda$ dipooli suunadiagrammi.



Joonis 19 - kiirgusvõimsuse normaliseeritud suunadiagramm $l=1,25\lambda$ dipoolil



Joonis 20 - $1,25\lambda$ pikkuse dipooli suunadiagramm

Kiirgustakistuse ja suunateguri avaldised on dipoolil üsna keerukad ja need sõltuvad dipooli pikkusest (lainepikkuse suhtes).

Poollaine dipool

Poollaine dipool on üks enim kasutatavaid dipoolantenne ($l = \lambda/2$). Tema kiirgustakistus on 73 oomi, mis on väga lähedane laialt levinud 75-oomistele transmissioonikaablitele ning seetõttu on antenn kaabliga küllalt hästi sobitatav.

Väljakomponendid avalduvad:

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi \cdot r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]$$

$$H_{\varphi} \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi \cdot r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]$$

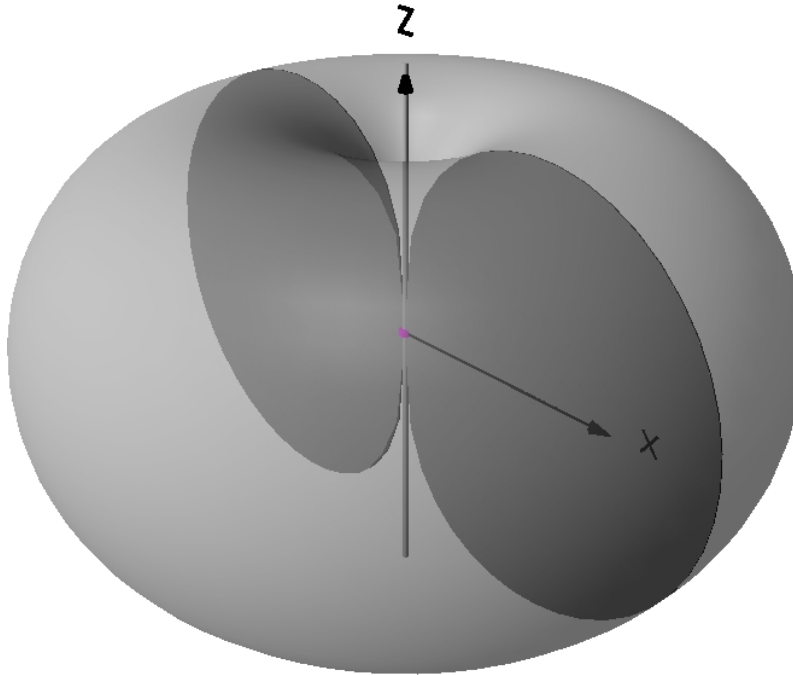
Saab näidata, et kiirgusvõimsus avaldub

$$P_{rad} \approx 2,435\eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \approx 36,5 \cdot |I_0|^2 = \frac{1}{2} R_r \cdot |I_0|^2$$

ja siit kiirgustakistuse aktiivosa

$$R_r \approx 73 \Omega .$$

Kiirgustakistus Z võrdub sisendtakistusega. Tegelikuses lisandub kiirgustakistuse aktiivosale ka reaktiivne osa ning summaarne sisendtakistus avaldub $Z_{in} = 73 + j42,5 \Omega$. Selleks, et reaktiivosa mõju vähendada, tuleb antenn sobitada või antenni pikkust vähendada.



Joonis 21 – poollaine dipooli suunadiagramm

Suunategur avaldub ligikaudselt

$$D \approx 1,64 .$$

Juhul kui antenni kasutegur $e = 100\%$, saame antenni võimenduseks detsibellides

$$G = 10 \log(e \cdot D) = 10 \log(1,64) = 2,14 \text{ dB}$$

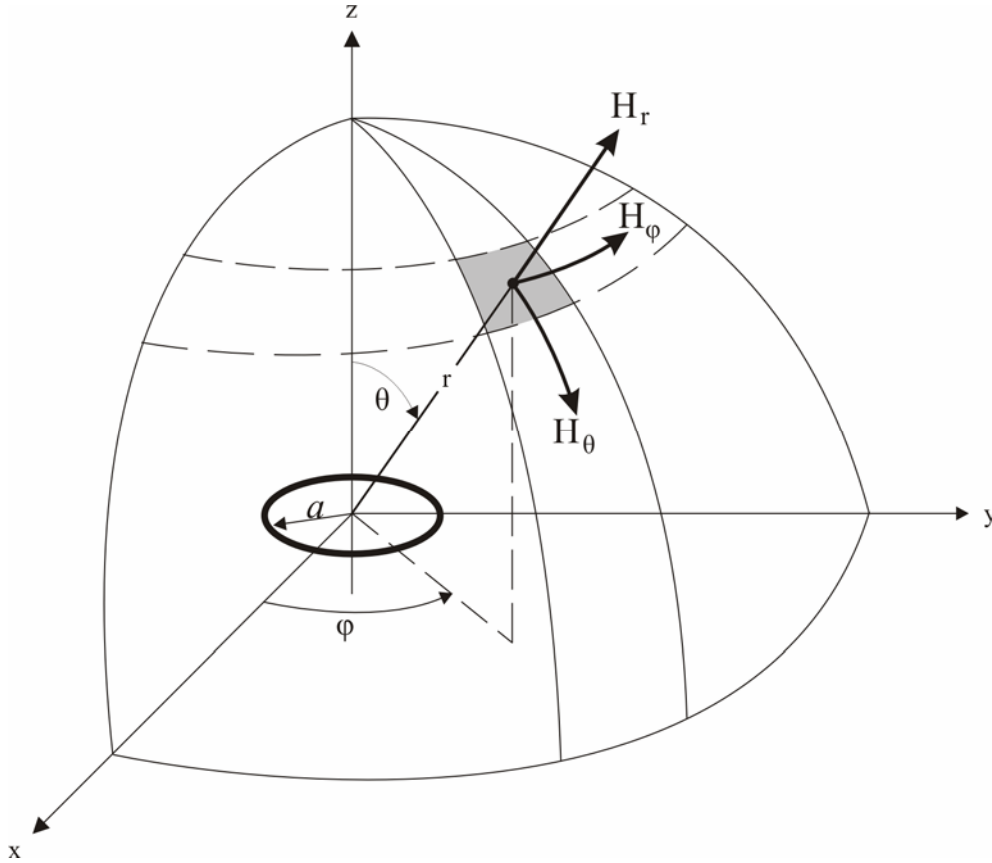
Seda võimendust kasutatakse tihti ka võrdlussuurusena teiste antennide võimenduse iseloomustamisel. Antennide võimendust tähistatakse sellisel juhul ühikuga dBd .

Poollaine dipooli maksimaalne efektiivne pindala on

$$S_{ef_max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D \approx 0,13 \lambda^2 .$$

7. Lõpmatult väike raamantenn

Lõpmatult väike raamantenn on ideaalne kiirgur, mille moodustab väike juhtmekeer, milles voolab vool I_θ . Juhtmekeeru raadius a on lainepikkusest λ väga palju väiksem.



Joonis 22 – lõpmatult väike raamantenn

Selgub, et niisuguse raamantenni poolt tekitatud elektromagnetväli on täiesti dualne analoogse lõpmatult väikese vooluelemendi tekitatud väljaga, mille pikkus on $l_M = k\pi a^2$, kus a on raamantenni raadius [m] ja k on lainearv. Vooluelemendi tekitatud elektrivälja komponendid on samasugused kui raamantenni magnetvälja komponendid ja ka vastupidi – vooluelemendi poolt tekitatud magnetvälja komponendid on samasugused kui raamantenni elektrivälja komponendid.

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos \theta}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr}$$

$$H_\phi = E_\theta = E_r = 0$$

$$E_{\varphi} = \eta \frac{(ka)^2 I_0 \sin \theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr},$$

kus E on elektrivälja tugevus [V/m],
 H on magnetvälja tugevus [A/m],
 r on kaugus raamantenni keskpunktist [m],
 k on lainearv ($k=2\pi/\lambda$),
 λ on lainepikkus [m],
 a on raamantenni raadius [m],
 η on keskkonna takistus (õhus $\eta = 120\pi$) [Ω].

Lõpmatult väikese raamantenni suunaomadused kaugtsoonis on samad kui lõpmatult väikesel vooluelemendil.

Kiirgusvõimsus avaldub

$$P_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{12} \right) (ka)^4 |I_0|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r.$$

Ning kiirgustakistus avaldub

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi \cdot a}{\lambda} \right)^4 N^2,$$

kus N on raamantenni keerdude arv (elementaarse raamantenni korral $N=1$).

Sarnaselt lõpmatult väikesele vooluelemendile avaldub ka lõpmatult väikese raamantenni suunategur

$$D = \frac{3}{2}$$

ja maksimaalne efektiivne pindala

$$S_{ef \max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D = \frac{3\lambda^2}{8\pi}.$$

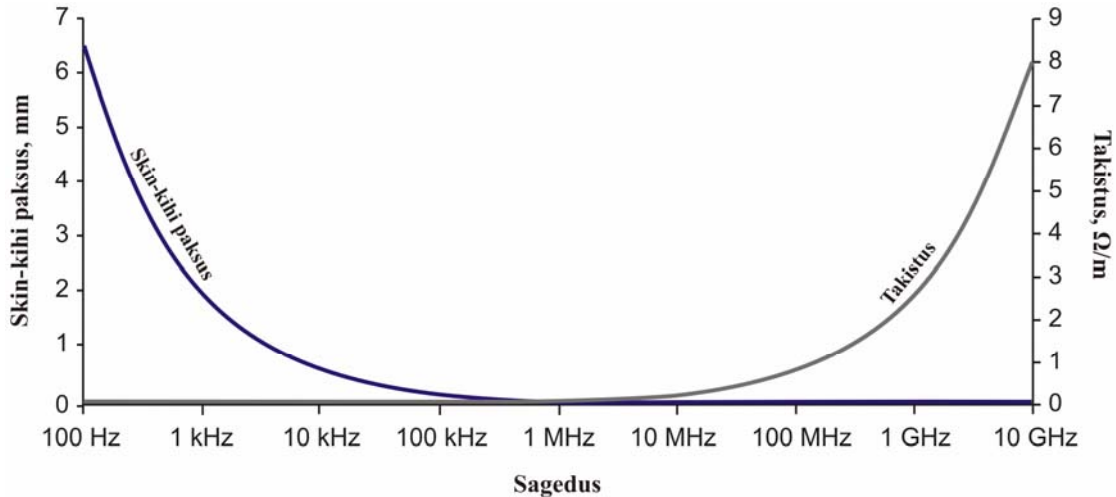
8. Antenni kiirguse efektiivsus

Mida kõrgem on sagedus, seda vähem sügavale vool elektrijuhis tungib ning kõrgetel sagedustel liigub vool vaid elektrijuhis pinnakihis. Seda nähtust nimetatakse skin-efektiks (*skin effect*). Saab näitada, et kihi paksus δ , milles vool liigub, avaldub

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \text{ [m]},$$

kus f on sagedus [Hz],
 σ on materjali erijuhtivus [S/m]
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ A/m.

Järgmisel graafikul on näha vasktraadi skin-kihi paksus sõltuvalt sagedusest. Vase erijuhtivus on $5,7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$.



Joonis 23 – vase skin-kihi sõltuvus sagedusest, 1-mm diameetriga vasktraadi skin-kihi takistus

Kuna vool ei saa kõrgematel sagedustel liikuda enam kogu elektrijuhi, vaid ainult pinnakihi, suureneb ka voolule mõju avaldav takistus. Skin-kihi takistus avaldub:

$$R_L = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S} \text{ [}\Omega\text{]},$$

kus l on elektrijuhi (traadi) pikkus [m],
 S on skin-kihi ristlõike pindala [m²].

Skin-kihi pindala on traadi korral skin-kihi paksuse ja traadi ristlõike ümbermõõdu $2\pi b$ korrutis, kus b on ristlõike raadius [m]. Järelikult skin-kihi takistus avaldub:

$$R_L = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S} = \frac{l}{\sigma \cdot 2\pi \cdot b \cdot \delta} = \frac{l}{\sigma \cdot 2\pi \cdot b \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}}} = \frac{l}{2b} \sqrt{\frac{f \cdot \mu_0}{\pi \cdot \sigma}}.$$

1-mm diameetriga vasktraadi takistust on kujutatud graafikul 23.

Skin-efekti tuleb arvestada ka antennide juures. Kogu antennile antavast energiast kiiratakse välja vaid üks osa. Teine osa muutub antennis põhiliselt skin-efekti tõttu soojuseks, mis on ebasoovitav. Väljakiiritava ja kogu energia suhet iseloomustab **antenni kiirguse efektiivsus**, mis avaldub:

$$e = \frac{R_r}{R_L + R_r} \cdot 100\%,$$

kus R_r on kiirgustakistus,
 R_L on skin-efekti takistus.

Selgitame antenni efektiivsust järgmise näitega.

Leida 6 cm pikkuse dipooli ja sellele vastava raamantenni kasutegur sagedustel 1, 10 ja 100 MHz. Mõlemad on tehtud vasktraadist, mille ristlõike raadius on $b=2,5$ mm ning erijuhtivus $\sigma=5,8 \cdot 10^7$ S/m.

Dipoolile vastava raamantenni raadius on vastavalt teoreetilistele alustele

$$a = \sqrt{\frac{l\lambda}{2\pi^2}},$$

kus a on raamantenni raadius [m],
 l on dipooli pikkus [m],
 λ on lainepikkus [m].

Dipooli kiirgustakistus avaldub:

$$R_{r_dipool} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

ja raamantenni kiirgustakistus:

$$R_{r_raamantenn} = \eta \frac{2\pi}{3} \left(\frac{kS}{\lambda}\right)^2 = 120\pi \frac{2\pi}{3} \left(\frac{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot (\pi \cdot a^2)}{\lambda}\right)^2 = \frac{320\pi^6 a^4}{\lambda^4},$$

kus a on raamantenni raadius [m].

Kaotakistus skin-efekti tõttu avaldub dipooli korral:

$$R_{L_dipool} = \frac{l}{2b} \sqrt{\frac{f \cdot \mu_0}{\pi \cdot \sigma}},$$

kus l on dipooli (traadi) pikkus [m],
 b on traadi ristlõike raadius [m],
 f on sagedus [Hz],
 σ on materjali erijuhtivus [S/m]
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ A/m.

Kaotakistus raamantenni korral:

$$R_{L_raamantenn} = \frac{2\pi \cdot a}{2b} \sqrt{\frac{f \cdot \mu_0}{\pi \cdot \sigma}} = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0}{\sigma}},$$

kus a on raamantenni (traadi) raadius [m],
 b on traadi ristlõike raadius [m],
 f on sagedus [Hz],
 σ on materjali erijuhtivus [S/m]
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ A/m.

Kasutades eelpool toodud valemeid, on arvutatud antennide efektiivsused kolme sageduse – 1, 10 ja 100 MHz – jaoks, ning tulemused on kantud tabelitesse:

Dipoolantenn

f (MHz)	l	R_r	R_L	e
1	6,0 cm	31,6 $\mu\Omega$	996 $\mu\Omega$	3,08 %
10	6,0 cm	3,16 m Ω	3,15 m Ω	50,09 %
100	6,0 cm	0,316 Ω	9,97 m Ω	96,95 %

Raamantenn

f (MHz)	l	R_r	R_L	e
1	95,5 cm	31,6 $\mu\Omega$	99,62 m Ω	0,032 %
10	30,2 cm	3,16 m Ω	99,62 m Ω	3,08 %
100	9,55 cm	0,316 Ω	99,62 m Ω	76,05 %

9. Antenni sisendtakistus

Antenni sisendtakistus Z on kompleksne suurus, mille saab avaldada

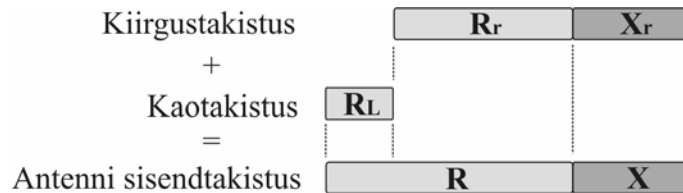
$$Z = R + jX$$

kus R on antenni aktiivtakistus [Ω],
 X on antenni reaktiivtakistus [Ω].

Sisendtakistus sõltub kahest komponendist:

$$Z = Z_r + R_L$$

kus $Z_r = R_r + jX_r$ on antenni kiirgustakistus [Ω],
 R_L on antenni kaotakistus (puht aktiivne suurus) [Ω].



Seega antenni takistuse aktiivosa avaldub

$$R = R_r + R_L$$

ja reaktiivosa

$$X = X_r \text{ (antenni reaktiivtakistus võrdub kiirgustakistuse reaktiivosaga).}$$

Takistuse kujunemist näitab ka järgmine joonis.

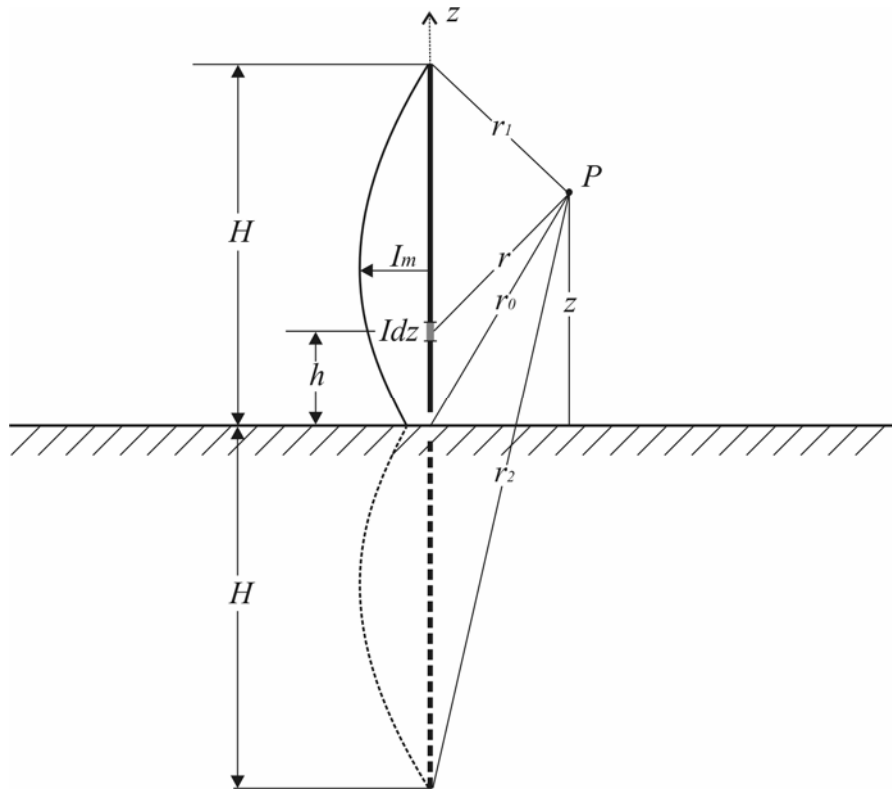
Antenni kiirgustakistus

Antenni kiirgustakistuse arvutamiseks on erinevaid meetodeid. Üks neist on järgmine.

Esmalt selgitatakse välja elektrivälja tugevus punktis P , mis asub antennist teatud kaugusel. Seejärel leitakse, kui suur peab olema sel juhul elektrivälja tugevus antenni pinnal ning arvutatakse antenni iga pikkuselemendi dz poolt indutseeritud pinget. Pingele vastava voolu abil arvutatakse igas elemendis vajalik võimsus ning integreerides saadud tulemust üle antenni pikkuse, saadakse vajalik summaarne võimsus. Nii saadakse antenni poolt kiiratud võimsus, millest arvutatakse antenni kiirgustakistus.

1) Antenni kiirgustakistuse aktiivosa

Järgmised arvutused on tehtud monopooli korral.



Kui monopoolil on sinusidaalne voolujaotus, siis elektrivälja komponent E_z avaldub:

$$E_z = \frac{\eta}{4\pi} I_m \left(\frac{-je^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{-je^{-jkr_2}}{r_2} + \frac{2j \cos \beta H e^{-jkr_0}}{r_0} \right)$$

Teisendame punkti P koordinaadid antenni pinnale:

$$r_0 = z, \quad r_1 = H - z, \quad r_2 = H + z$$

Vajalik võimsus, et niisugust välja tekitada, avaldub:

$$P = -\frac{1}{2} \int_0^H |E_z| |I(z)| \cos \psi dz$$

kus $|E_z|$ on E_z amplituud,
 $|I(z)|$ on $I(z)$ amplituud,
 ψ on E_z ja $I(z)$ vaheline nurk.

Esimeses valemis esimene liige $-je^{-jkr_1}$ näitab, et elektrivälja tugevus hilineb voolust I_m nurga $\left[\left(\frac{\pi}{2} \right) + kr_1 \right]$ võrra. Võimsusfaktor on seega:

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} + kr_1\right) = -\sin kr_1$$

Avaldades võimsusfaktori samamoodi ka teise ja kolmanda liikme jaoks, ning teades, et $I(z) = I_m \sin k(H - z)$, saame kiiratava võimsuse avaldise järgmisel kujul:

$$P = \frac{\eta}{8\pi} I_m^2 \int_0^H \left[\frac{\sin k(H - z) \sin k(H - z)}{H - z} + \frac{\sin k(H - z) \sin k(H + z)}{H + z} - \frac{2 \cos kH \sin k(H - z) \sin kz}{z} \right] dz$$

ja pärast integreerimist:

$$P = \frac{\eta}{16\pi} I_m^2 [S_1(b) - (S_1(2b) - S_1(b)) \cos b + (S_i(2b) - S_i(b)) \sin b + (1 + \cos b) S_1(b) - \sin b S_i(b)]$$

kus $b = 2kH$,

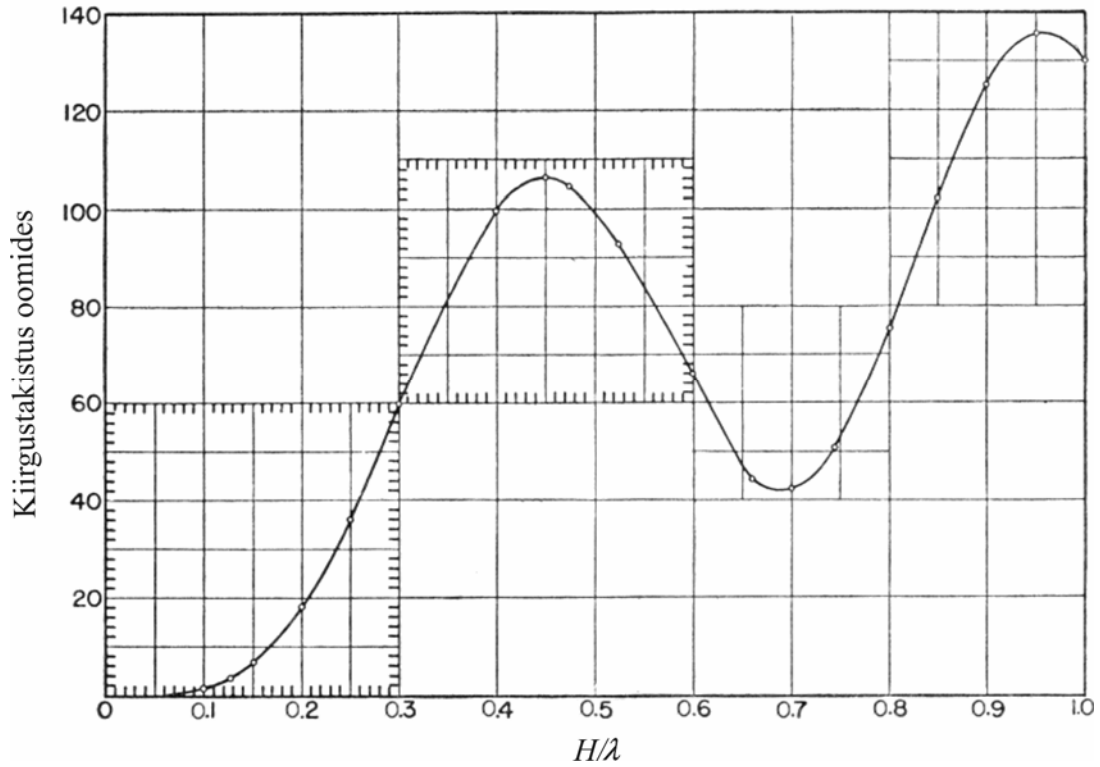
$$S_i(b) = \int_0^b \frac{\sin v}{v} dv,$$

$$S_1(b) = \int_0^b \frac{1 - \cos v}{v} dv.$$

Jagades võimsuse teguriga $I_m^2 / 2$, saame avaldise kiirgustakistuse R_{rad} arvutamiseks:

$$R_{rad} = \frac{\eta}{8\pi} [S_1(b)(2 + 2 \cos b) - S_1(2b) \cos b - 2S_i(b) \sin b + S_i(2b) \sin b]$$

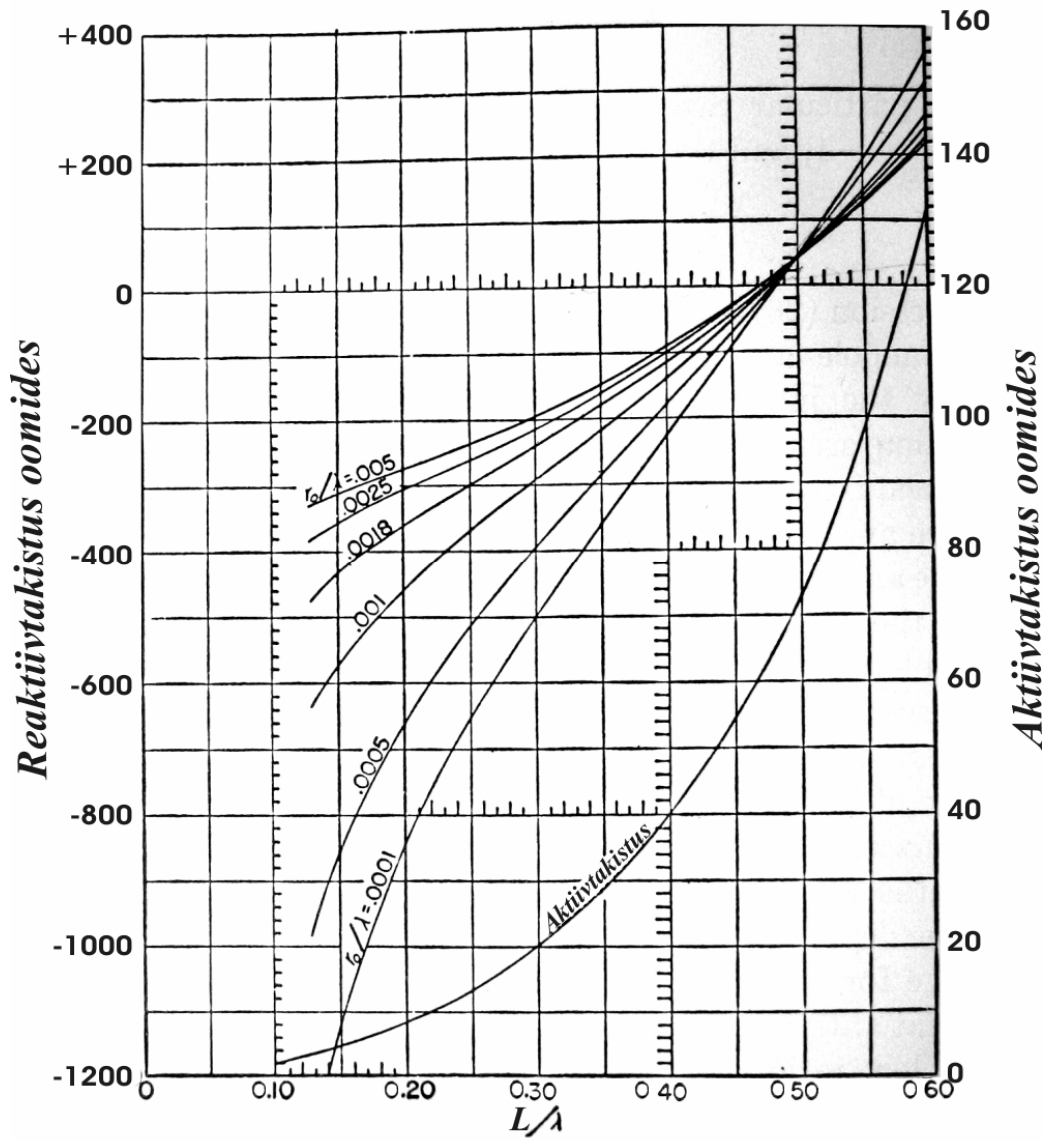
Järgmisel graafikul on kujutatud kiirgustakistust sõltuvalt antenni suuruselt H . Keskelt toidetavate dipoolantennide korral tuleb takistus korrutada kahega. Näiteks veerandlaineline monopooli korral on kiirgustakistus 36,5 oomi. Poollainedipooli korral on takistus 73 oomi.



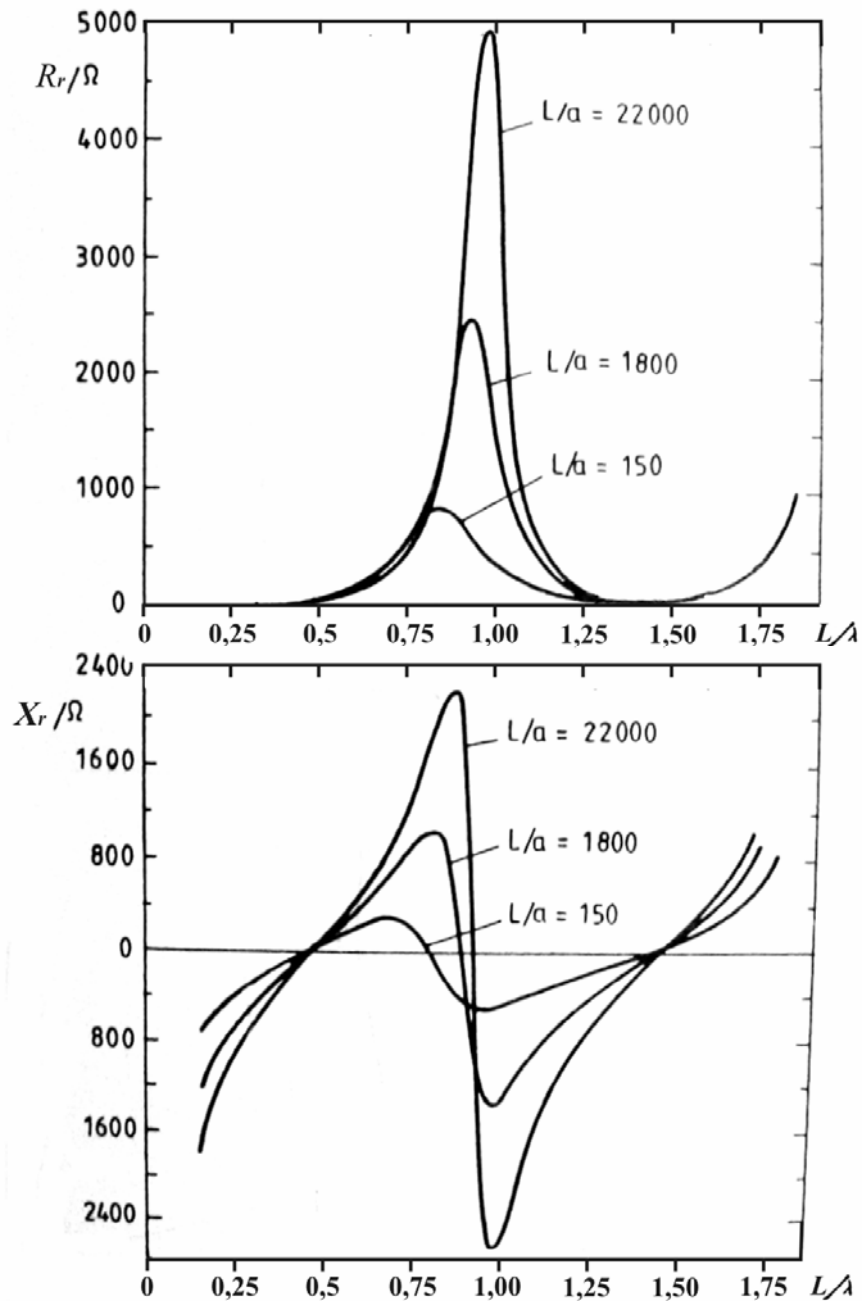
Graafik 1 – monopooli kiirgustakistuse aktiivosa

2) Antenni kiirgustakistuse reaktiivosa

Antenni reaktiivtakistuse leidmine on mõnevõrra keerukam. Reaktiivtakistuse väärtust sõltuvalt dipooli pikkusest ja raadiusest on kujutatud järgmistel graafikutel.



Graafik 2 - Dipooli kiirgustakistus sõltuvalt pikkusest L ja raadiusest a



Graafik 3 – Dipooli kiirgustakistus sõltuvalt pikkusest L ja raadiusest a

Graafikutelt on näha, et reaktiivtakistus ei sõltu dipooli paksusest, kui pikkus on täpselt poollaine kordne ($kL = \pi$). Sellisel juhul dipoolantenni reaktiivtakistus on $42,5 \Omega$ ja seega poollainedipooli kiirgustakistus kokku on $R_r = 73 + 42,5 \Omega$.

Samuti on näha, et kui teha antenn pisut lühem kui pool lainepikkust, on võimalik reaktiivtakistus viia nulliks. Mida jämedam on dipool, seda rohkem tuleks antenni vastavalt lühendada.

$$R_L = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S} = \frac{l}{\sigma \cdot 2\pi \cdot a \cdot \delta} = \frac{l}{\sigma \cdot 2\pi \cdot a \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}}} = \frac{l}{2a} \sqrt{\frac{f \cdot \mu_0}{\pi \cdot \sigma}}$$

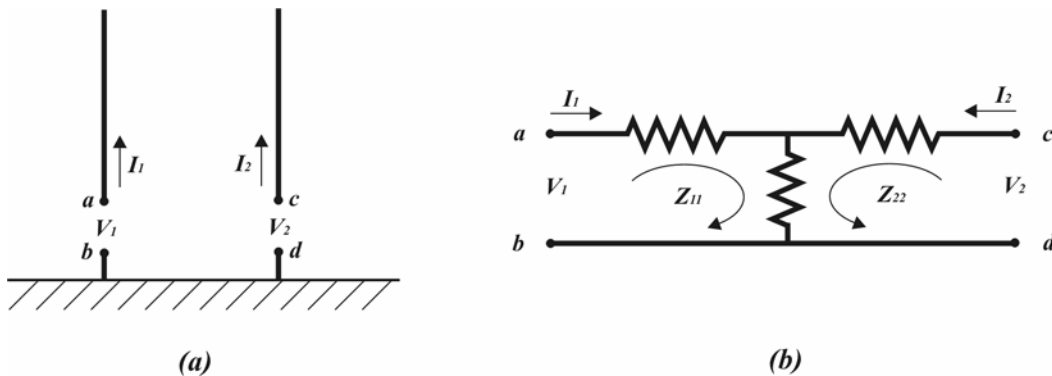
1-mm diameetriga vasktraadi takistust on kujutatud graafikul 23.

10. Antennide vastastikune takistus

Eelmises peatükis leidsime antenni kiirgustakistuse arvestamata antenni lähedal teisi objekte. Teised objektid, näiteks teised antennielemendid, võivad aga mõjutada antenni voolujaotust ja seega ka tekitatavat välja ja antenni sisendtakistust. Seega antenni parameetrid ei sõltu mitte üksnes temas endas liikuvatest vooludest, vaid ka lähedalasuvate elementide vooludest. Seepärast tuleb antennide disainimisel antennidevahelisi mõjutusi ja vastastikuseid efekte kindlasti arvesse võtta.

Üldjuhul sõltub antenni takistus mitmest komponendist – esiteks takistusest, mis eeldab, et tema lähedal pole teisi objekte, teiseks aga kõikidest vastastikustest takistustest ülejäänud objektidega.

Lihtsustatud käsitluses eeldame, et meil on kahe-elementiline võre, nagu näidatud joonisel 25a. Elementide sisenditesse on antud pinged V_1 ja V_2 , mille tulemusena liiguvad antennides voolud I_1 ja I_2 .



Joonis 25 – Kaheelementilise võre (a) asendusskeem (b)

Sellist süsteemi saab vaadelda kui kaksporti, nagu näidatud joonisel 25b. Kaksporti voolud ja pinged on omavahel seotud järgmiselt:

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \quad (1)$$

kusjuures

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{on esimese pordi sisendtakistus, kui port 2 on tühises,}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{on teise pordi sisendtakistus, kui port 1 on tühises,}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{on esimese pordi vastastikune takistus port 2 voolu suhtes,}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{on teise pordi vastastikune takistus port 1 voolu suhtes.}$$

Vastavalt pööratavuse tingimusele $Z_{12} = Z_{21}$.

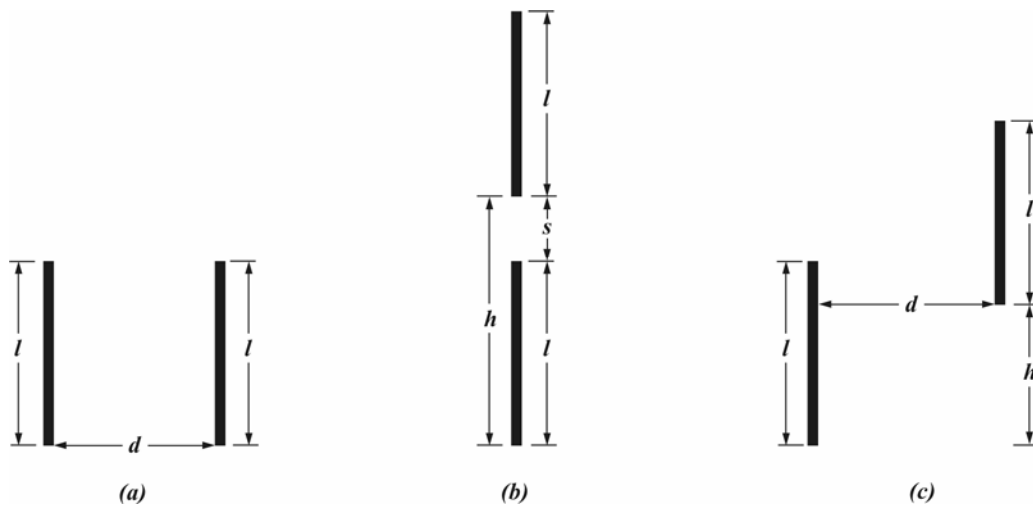
Z_{11} ja Z_{22} on antennide 1 ja 2 vastavad sisendtakistused, kui kumbki kiirgaks objektidevabasse ruumi. Teise antenni juuresolek aga mõjutab antenni sisendtakistust ning mõjutus oleneb antenni tüübist, antennide omavahelisest paigutusest ja antenni toitepinge (-voolu) tüübist.

Seose (1) võib kirjutada kujul:

$$Z_{1d} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad (2)$$

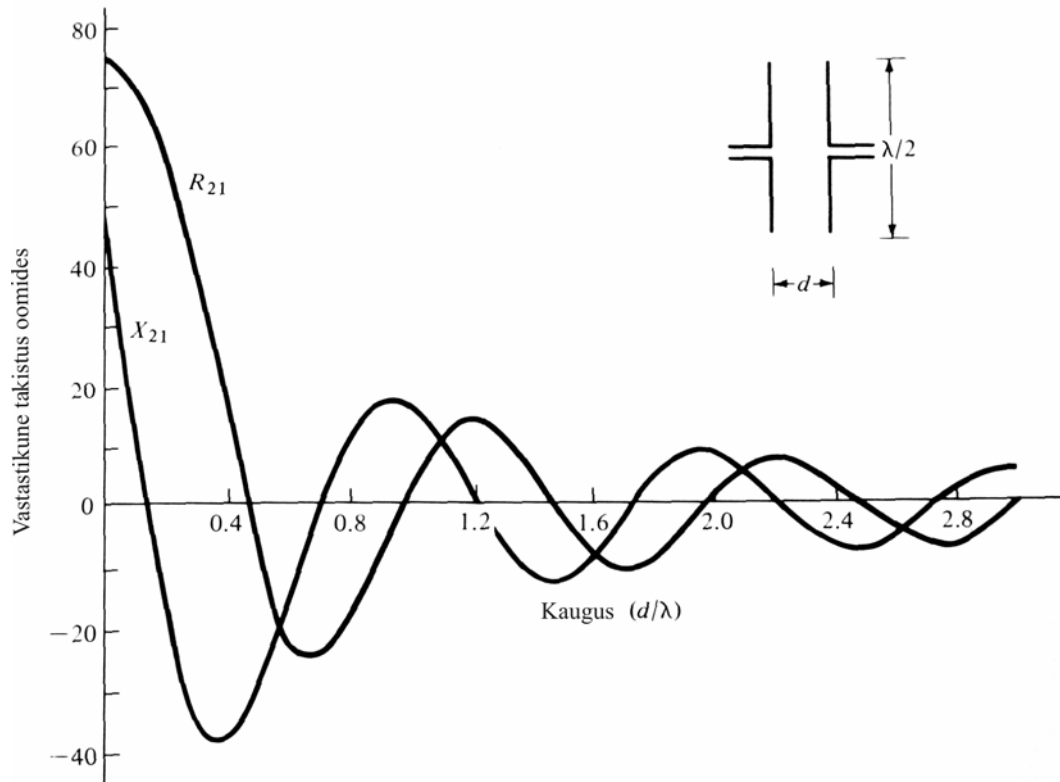
$$Z_{2d} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{21} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (3)$$

Z_{1d} ja Z_{2d} on antennide 1 ja 2 vastavad sisendtakistused, mis arvestavad ka teise antenni olemasolu. Antennide sobitamisel tuleb lähtuda just suurustest Z_{1d} ja Z_{2d} . Mõlemad sisendtakistused sõltuvad nii iseenda sisendtakistusest (kiirates vabasse ruumi), antennidevahelisest takistusest kui ka voolude suhtest I_1/I_2 . Seega ei piisa antennide uurimisel pelgalt Z -maatriksist, vaid tuleb arvestada ka voolusid, mis teeb antennide sisendtakistuse arvutamise väga keerukaks. Seetõttu vaadeldakse tavaliselt vaid väga lihtsustatud mudeleid, antennipaigutuste erijuhte (vt joonis 26).

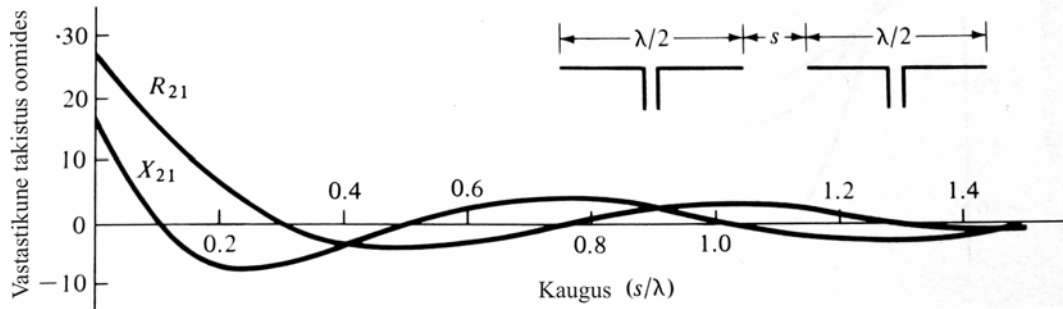


Joonis 26 – Antennid asetsevad (a) kõrvuti, (b) kollineaarselt, (c) paralleelselt, kuid mitte kõrvuti

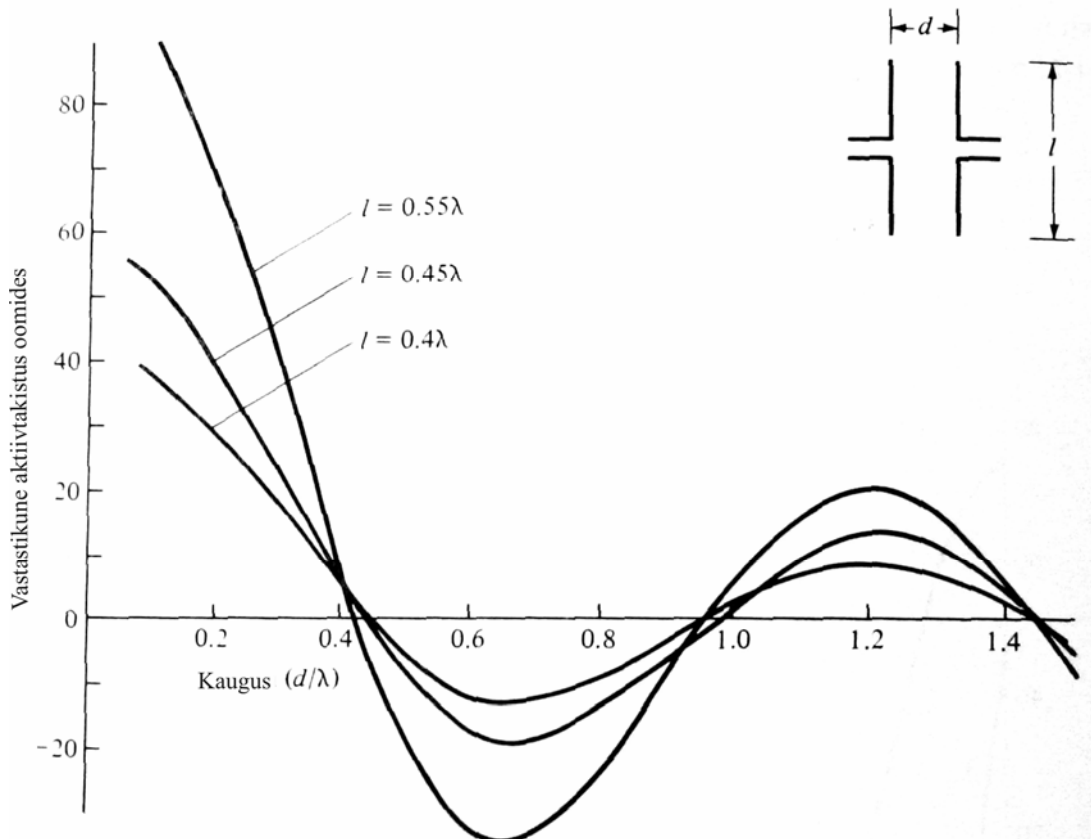
Järgnevalt on toodud poolaine-dipoolide vastastikuste takistuste graafikud.



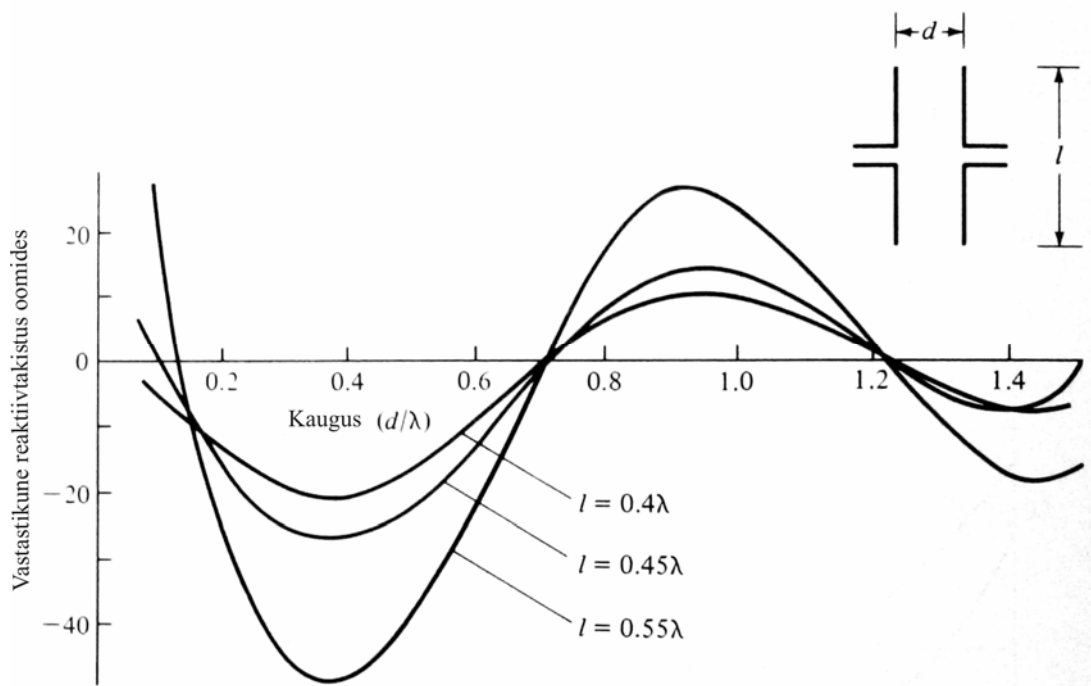
Joonis 27 – vastastikune takistus, kui poolainedipoolid asetsevad kõrvuti



Joonis 28 – vastastikune takistus, kui poollainedipoolid asetsevad kollineaarselt



Joonis 29 – Kõrvutiste dipoolide vastastikune aktiivtakistus sõltuvalt dipooli pikkusest



Joonis 30 – Kõrvutiste dipoolide vastastikune reaktiivtakistus sõltuvalt dipooli pikkusest

Näide

Kaks ühesugust poollainedipooli asetsevad teineteise kõrval, nagu näidatud joonisel 26a. Dipoolide vahekaugus on $d = 0,35\lambda$. Leida antennide sisendtakistus.

Vastavalt valemile (2)

$$Z_{1d} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$$

Kuna dipoolid on ühesugused, siis $I_1 = I_2$. Seega saame sisendtakistuse avaldada

$$Z_{1d} = Z_{11} + Z_{12}.$$

Jooniselt 27 saame vastastikuse takistuse Z_{12} väärtuse:

$$Z_{12} = 25 - j38$$

Eelnevast on teada, et poollainedipooli korral

$$Z_{11} = 73 + j42,5,$$

järelikult sisendtakistuse Z_{1d} väärtuseks saame

$$Z_{1d} = 98 + j4,5$$

mis on võrdne ka teise antenni sisendtakistusega Z_{2d} .

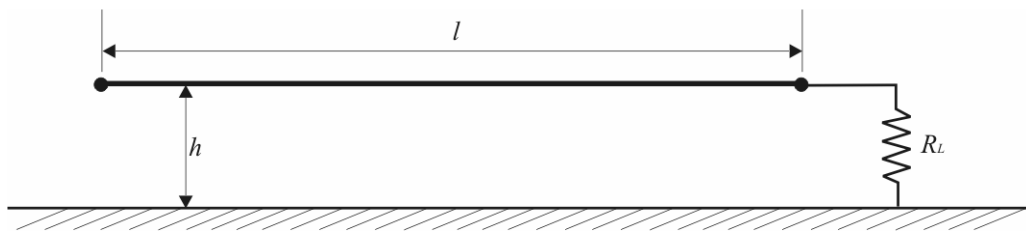
11. Jooksva laine antenn

Eelmistes peatükkides vaatlesime keskelt toidetavaid antenne, kus vooluamplituudi jaotus on

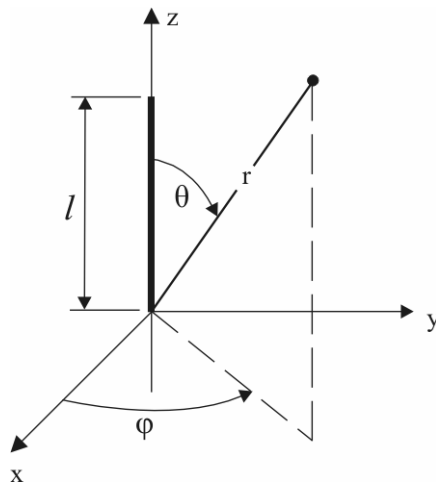
- 1) lõpmatult väikese dipooli korral konstantne ($l \leq \lambda/50$);
- 2) väikeste dipoolide korral lineaarne (kolmnurkjaotus) ($\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$);
- 3) pikkade dipoolide korral sinusoidaalne ($l \geq \lambda/10$).

Kõikidel nendel juhtudel on jaotus konstantne ning ajas muutumatu. Selline jaotus tekib tänu signaali tagasipeegeldumisele dipooli otstelt. Seetõttu nimetatakse neid antenne ka seisva laine (*standing wave*) antennideks.

Kui antennitraadis peegeldumised elimineerida, on võimalik ehitada ka nn jooksva laine antenne (*traveling wave antenna*), mille voolu ja pingajaotus on pidevalt liikumises. Üheks jooksva laine antenni näiteks on pikk traat, mis on maapinnaga paralleelne.



Kui niisuguse traadi pikkus on suurem, kui üks lainepikkus, siis avalduvad tema väljatugevuse komponendid järgmiselt:



$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0$$

$$E_\theta \approx j\eta \frac{klI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} e^{-j(kl/2)(K-\cos\theta)} \sin\theta \frac{\sin[(kl/2)(\cos\theta - K)]}{(kl/2)(\cos\theta - K)}$$

$$H_\phi \approx \frac{E_\theta}{\eta}$$

kus E on elektrivälja tugevus $[V/m]$,
 H on magnetvälja tugevus $[A/m]$,
 r on kaugus traadist $[m]$,

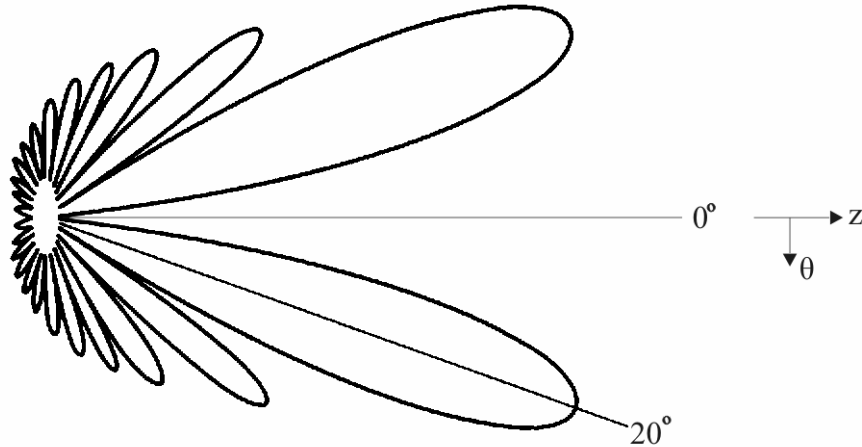
k on lainearv õhus ($k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$),

K näitab lainearvu erinevust traadis ($K = \frac{k_{\text{traadis}}}{k} = \frac{\lambda}{\lambda_{\text{traadis}}}$)

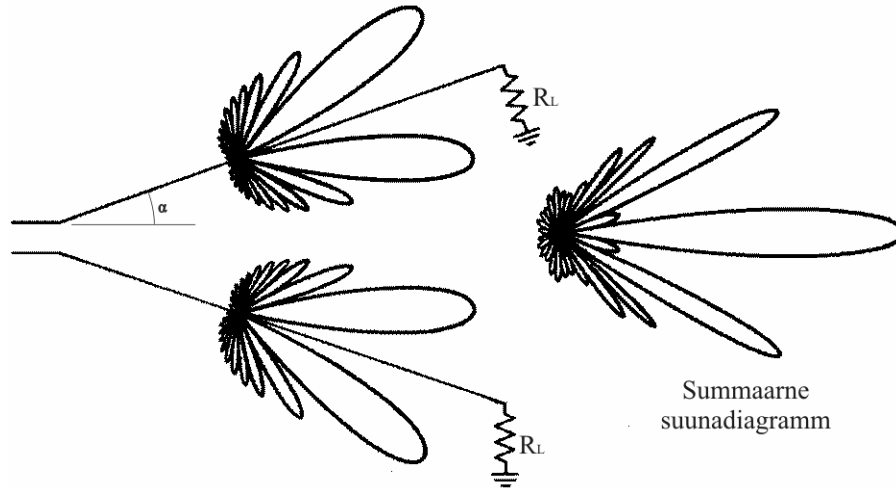
λ on lainepikkus $[m]$,

η on keskkonna takistus (õhus $\eta = 120\pi$) $[\Omega]$.

Selgub, et jooksva laine antenn tekitab välja, mille suunadiagrammi lehtede suurus sõltub nurgast θ . Mida väiksem on θ , seda suurem on väljatugevuse lehed ning mida suurem on θ (maksimaalselt $\theta = 180^\circ$), seda väiksemad on lehed. Järgmisel joonisel on kujutatud 6 lainepikkuse pikkuse jooksva laine antenni suunadiagrammi.



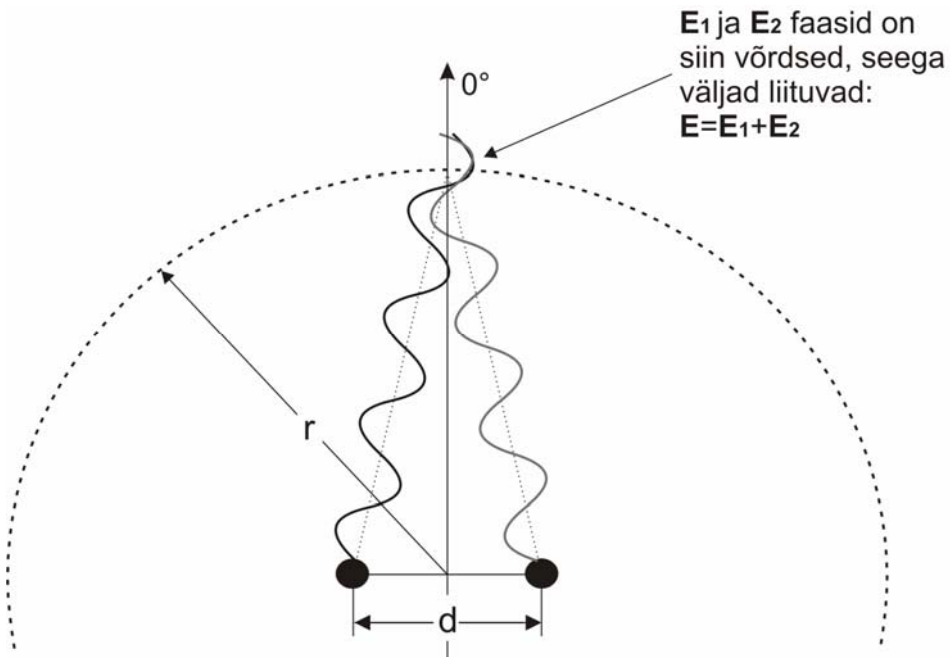
Et antenni suunaomadusi parandada, annab häid tulemusi nn V-antennid, kus kaks jooksva laine antenni on omavahel paigutatud nurga α all. Summaarse suunadiagrammi kujunemist selgitab järgmine joonis.



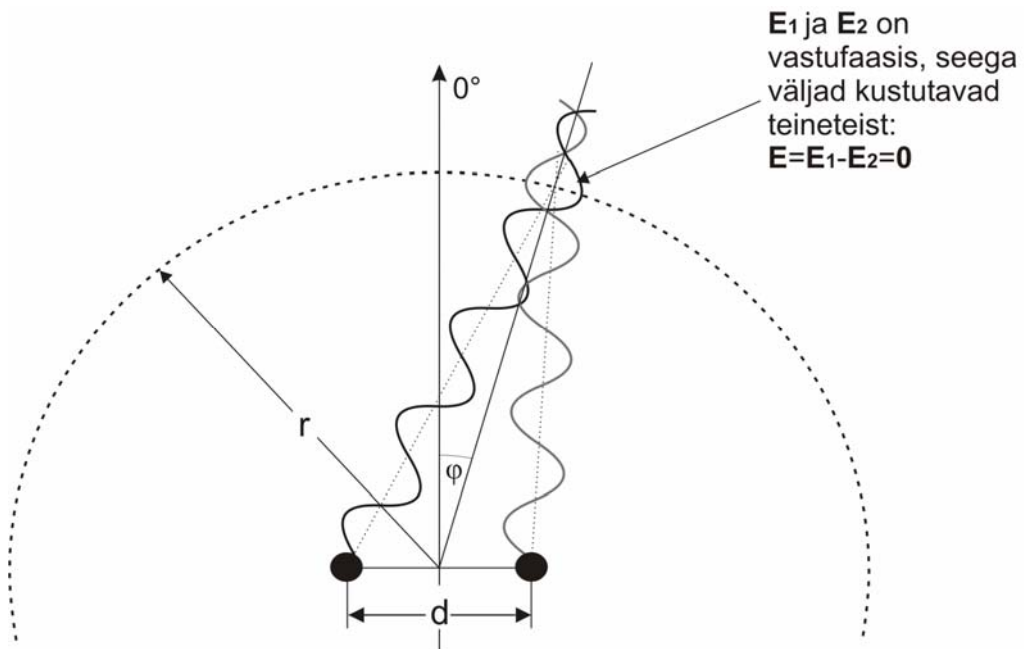
12. Elementaarne võreantenn

Elementaarne võreantenn (*two-element array*) on antenn, mis koosneb kahest isotroopsest kiirgusallikast.

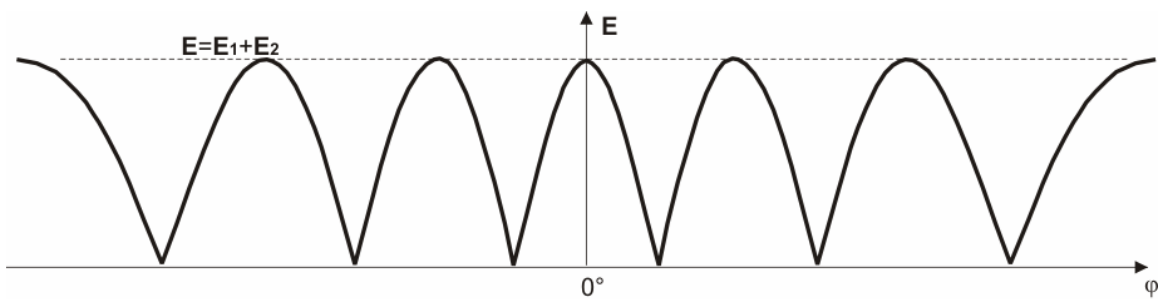
Järgmisel joonisel on kujutatud kahte kiirgusallikat, mis asuvad teineteisest kaugusel d , kiirgavad sama tugevusega ja samas faasis. Mõlema kiirgusallika poolt tekitatud väljad liituvad ning kuna antenni peateljel on väljad alati faasis, siis seega on sellel teljel alati kiirgusmaksimum.



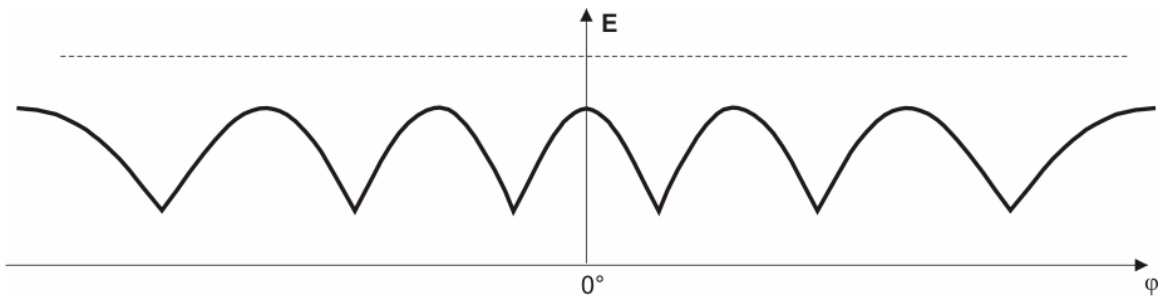
Peateljelt kõrvale liikudes ei ole väljad enam samas faasis ning seetõttu on selles suunas väli nõrgem. Teatud kaugusel on väli lausa 0. Seepeale hakkab väljatugevus jälle kasvama, kuni saavutab maksimaalväärtuse jne.



Sellest tulenevalt saab valed joonistada graafiku, mis naitab valedtugevuse s6ltuvust nurgast φ .



Kui kiirguri ei kiirga sama amplituudiga, siis valedtugevuse muutused on valedsemad (vt jrgmine joonis).



Suunadiagrammide korrutamine

Isotroopse kiirguri poolt tekitatud valedtugevus kaugusel r avaldub:

$$E = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot R^2} e^{-jkr} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot R^2} \cos(kr),$$

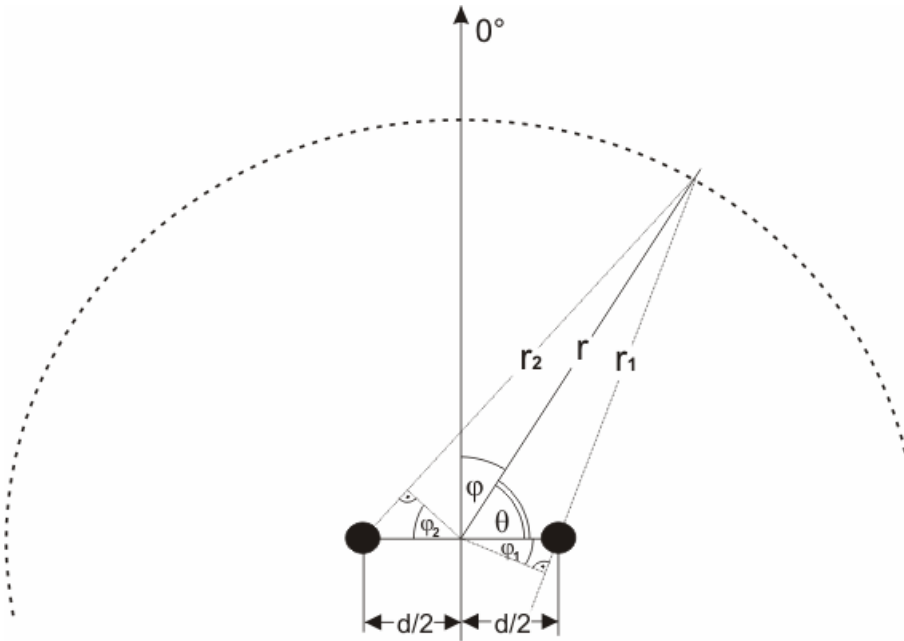
kus q on võnkuva suurusega laeng $[C]$,
 kr tähistab faasilist erinevust, millega väli jõuab kaugusele r .

Kaks isotroopset kiirgurit asuvad teineteisest kaugusel d . Olgu nende kiirguse faaside erinevus β . Arvutuste lihtsustamiseks omistame pool faasierinevust esimesele ja pool teisele kiirgurile (esimese kiirguri faas on $kr - \beta/2$, teisel $kr + \beta/2$). Seega võime kirjutada, et kaugusel r avaldub niisuguse võreantenni summaarne väljatugevus:

$$\begin{aligned} E &= E_1 + E_2 = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r_1^2} \cos\left(kr_1 - \frac{\beta}{2}\right) + \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r_2^2} \cos\left(kr_2 + \frac{\beta}{2}\right) \approx \\ &\approx \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} \left[\cos\left(kr_1 - \frac{\beta}{2}\right) + \cos\left(kr_2 + \frac{\beta}{2}\right) \right], \end{aligned}$$

kus r_1 ja r_2 on kiirgurite kaugused vaadeldavast punktist, β on antud radiaanides.
 Kasutades koosinuste liitmise valemit, saame

$$\begin{aligned} E &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} \left(\cos\left(kr_1 - \frac{\beta}{2}\right) + \cos\left(kr_2 + \frac{\beta}{2}\right) \right) = \\ &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} 2 \cos \frac{kr_1 - \frac{\beta}{2} + kr_2 + \frac{\beta}{2}}{2} \cos \frac{kr_1 - \frac{\beta}{2} - kr_2 - \frac{\beta}{2}}{2} = \\ &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} 2 \cos \frac{k}{2}(r_1 + r_2) \cdot \cos \frac{k}{2}(r_1 - r_2 - \beta) \end{aligned}$$



Jooniselt on näha, et kui r on suur, siis

$$\varphi_1 \approx \varphi_2 \approx \varphi$$

ja r_1 ja r_2 avalduvad kaugtsooni korral ligikaudu

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \sin \varphi$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \sin \varphi$$

Seega saame väljatugevuseks kaugusel r :

$$\begin{aligned} E &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} 2 \cos \frac{k}{2} \left(r - \frac{d}{2} \sin \varphi + r + \frac{d}{2} \sin \varphi \right) \cdot \cos \frac{k}{2} \left(r - \frac{d}{2} \sin \varphi - r - \frac{d}{2} \sin \varphi - \beta \right) = \\ &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} 2 \cos(kr) \cdot \cos \frac{k}{2} (-d \sin \varphi - \beta) = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} \cos(kr) \cdot 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \sin \varphi + \beta) \right] \end{aligned}$$

Valemist näeme, et selle esimene pool võrdub ühe isotroopse kiirguri poolt tekitatud

väljaga. Valemi teine pool – liige $AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \sin \varphi + \beta) \right]$ näitab, kuidas need

kiirgurid teineteise suhtes asuvad ning millises omavahelises faasis kiirgavad. Seda liiget nimetatakse **võreteguriks** (*array factor*) ning normeeritud kujul avaldub see:

$$(AF)_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta)\right].$$

Kui võretegur on antud nurga θ kaudu, siis see avaldub

$$(AF)_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right].$$

Saab näidata, et ka üldisemal juhul kehtib võreantennide juures võrdus:

$$E \text{ (summaarne)} = [E \text{ (üksik kiirgav element)}] \times [\text{võretegur}]$$

Üksikuks kiirgavaks elemendiks tuleks võtta niisugune kiirgur, mille poolt tekitatava välja omadused on eelnevalt teada – näiteks lõpmata väike dipool, poollaine dipool, lõpmata väike raamantenn vms. Kasutades võretegurit saab leida mitmest niisugusest kiirgurist koosneva süsteemi välja omadused. Veelgi enam – kui näiteks kahest antennist koosneva süsteemi kiirgusomadused on teada, saab võretegurit kasutades leida neljast antennist koosneva süsteemi kiirgusomadused jne. Tänapäeval on see põhiliseks meetodiks keerukamate antennide suunaomaduste väljaselgitamisel.

Elementaarse võreantenni miinimumid

Vastavalt eelpool leitud valemitele on võimalik leida ka elementaarse võreantenni poolt tekitatud välja maksimumid ja miinimumid.

Võreantenni pool tekitatud elektriväli avaldub vastavalt eelnevale

$$E = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \cdot r^2} \cos(kr) \cdot 2 \cos\left[\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta)\right]$$

Kuna elementaarses võreantennis tegemist on isotroopsete kiirguritega, mille suunadiagramm on ühtlane, siis võreantenni välja miinimumide ($E=0$) leidmiseks peame leidma, kus võretegur võrdub nulliga:

$$2 \cos\left[\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta)\right] = 0$$

Siit

$$\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta) = \frac{\pi}{2} + n\pi$$

kus n on naturaalarv $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ ja järelikult välja miinimumid on leitavad valemiga

$$\varphi_{\min} = \arcsin\left(\frac{\pi + 2\pi n - \beta}{kd}\right),$$

kus φ_{\min} on miinimumi nurk [°],
 β on kiirgurite faaside erinevus [rad],
 k on lainearv ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$),
 λ on lainepikkus [m],
 d on võre elementide vaheline kaugus [m].

Selleks, et miinimume eksisteeriks, peab arkussinuse argument olema vahemikus $-1 \dots 1$.

$$-1 \leq \frac{\pi + 2\pi n - \beta}{kd} \leq 1$$

millest järeldub, et n peab olema vahemikus

$$\frac{-kd - \pi + \beta}{2\pi} \leq n \leq \frac{kd - \pi + \beta}{2\pi}$$

ehk

$$-\frac{d}{\lambda} - \frac{1}{2} + \frac{\beta}{2\pi} \leq n \leq +\frac{d}{\lambda} - \frac{1}{2} + \frac{\beta}{2\pi}$$

Tuleb tähele panna, et kui võre elementideks ei ole isotroopsed kiirgurid, vaid keerukamad antennid, mis tekitavad ka ise väljatugevuse miinimume, siis summaarne võre miinimumide arv kasvab.

Elementaarse võreantenni maksimumid

Maksimumid saame leida analoogselt miinimumidele, kuid nüüd tuleb arvestada, et

$$\cos\left[\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta)\right] = \pm 1.$$

Siit

$$\frac{1}{2}(kd \sin \varphi + \beta) = \pi n$$

kus n on naturaalarv $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ ja järelikult on välja maksimumid arvutatavad valemiga

$$\varphi_{\min} = \arcsin\left(\frac{2\pi m - \beta}{kd}\right),$$

kus φ_{\min} on miinimumi nurk [°],
 β on kiirgurite faaside erinevus [rad],
 k on lainearv ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$),
 λ on lainepikkus [m],
 d on võre elementide vaheline kaugus [m].

Selleks, et maksimume eksisteeriks, peab arkussiinuse argument asuma vahemikus $-1 \dots 1$.

$$-1 \leq \frac{2\pi m - \beta}{kd} \leq 1$$

millest järeldub, et n väärtused peavad asuma vahemikus

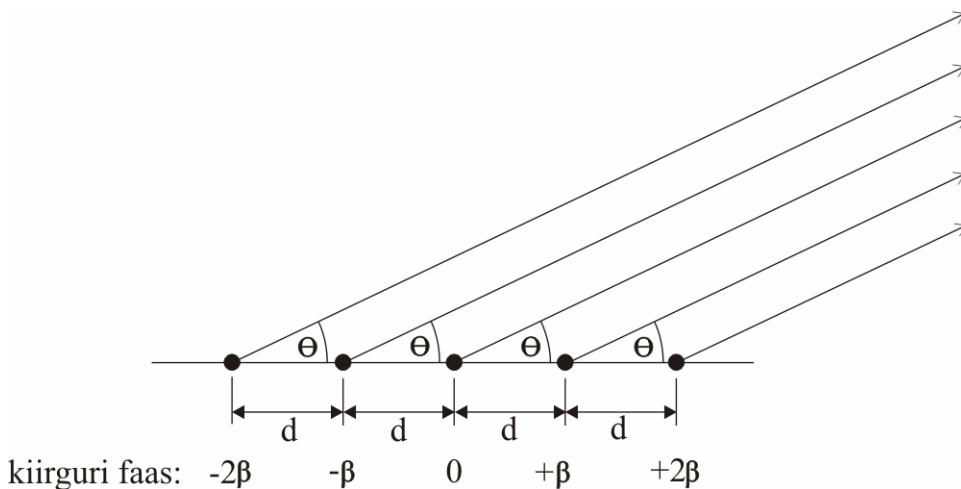
$$\frac{-kd + \beta}{2\pi} \leq n \leq \frac{kd + \beta}{2\pi}$$

ehk

$$-\frac{d}{\lambda} + \frac{\beta}{2\pi} \leq n \leq +\frac{d}{\lambda} + \frac{\beta}{2\pi}.$$

13. N-elementiline lineaarne võreantenn

Olles tutvunud 2-elementise võreantenniga, vaatleme nüüd antenni, kus elemente on rohkem – N tükki. Kui elementid asuvad teineteisest võrdsel kaugusel, nimetatakse sellist antenni N-elementiseks lineaarseks võreantenniks (*n-element linear array*).



Niisuguste antennide poolt tekitatav elektriväli on arvutatav lähtudes juba tuntud valemiga

$$E \text{ (summaarne)} = [E \text{ (üksik kiirgav element)}] \times [\text{võretegur}].$$

N-elementide võreantenni võretegur on

$$\text{võretegur} = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \approx \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi}$$

kus $\psi = kd \cos \theta + \beta$,

N on elementide arv,

k on lainearv

d on elementide vaheline kaugus [m],

β on kiirgurite faaside erinevus [rad],

k on lainearv ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$),

λ on lainepikkus [m].

Üksik kiirgava element võib olla isotroopne kiirgur, aga ka mistahes teine antenn. Teades tema poolt tekitatavat elektrivälja, on võimalik arvutada ka võreantenni elektriväli.

Võre poolt tekitatava välja miinimumid (nullid) on leitavad valemiga

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi = \pm n\pi \Rightarrow \theta_{\text{nullid}} = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right]$$

kus $n=1,2,3,\dots$

$n \neq N, 2N, 3N, \dots$

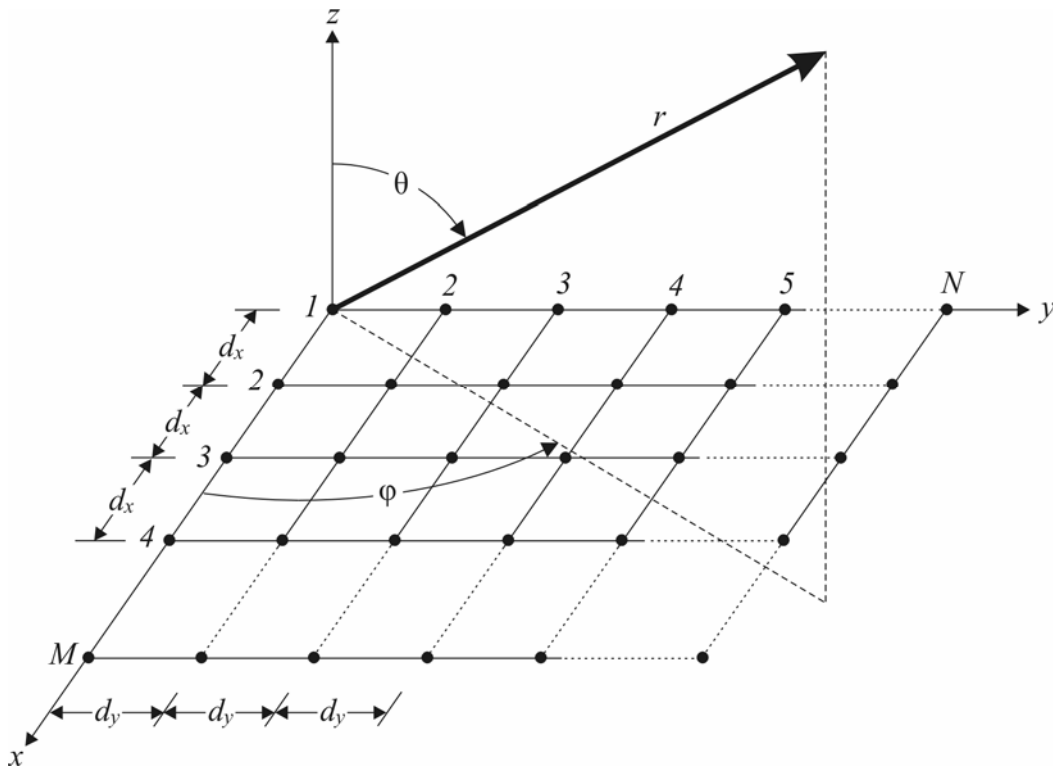
Võre poolt tekitatava välja maksimumid on leitavad valemiga

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta_{\text{maksimum}} + \beta) = \pm m\pi \Rightarrow \theta_{\text{maksimum}} = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right]$$

kus $m=0,1,2, \dots$

14. Planaarne antenn

Planaarseks antenniks nimetatakse võreantenni, kus võre elemendid asuvad ristkülikukujulisel pinnal. Erinevalt eelnevalt vaadeldud võreantennidest, kus kõik elemendid asusid ühel joonel, on siin tegemist kahemõõtmelise antenniga.



Joonis 31 – Planaarne antenn

Joonisel 31 on kujutatud planaarse antenni, mille x-teljel on M ja y-teljel N isotroopset kiirgurit. Niisuguse antenni võretegur avaldub kahe lineaarse võreantenni võreteguri korrutisena:

$$\text{võretegur}(\theta, \varphi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_x\right)} \right] \left[\frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right]$$

kus $\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x$,

$\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y$,

β_x ja β_y on elementidevahelised faaside erinevused piki x- ja y-telge,

d_x ja d_y on elementide vahelised kaugused x- ja y-teljel.

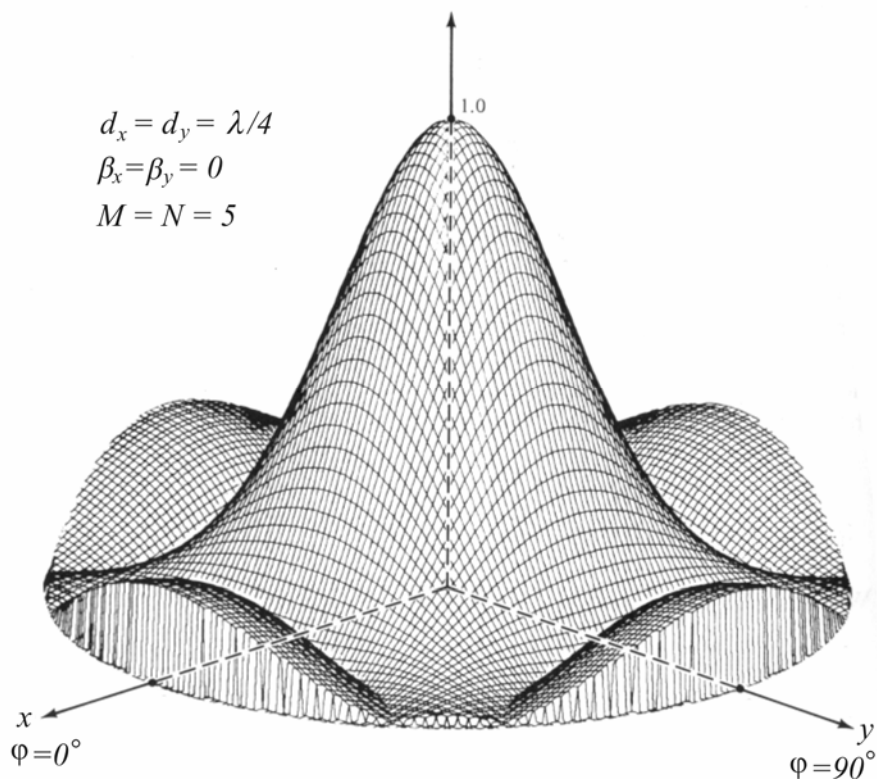
Kui elementide vaheline kaugus d on lainepikkusega võrdne või sellest suurem, tekib planaarsel antennil mitu võrdse suurusega suunadiagrammi lehte (pealeht on sama suur kui kõrvallehed). Selleks, et seda olukorda vältida, tuleb nii d_x kui ka d_y valida lainepikkusest väiksemad.

Selleks, et nii x- kui ka y-telje suunalised suunadiagrammi pealehed oleksid suunatud samasse suunda (suund θ_0, φ_0), peavad elementide faasilised erinevused olema määratud järgmiste võrranditega:

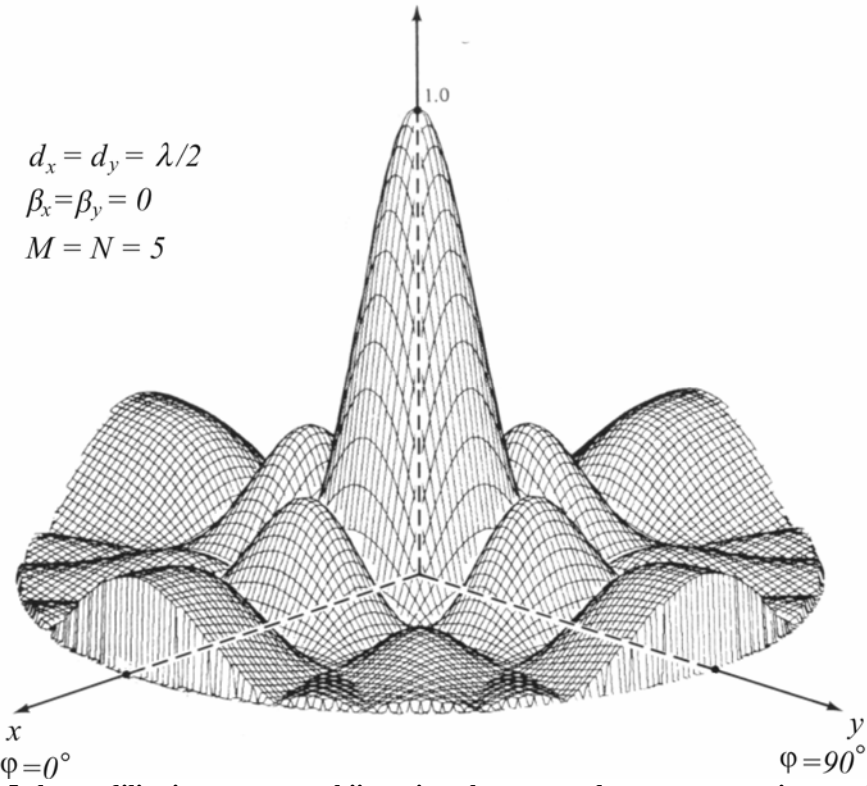
$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0$$

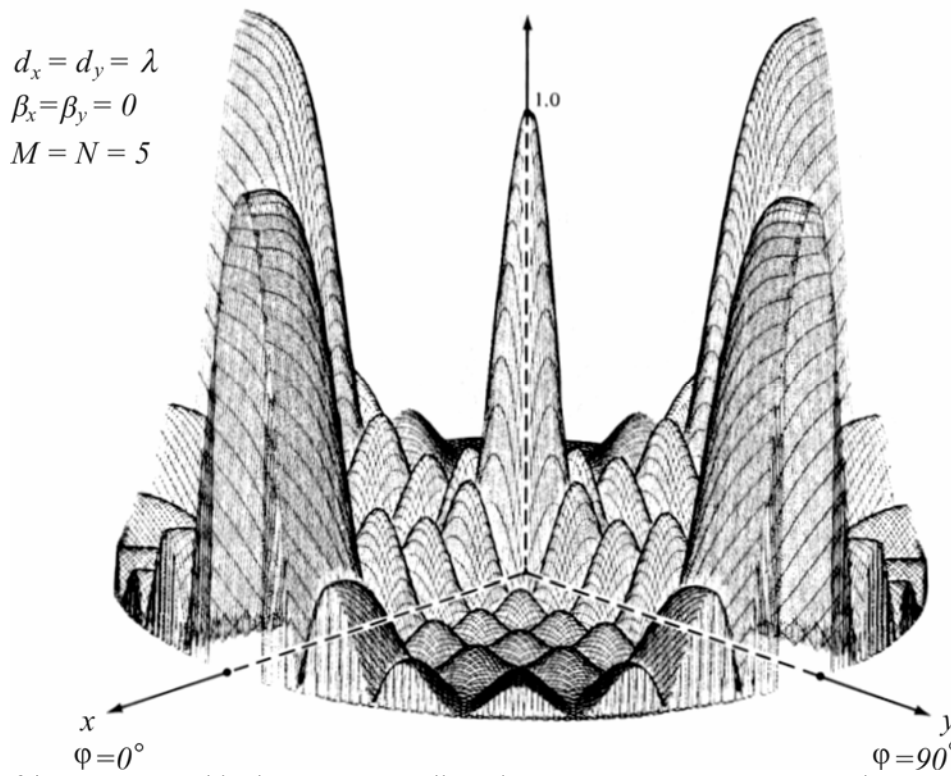
Joonistel 32, 33 ja 34 on kujutatud 5x5 elemendist koosneva planaarse antenni suunadiagramme, kui elementide vahekaugused on vastavalt $\lambda/4$, $\lambda/2$ ja λ .



Joonis 32 – 5x5 elemendilise isotroopsetest kiirguritest koosneva planaarse antenni suunadiagramm, elementide vahekaugus $d_x = d_y = \lambda/4$.



Joonis 33 - 5x5 elemendilise isotroopsetest kiirguritest koosneva planaarse antenni suunadiagramm, elementide vahekaugus $d_x=d_y=\lambda/2$.

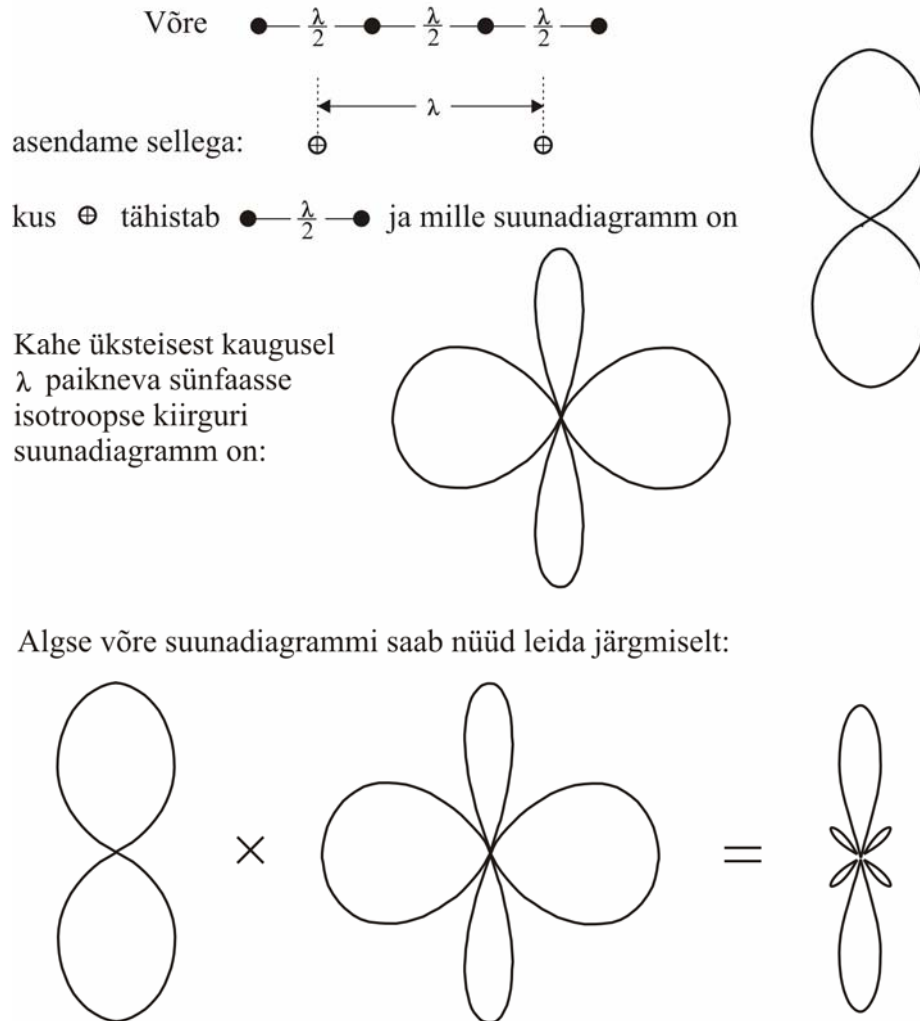


Joonis 34 - 5x5 elemendilise isotroopsetest kiirguritest koosneva planaarse antenni suunadiagramm, elementide vahekaugus $d_x=d_y=\lambda$.

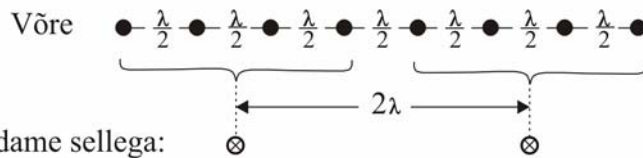
15. Suunadiagrammide korrutamine

Suunadiagrammide korrutamine on lihtne graafiline meetod võreantennide suunadiagrammide ligikaudseks hindamiseks. Illustreerime seda kahe järgmise näitega.

Näide 1



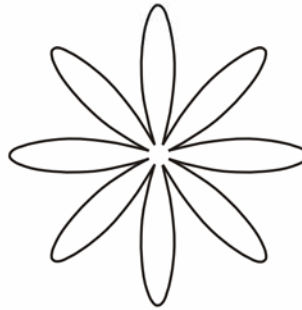
Näide 2



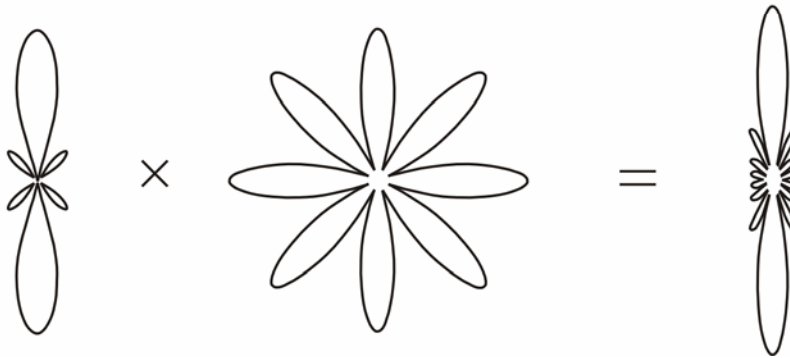
asendame sellega:

kus \otimes tähistab $\bullet - \frac{\lambda}{2} - \bullet - \frac{\lambda}{2} - \bullet - \frac{\lambda}{2} - \bullet$ ja mille suunadiagramm on

Kahe üksteisest kaugusel 2λ paikneva sünfasse isotroopse kiirguri suunadiagramm on:



Alge võre suunadiagrammi saab nüüd leida järgmiselt:

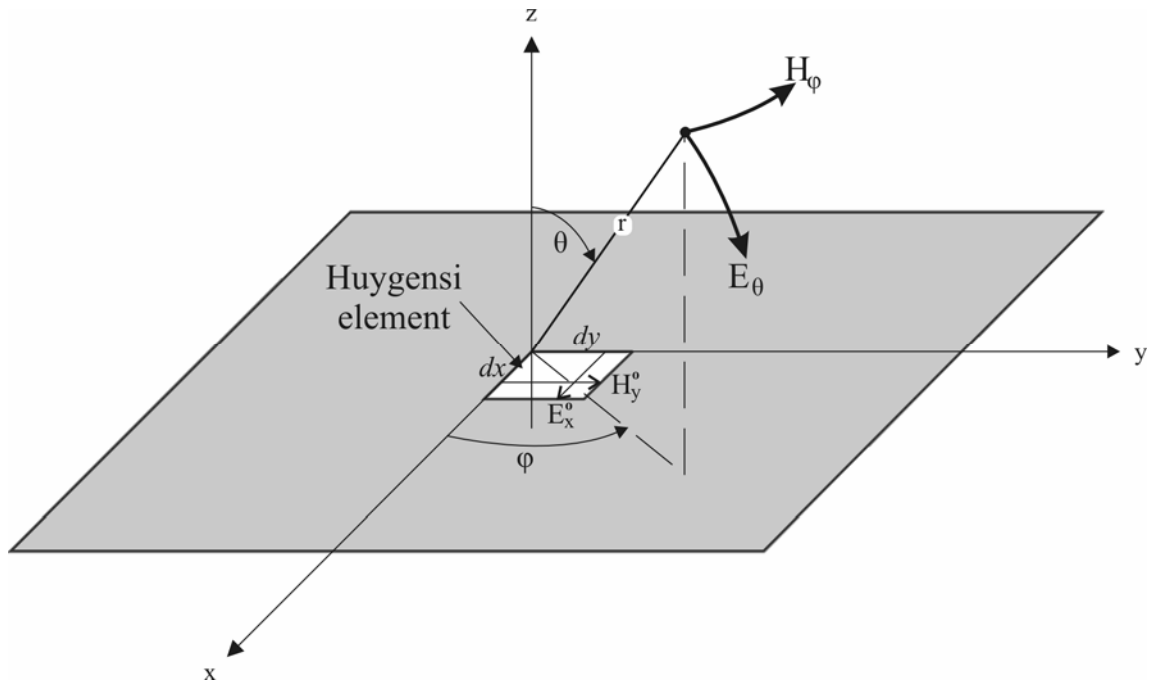


16. Huygensi element

Eelnevates peatükkides oleme vaadelnud kiirgureid, mille kiirguse lainefront ei ole tasapinnaline. Tuletame meelde, et traatantennide kiirguslike parameetrite arvutamiseks leidsime kõigepealt lõpmatult väikese elementaarse kiirguri omadused. Nüüd, kui hakkame uurima apertuurantennide omadusi, toimime sarnaselt, võttes esmalt vaatluse alla elementaarse tasapinnalise antenni – nn Huygensi elemendi.

Huygensi element on tasapinnaline elementaarne antenn. See tähendab, et lainefront elemendi pinnal on tasapinnaline.

Eeldame, et element on ristkülikukujuline, servadega dx ja dy nagu näidatud joonisel 35.



Joonis 35 – Kiirgus Huygens elemendist

Väljakomponendid avalduvad sel juhul järgmiselt:

$$E_{\theta} = \frac{iE_x^0 \cdot dx dy \cdot k e^{-ikr}}{4\pi r} (\cos \varphi \cos \theta + \cos \varphi)$$

$$E_{\varphi} = \frac{-iE_x^0 \cdot dx dy \cdot k e^{-ikr}}{4\pi r} (\sin \theta + \sin \varphi \cos \theta)$$

$$H_{\varphi} = \frac{E_{\theta}}{\eta}$$

$$H_{\theta} = -\frac{E_{\varphi}}{\eta}$$

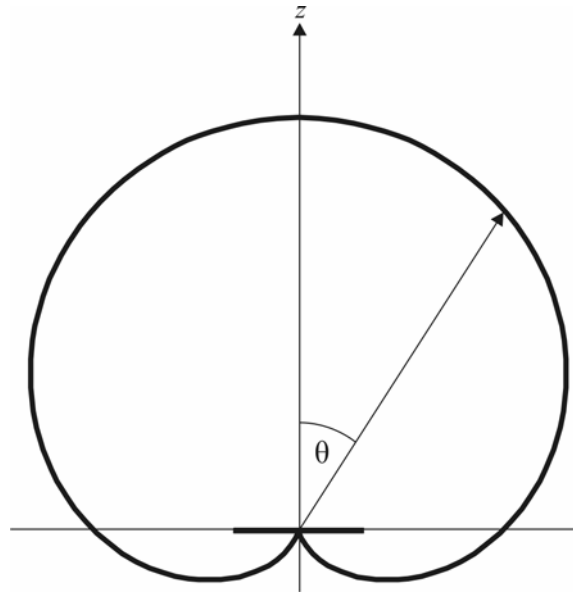
Kerge on näha, et xz -tasapinnas ($\varphi = 0$) avaldub elektrivälja tugevus:

$$|E_{\theta}| = \frac{E_x^0 \cdot dx dy \cdot k}{4\pi r} (1 + \cos \theta) \quad |E_{\varphi}| = 0$$

ja yz -tasapinnas:

$$|E_{\theta}| = 0 \quad |E_{\varphi}| = \frac{E_x^0 \cdot dx dy \cdot k}{4\pi r} (1 + \cos \theta)$$

Huygens elemendi suunadiagrammi kuju on kardioid ning seda on kujutatud joonisel 36.



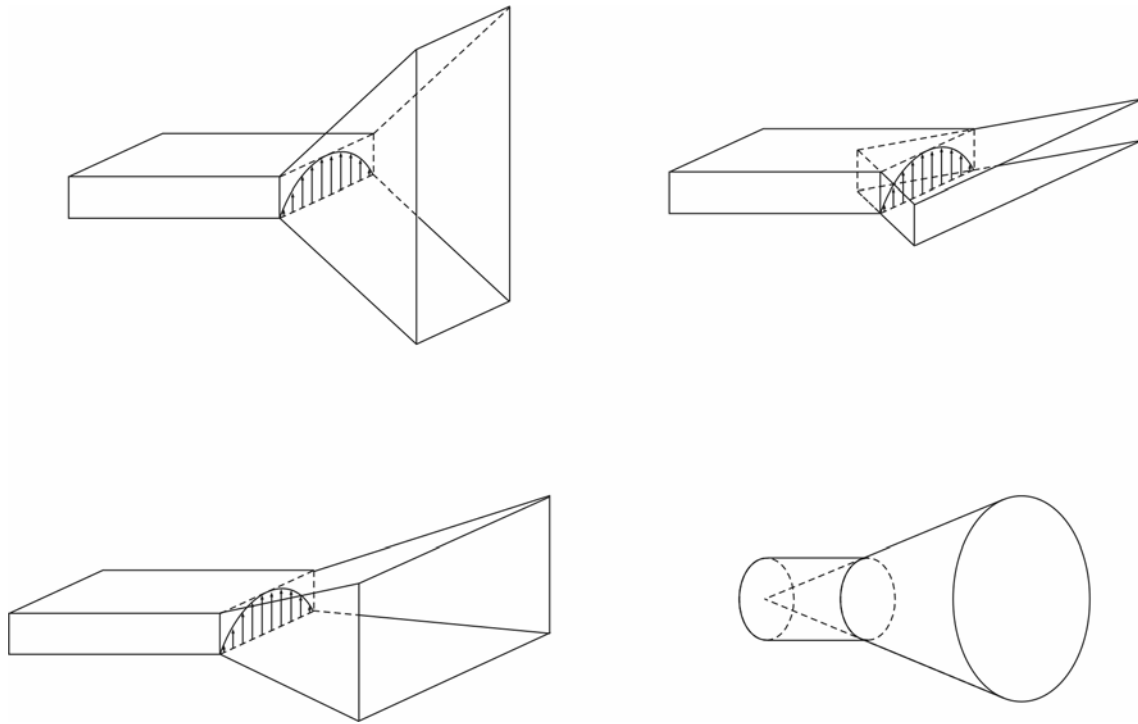
Joonis 36 – Huygensi elemendi suunadiagramm

Nagu jooniselt näha, on elemendil ühesuunaline kiirgus, mistõttu Huygensi element erineb oluliselt eespool vaadeldud teistest antennidest. Seejuures maksimaalne kiirgus on suunatud elemendi pinnaga risti ($\theta = 0$). Täpselt vastupidises suunas kiirgust ei eksisteeri. See, kummale poole kiirgus tekib, sõltub E ja H vektori suunast (vt joonis 35).

Suurte apertuurantennide suunadiagrammi leidmiseks tuleb Huygensi elemendi suunadiagramm (kardioid) korrutada apertuurantennile vastava võreteguriga, nii nagu seda tehakse võreantennide suunadiagrammide leidmiselgi.

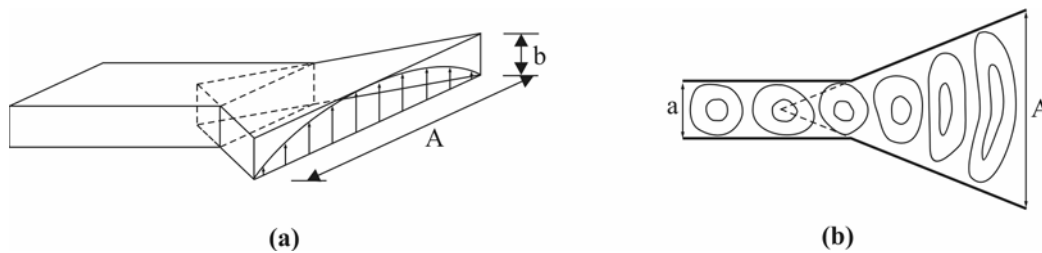
17. Ruuporantenn

Ruuporantennid on tänapäeval ühed enamlevinumad antennid kõrgsageduslikes süsteemides (üle 1 GHz), kus on vajalik suur võimendus ja lihtne konstruktsioon. Ruuporantennid kujutavad endast otsast paisuvat ja avanevat toru (lainejuhti), millest mõned näited on toodud järgmisel joonisel.

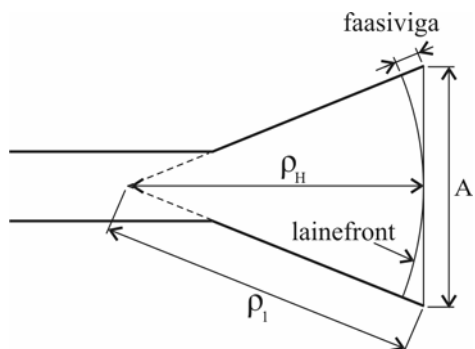


Joonis 37 – Tüüpilised ruuporantennid

H-tasandi ruuporantenn



Üldjuhul kehtib reegel, et mida suurem on ruuporantenni ava, seda kitsam on suunadiagramm ehk seda suurema võimendusega on antenn. Paraku kehtib see lähendus vaid teatud piirini, sest mida suurem teha antenni ava, seda suurem on ka faasiviga ruupori väljundis (vt joonis 38).

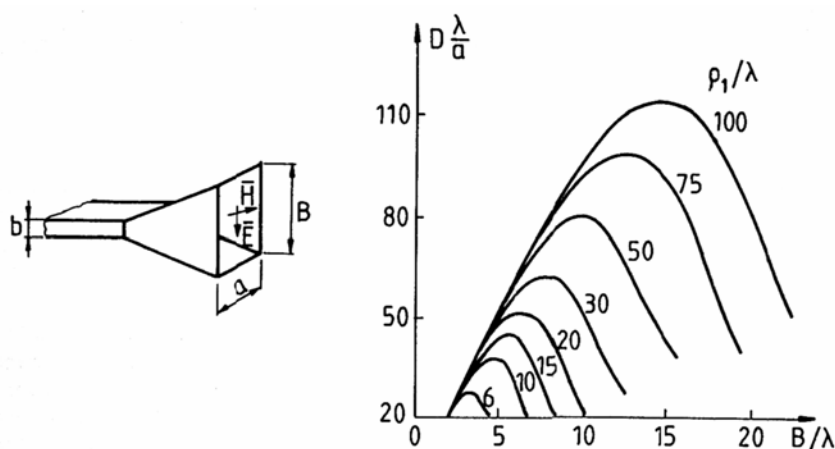


Joonis 38 – Ruuporantenni faasiviga

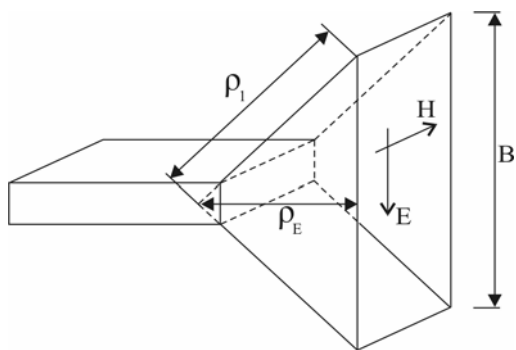
Optimaalne ruuporantenni laius avaldub ligikaudu:

$$A_{opt} \approx \sqrt{3\lambda\rho_H},$$

mille korral faasiviga on $\lambda/8$.



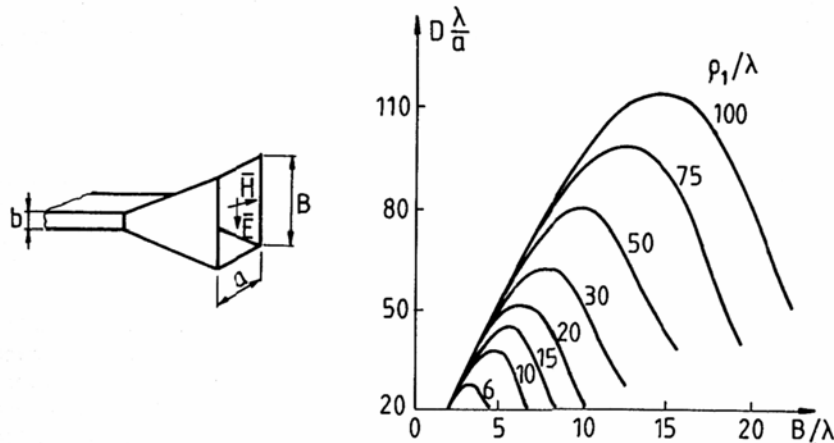
E-tasandi ruuporantenn



Antenn on analoogne H-tasandi ruuporantenniga. Ka siin eksisteerib optimaalne ruupori kõrgus, mis avaldub ligikaudu valemiga:

$$B_{opt} \approx \sqrt{2\lambda\rho_E},$$

mille korral faasiviga on $\lambda/4$.



Püramiidikujuline ruuporantenn

Püramiidikujulise ruuporantenni korral laieneb ruupor kahe sihis korraga. Seepärast võetakse arvutustes aluseks nii E- kui ka H-tasandi ruuporantenni mõõtmeid. Ruupori mõõtmete A ja B optimaalne suhe avaldub:

$$\frac{A_{opt}}{B_{opt}} = \frac{\sqrt{3\lambda\rho_H}}{\sqrt{2\lambda\rho_E}} \approx \frac{\sqrt{3\lambda\rho}}{\sqrt{2\lambda\rho}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \approx 1,22.$$

Antenni suunategur avaldub

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{ef}$$

kus S_{ef} on antenni efektiivne pindala. Püramiidikujulise ruuporantenni korral efektiivne pindala ei võrdu apertuuri pindalaga $A \cdot B$, vaid on sellest väiksem (põhjuseks on siinuseline välja jaotus ruupori väljundis). Kui tähistada ruuporantenni efektiivsus tähega e , siis antenni suunategur avaldub:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} AB \cdot e.$$

Korrigeerimata antennide korral on efektiivsus tavaliselt 50-60%, korrigeeritud antennide korral 75-80%.

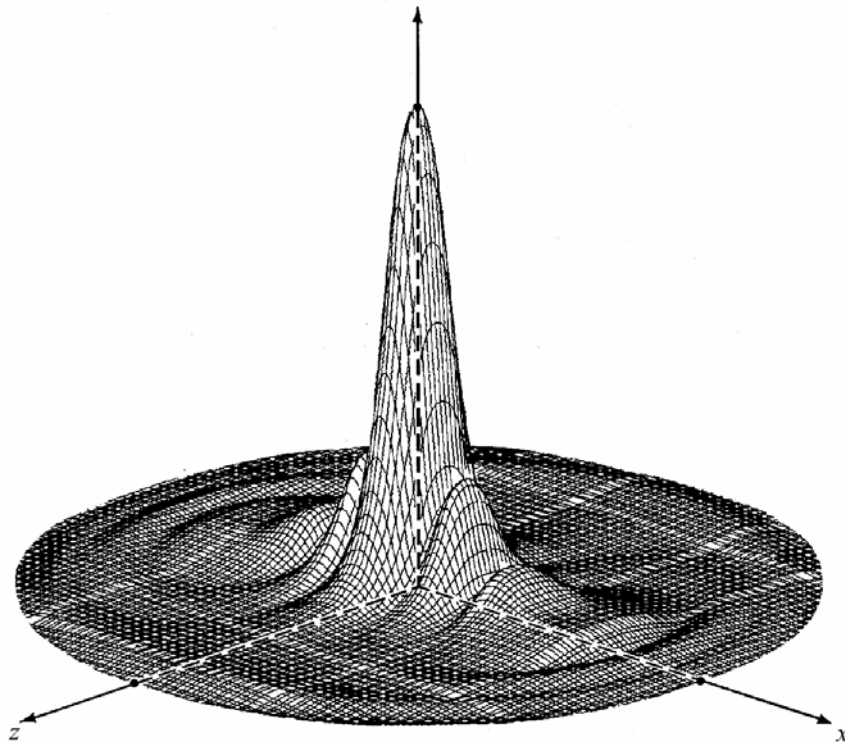
Ruuporantennide võimendus on võrreldes teiste antennidega küllaltki suur. Näiteks kui mõõtmed on $A = 20,6 \text{ cm}$ ja $B = 10,3 \text{ cm}$, siis sagedusel 8 GHz tagab see 60% efektiivsuse korral suunateguri

$$D = \frac{4\pi}{\left(\frac{c}{f}\right)^2} AB \cdot e = \frac{4\pi}{\left(\frac{3 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9}\right)^2} \cdot 20,6 \cdot 10^{-2} \cdot 10,3 \cdot 10^{-2} \cdot 0,6 = 113,7$$

ehk detsibellides väljendatuna

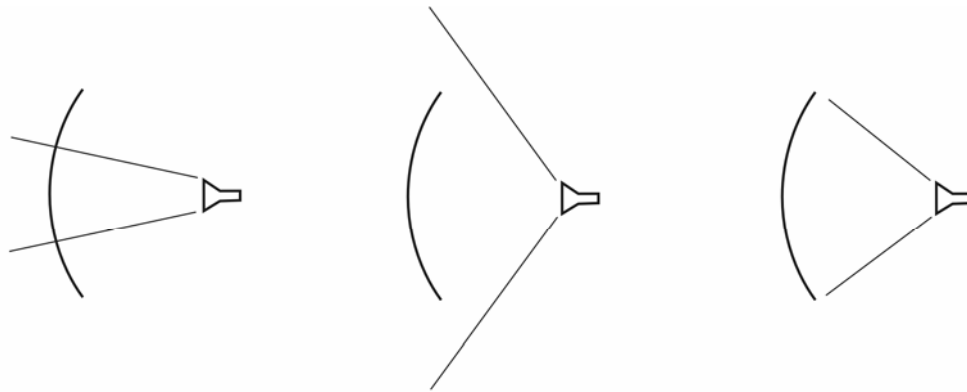
$$D = 10 \log 113,7 = 20,6 \text{ dB}.$$

Järgmisel graafikul on kujutatud niisuguse püramiidikujulise lainejuhi suunadiagrammi.



Joonis 39 – Püramiidikujulise ruuporantenni suunadiagramm ($\rho_1 = \rho_2 = 6\lambda$, $A = 5,5\lambda$, $B = 2,75\lambda$, $a = 0,5\lambda$, $b = 0,25\lambda$, a ja b on lainejuhi mõõdud).

Kui ruuporantenni kasutatakse koos paraboolantenniga, siis ei ole mõtet valida liiga suure ega liiga väikese suunateguriga ruuporantenni, kuna mõlemal juhul langeks antennikomplekti efektiivsus (vt joonis 40).



a) suunategur liiga suur

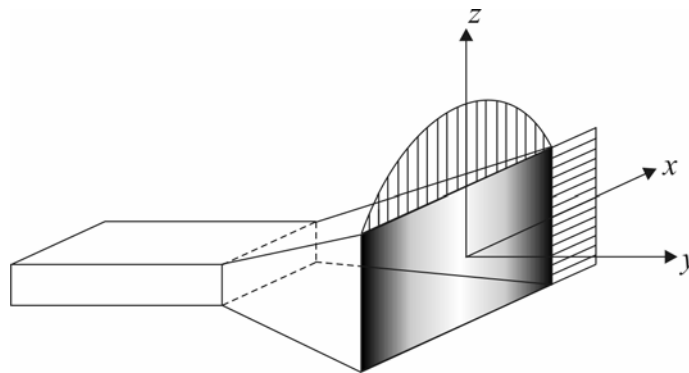
b) suunategur liiga väike

c) suunategur optimaalne

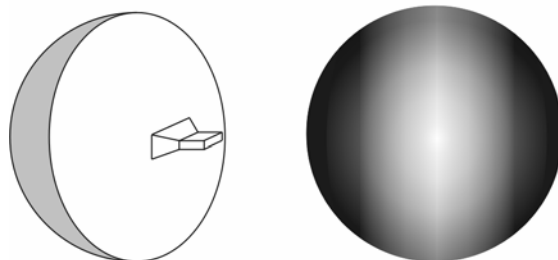
Joonis 40 – Ruuporantenni kasutamine koos paraboolantenniga

Korrugeeritud ruuporantenn

Kõikide eelpool kirjeldatud ruuporantennide korral muutub (ruupori väljundis) väli ühes sihis sinusoidaalselt (x -telje sihis), kuid teises suunas (z -telje sihis) on konstantne (vt järgmine joonis).

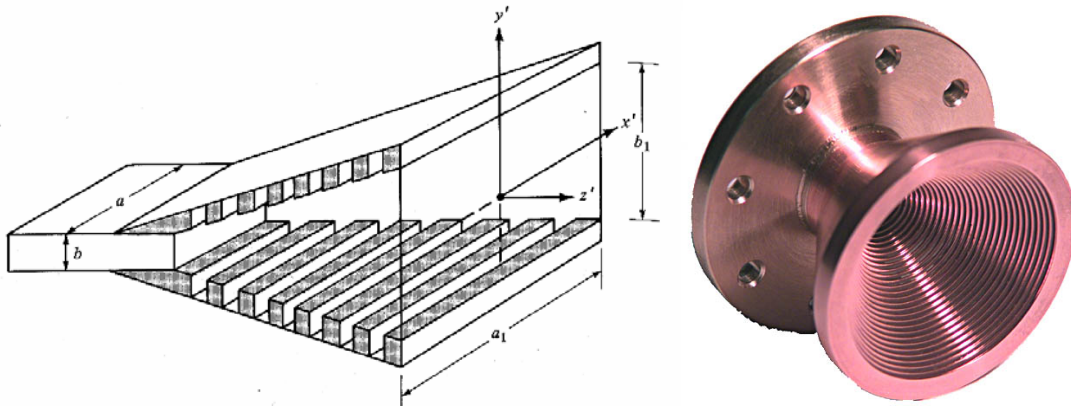


See tingib olukorra, et suunadiagrammi pealeht on ühes suunas välja venitatud. Paraboolide juures, kus ruuporantenne põhiliselt kasutatakse, vähendab see antenni efektiivsust, kuna osa parabooli pinnast (kaks serva) on valgustamata (vt joonis 41).



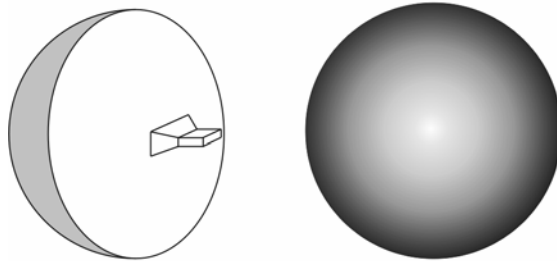
Joonis 41 – Parabooli valgustamine korrugeerimata ruuporantenniga

Selleks, et tagada parabooli ühtlasem valgustatus, formeeritakse ruupori väljundisse välja struktuur, mis on sinusoidaalne nii x - kui ka z -telje suunas. See saavutatakse nn **korrügeeritud** ruuporites (*corrugated horn*), kus ruupori sisekülgedele (kas kõikidele või osadele neist) formeeritakse spetsiaalne peenike kurruline struktuur, kus kurdude pikkus on $\lambda/4$ (vt joonis 42).



Joonis 42 – Korrügeeritud ruuporiantennid – püramiidjas, kooniline

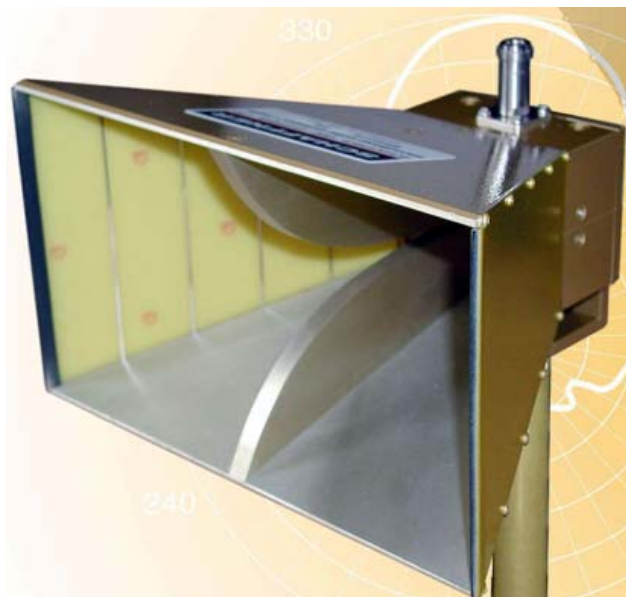
Tänu niisugusele struktuurile on tekitatud väli nii x - kui ka z - sihis sinusoidaalne, mis tagab parabooli valgustatuse suurema efektiivsuse (vt joonis 43).



Joonis 43 – Parabooli valgustamine korrügeeritud antenniga

Laiaribalised ruuporiantennid

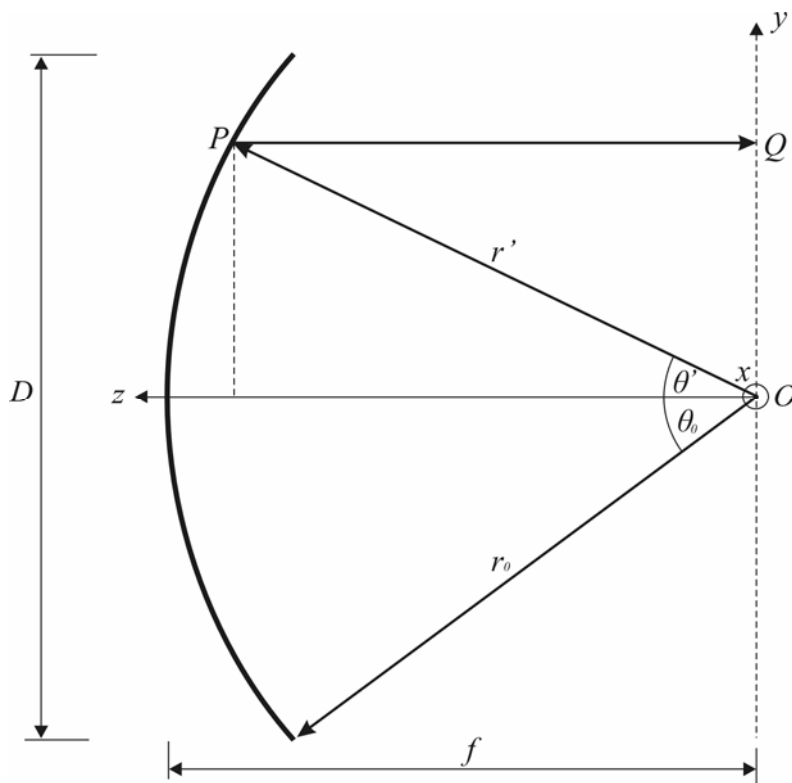
Üsna laialt kasutatakse selliseid ruuporiantenne, kus ruupori suudmesse on ehitatud spetsiaalse kumera kujuga ribid (vt joonis 44) – need laiendavad antenni sagedusriba.



Joonis 44 – Laiaribaline ruuporantenn

18. Paraboolantenn

Paraboolantenn on peegellantennide põhiliseks esindajaks. Selle eesmärgiks on koondada tasapinnaline laine front ühte punkti (parabooli fookusesse) või vastupidi – muuta punktallikast väljuv kiirgus tasapinnaliseks laineks.



Joonis 45 – Paraboolantenni geomeetria

Uurime, milline peaks olema sellise peegelanteri kuju. Jooniselt 45 on näha, et tasapinnalise lainefroni tagamiseks tasapinnas xy peab kehtima tingimus:

$$OP + PQ = \text{const} = 2f$$

Kuna

$$\begin{aligned} OP &= r' \\ PQ &= r' \cos \theta' \end{aligned}$$

siis saame tingimuseks:

$$r'(1 + \cos \theta') = 2f \quad \text{ehk} \quad r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta'}$$

Sfäärilistes koordinaatides on see parabooli võrrand. Kolmemõõtmelisel juhul on tegemist paraboloidiga. Järelikult võime tõdeda, et punktkiirusallikast väljuv kiirus muutub tasapinnaliseks laineeks, kui kasutame antenni, mis on parabooli (paraboloidi) kujuga.

Nurk θ_0 on leitav valemiga

$$\theta_0 = 2 \arctan \left(\frac{D}{4f} \right).$$

Siit on näha, et nurga θ_0 määrab suhe f/D . Näiteks kui $f/D = 0,25; 0,35; 0,50$, siis $\theta_0 = 90^\circ; 71^\circ; 53^\circ$. Praktilistel juhtudel on suhe f/D vahemikus $0,25..0,50$.

Paraboolantenni võimendus

Paraboolantenni võimenduse arvutamine on küllaltki keerukas, kuna antenni efektiivsus sõltub väga erinevatest asjaoludest. Arvesse tuleb võtta seda, kui suure osa parabooli pinnast varjab fookusesse asetatud antenn, milline on selle antenni amplituudijaotus, faasiviga jne. Üldjuhul on tagatud parabooliefektiivsus $e = 0,55..0,65$. Sellisel juhul avaldub antenni võimendus

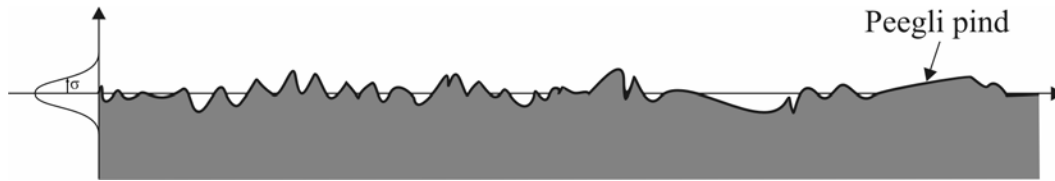
$$G = e \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2$$

Paraboolantenni pealehe laius on arvutatav ligikaudse valemiga:

$$\Delta \theta_{3dB} = 70^\circ \cdot \frac{\lambda}{D}$$

Peegelantenni pinna ebatasasused

Peegelantenni pind ei ole kunagi ideaalne parabool (paraboloid). Alati esinevad pinnal teatud ebatasasused, nagu näidatud joonisel 46.



Joonis 46 – Peegelantenni pind

Kui eeldada, et pinna ebatasasus jaotub Gaussi kõvera järgi, siis selgub, et iga peegelantenni (paraboolantenni) jaoks on olemas teatud lainepikkus λ_{max} , mille korral antenni suunategur on maksimaalne. See lainepikkus avaldub valemiga:

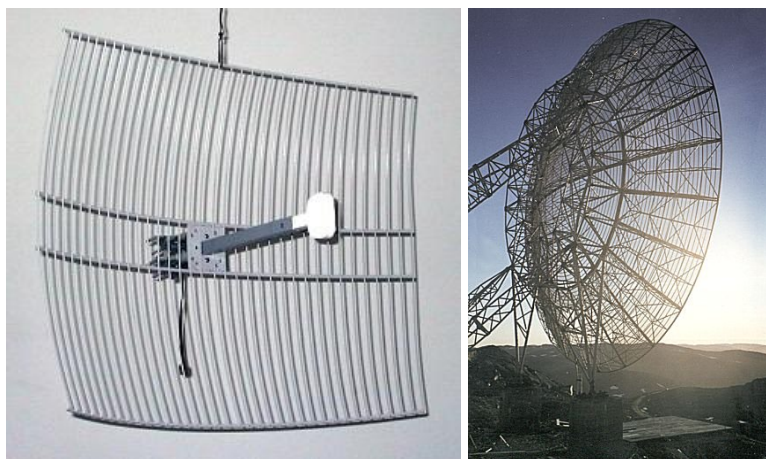
$$\lambda_{max} = 4\pi\sigma$$

kus σ on Gaussi jaotuse standardhälve.

Suuremate lainepikkuste korral hakkab suunategur märgatavalt vähenema ja seetõttu tuleb tagada, et antenni pinna ebatasasused vastaksid tingimusele

$$\sigma \leq \frac{\lambda_{max}}{4\pi}.$$

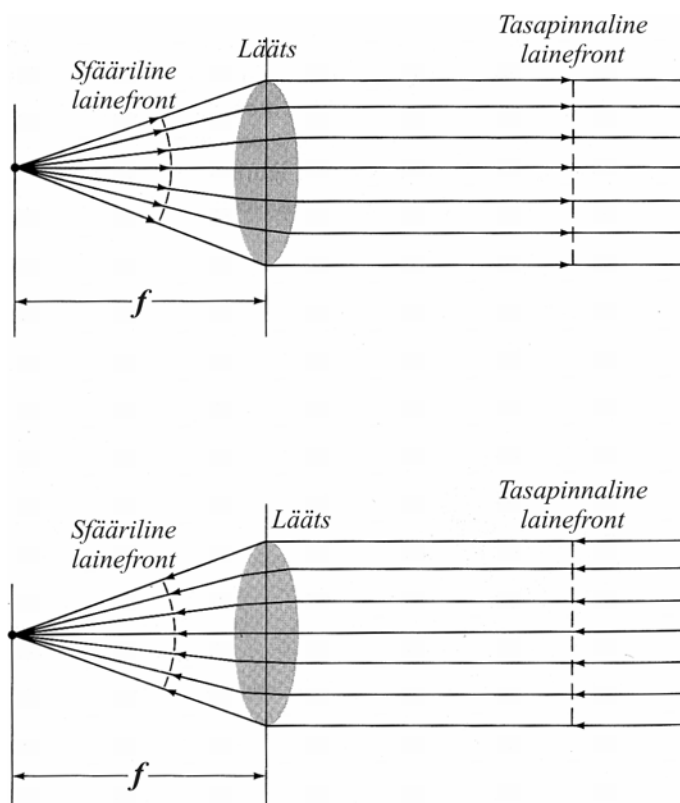
Näiteks 2,4 GHz (*Wireless LAN*) korral on piisav, kui tagada $\sigma \leq 1cm$. Seetõttu on võimalik ehitada paraboolantenne ka metallisõrestikust, mis vähendab tunduvalt nende antennide tuuletakistust ja massi.



Joonis 47 – Metallisõrestikust paraboolantennid

19. Läätsantenn

Läätsantennidel on sama ülesanne, mis paraboolantennidel – muuta sfääriline lainefront tasapinnaliseks või vastupidi. Punktkiirgusallikas paigutatakse täpselt läätses fookusesse, mille tõttu allikast kiirguv sfääriline laine muutub pärast läätses läbimist tasapinnaliseks (vt joonis 48).



Joonis 48 – Paraboolantenni geometria

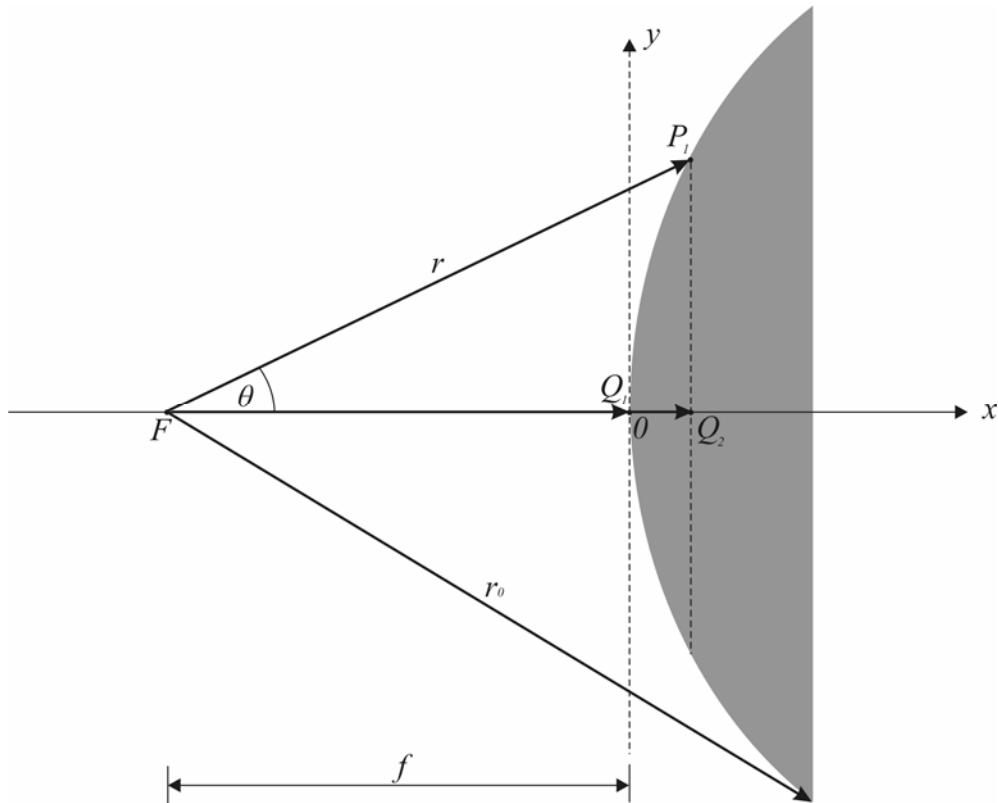
Läätsantennid leiavad tavaliselt kasutust sagedustel üle 3 GHz, kuna madalamatel sagedustel peavad läätsed olema suured ja massiivsed. Teiseks oluliseks probleemiks läätsede juures on nende pinnalt toimuvad peegeldused. Selle vältimiseks on võimalik katta läätses pind mittepeegelduva kilega (*antireflect*), mille paksus on $\lambda/4$.

Vastavalt läätses murdumisnäitajale n võib läätsantennid jaotada kolme suurde rühma:

- 1) aeglustav lääts ($n > 1$)
- 2) kiirendav lääts ($n < 1$)

Aeglustav lääts ($n > 1$)

Leiame, milline peab olema läätses kuju (vt joonis 49).



Joonis 49 – Aeglustava läätsgeomeetria

Läätse fookusesse (punkt F) on paigutatud punktkiirusallikas. Selleks, et pärast läätseläbimist oleks lainefront tasapinnaline, peab lainefront jõudma punktidesse P_1 ja Q_1 samaaegselt. Seega peab kehtima tingimus:

$$\frac{FP_1}{c} = \frac{FQ_1}{c} + \frac{Q_1Q_2}{v},$$

kus c on kiirguse levimise kiirus õhus ja v on kiirus läätses. Valguse kiiruse erinevust õhus ja läätses iseloomustab murdumisnäitaja $n = \frac{c}{v}$. Järelikult saame tingimuse

kirjutada kujul:

$$FP_1 = FQ_1 + nQ_1Q_2.$$

Kuna $FP_1 = r$,

$FQ_1 = f$,

$$nQ_1Q_2 = n(r \cdot \cos \theta - f),$$

siis

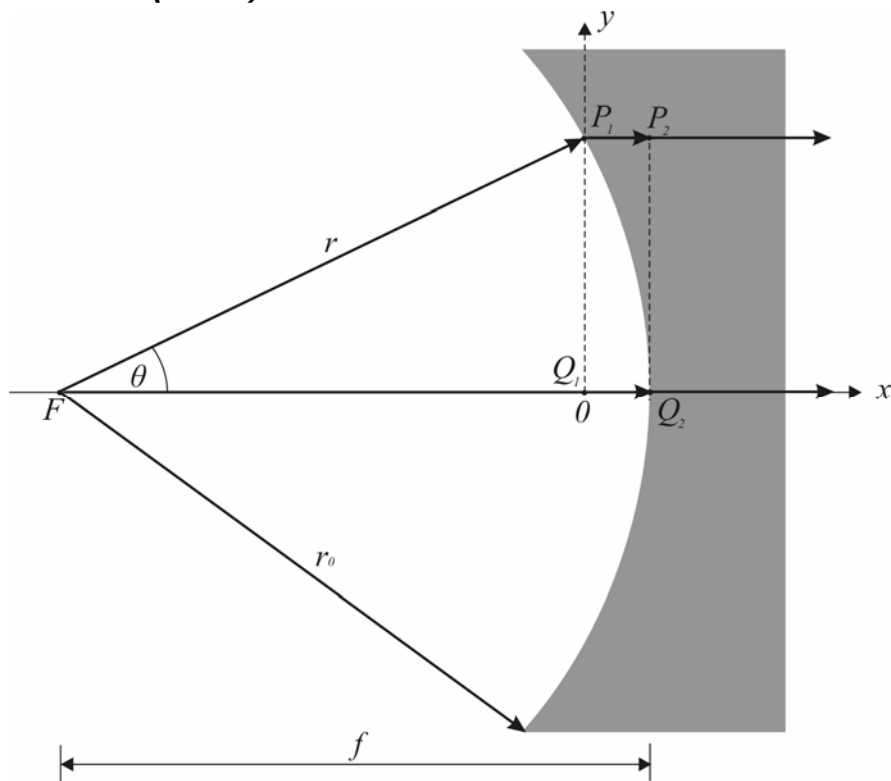
$$r = f + n(r \cos \theta - f),$$

millest saame avaldada r :

$$r = \frac{f(n-1)}{(n \cos \theta - 1)}, \text{ kus } (n > 1).$$

See on hüperbooli võrrand polaarkoordinaatides. Kolmemõttmelisel juhul on seega tegemist hüperboloidiga. Järelikult peab läätsse kuju olema hüperboloid.

Kiirendav lääts ($n < 1$)



Joonis 50 – Kiirendava läätsse geometria

Läätsse fookusesse (punkt F) on paigutatud punktkiirusallikas. Selleks, et pärast läätsse läbimist oleks lainefront tasapinnaline, peab lainefront jõudma punktidesse P_2 ja Q_2 samaaegselt. Järelikult peab kehtima tingimus:

$$\frac{FQ_2}{c} = \frac{FP_1}{c} + \frac{P_1P_2}{v},$$

kus c on kiirguse levimise kiirus õhus ja v on kiirus läätses. Korrutades võrrandi mõlemad pooli c -ga ja arvestades, et $n = \frac{c}{v}$, saame:

$$FQ_2 = FP_1 + nP_1P_2.$$

Kuna $FQ_2 = f$,

$$FP_1 = r,$$

$$nP_1P_2 = n(f - r \cdot \cos \theta),$$

siis

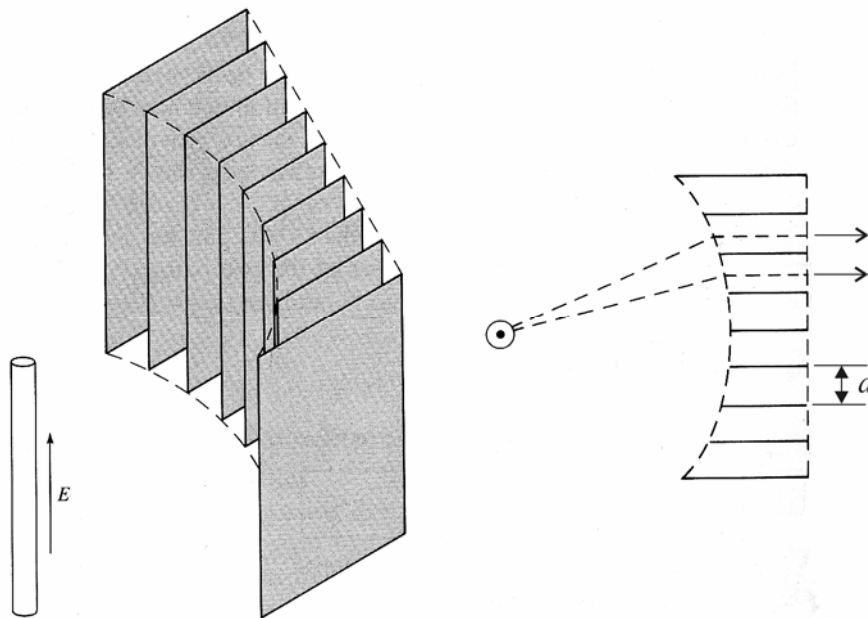
$$f = r + n(f - r \cos \theta),$$

millest saame avaldada r :

$$r = \frac{f(n-1)}{(n \cos \theta - 1)}, \text{ kus } (n < 1).$$

See on ellipsi võrrand polaarkoordinaatides. Kolmemõõtmelisel juhul on seega tegemist ellipsoidiga ja seega peab ka kiirendava läätse kuju olema ellipsoid.

Looduses ei leidu niisuguseid dielektrikke, millel $n < 1$. Seetõttu on kiirendavad läätsed tehtud paralleelsetest plaatidest (ribidest), nagu näidatud joonisel 51.



Joonis 51 – kiirendava läätse struktuur

Niisuguses ribilises struktuuris liigub laine nagu lainejuhis. Seega on levimise kiirus v selles väiksem, kui vabas ruumis. Niisuguse plaatide asetuse korral on levib kiirus plaatide vahel kiirusega v , mis on väiksem, kui kiirus õhus (v_0). Täpsemalt on kiiruste erinevus avaldatav valemiga

$$n = \frac{v_0}{v} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}$$

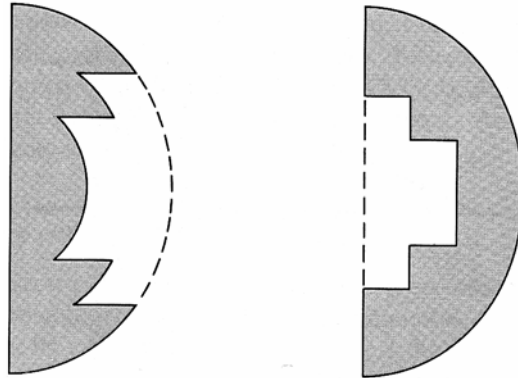
kus a on plaatide vahekaugus,

λ_0 on lainepikkus vabas ruumis (õhus).

Selleks, et tagada $n < 1$, peab $a > \lambda_0/2$. Üldjuhul valitakse $\lambda_0/2 < a < \lambda_0$.

Fresneli lääts

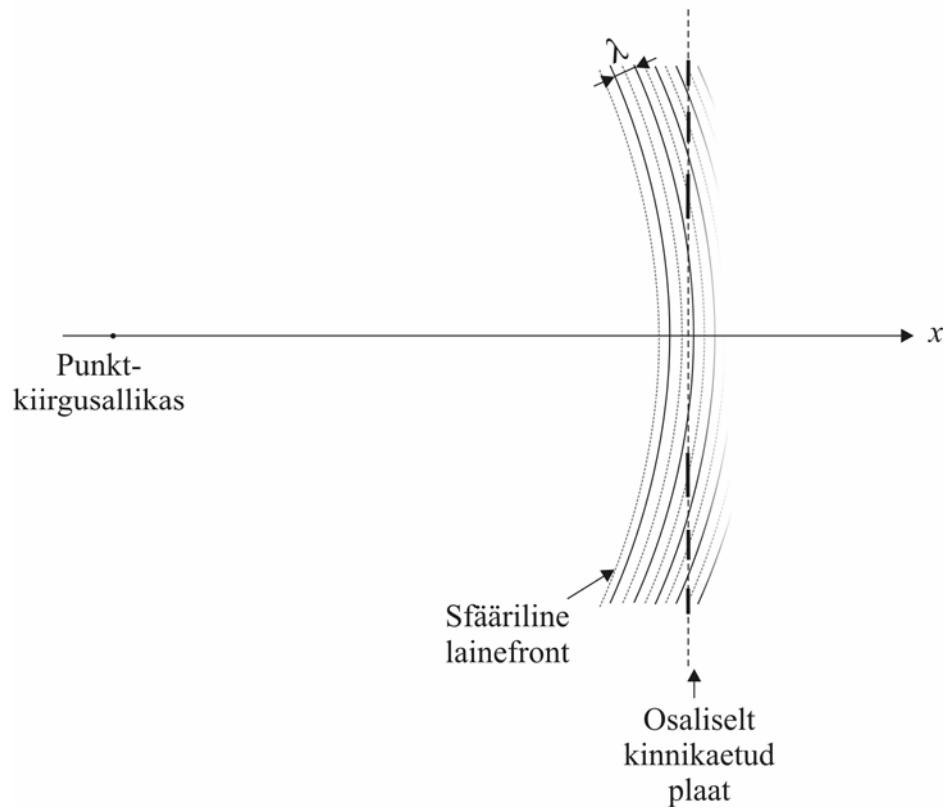
Läätsede massi vähendamiseks on võimalik jaotada lääts tsoonideks (nn *zoning*), mis tähendab läätsede paksuse vähendamist lainepikkuse (või selle kordse) võrra. Järgmisel joonisel on toodud selle kohta kaks näidet.



Seda meetodit kasutatakse ka näiteks tuletornide läätsedes.

Üks alternatiivne võimalus saavutada läätsede analoogset tulemust on panna punktkiirgusallika ette niisuguse struktuuriga plaat, mis laseb läbi ainult samas faasis olevad lained (vt joonis 52). Tavaliselt on tegemist osaliselt läbilaskva kilega ja seda nimetatakse amplituud-hologrammiks.

Niisugune meetod sobib kasutamiseks ainult kindlal sagedusel. Samuti ei ole niisuguse antenni efektiivsus suur, kuna pool energias (vastufaasis) läheb kaotsi. Üks võimalus efektiivsuse suurendamiseks: nendes kohtades, kus signaali läbi ei lasta, tuleks signaali faasi 180 kraadi pöörata (faas-hologramm).



Joonis 52 – Punktkiirusallika ette paigutatud osaliselt kinnikaetud plaat



Joonis 53 – Amplituud-hologramm

20. Friisi valem

Friisi valemi (*Friis Transmission Equation*) abil saab arvutada kiiratud ja vastuvõetud võimsuse suhte. Valem kehtib kaugtsooni korral.

Olgu meil tegemist kahe antenniga, mis asuvad teineteisest kaugusel R . Üks antenn töötab saatjana ja teine vastuvõtjana. Kui me eeldame, et saateantenn on isotroopne, siis kiirguse võimsustihedus teise antenni juures on

$$\Pi_i = e_s \frac{P_s}{4\pi R^2}$$

kus e_s on saateantenni kasutegur,
 P_s on saateantenni poolt kiiratud võimsus [W].

Kui saateantenn ei ole isotroopne, siis kiirguse peasuunal avaldub kiirguse võimsustihedus

$$\Pi = D_s \cdot e_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R^2} = G_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R^2}$$

kus D_s on saateantenni suunategur,
 G_s on saateantenni võimendus.

Vastuvõtuantenni iseloomustab efektiivne pindala, mis isotroopse vastuvõtja korral avaldub

$$S_{ef_i} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

kus λ on lainepikkus [m].

Kui vastuvõtja ei ole isotroopne, siis tema efektiivne pindala kiirguse peasuunal avaldub

$$S_{ef} = D_v \cdot e_v \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = G_v \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

kus D_v on vastuvõtuantenni suunategur,
 e_v on vastuvõtuantenni kasutegur,
 G_v on vastuvõtuantenni võimendus.

Seega võimsus vastuvõtuantennis on

$$P_v = \Pi \cdot S_{ef} = G_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R^2} \cdot G_v \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = P_s \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot G_s \cdot G_v$$

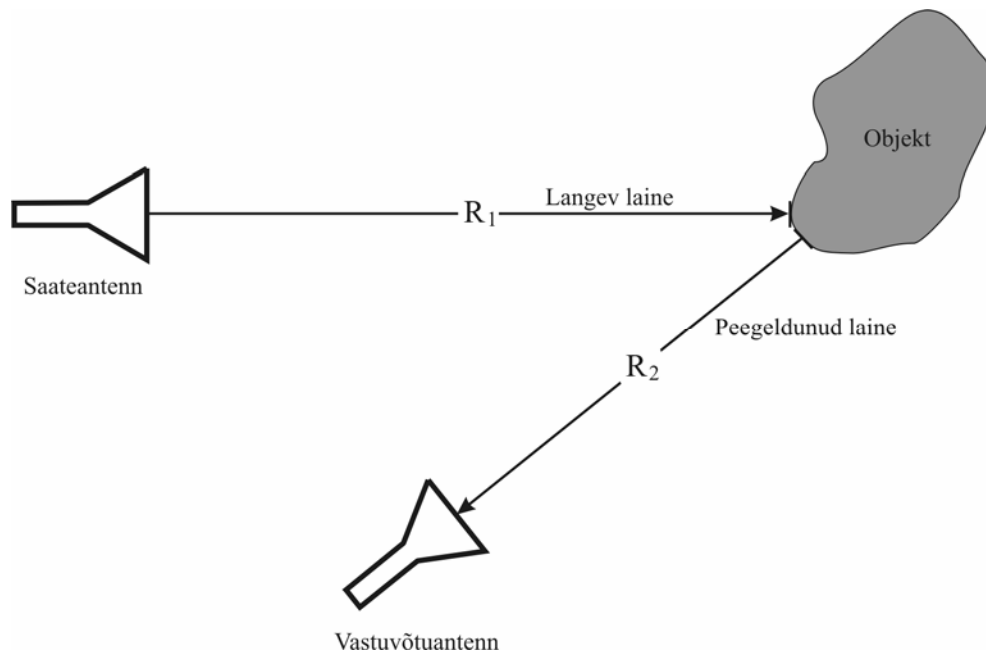
Jagades võrrandi mõlemaid pooli P_s -ga, saame:

$$\frac{P_v}{P_s} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot G_s \cdot G_v$$

See on nn *Friisi valem*, mis näitab vastuvõetud ja kiiratud võimsuse suhet. Valemi liiget $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ nimetatakse vaba ruumi kaoteguriks (*free-space loss factor*).

21. Radari valem

Olgu meil tegemist kahe antenniga – üks on saate- ja teine vastuvõtuantenn. Saateantenn edastab signaali, mis peegeldub mingilt objektilt ning peegeldunud signaal jõuab vastuvõtjasse, nagu näidatud järgmisel joonisel.



Kui saateantenn on isotroopne, siis kiirguse võimsustihedus objekti juures on

$$\Pi_i = e_s \frac{P_s}{4\pi R_1^2}$$

kus e_s on saateantenni kasutegur,
 P_s on saateantenni poolt kiiratud võimsus [W].

Kui saateantenn ei ole isotroopne, siis kiirguse peasuunal avaldub kiirguse võimsustihedus

$$\Pi = D_s \cdot e_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R_1^2} = G_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R_1^2}$$

kus D_s on saateantenni suunategur,
 G_s on saateantenni võimendus.

Objekti korral ei saa rääkida efektiivsest pindalast nagu antennide juures. Seepärast kasutatakse siin mõistet *peegelduspind* (*echo area* või *radar cross section*) – tähistame σ [m^2], mille kaudu saab arvutada objekti poolt vastuvõetud (ja peegeldatava) võimsuse:

$$P_p = \sigma \cdot \Pi = \sigma \cdot G_s \cdot \frac{P_s}{4\pi R_1^2}.$$

Kui eeldada, et peegeldumine on isotroopne, st peegeldunud võimsus kiiratakse kõikidesse suundadesse võrdselt, siis saame vastuvõtuantenni juures võimsustiheduse avaldada järgmiselt:

$$\Pi_v = \frac{P_p}{4\pi R_2^2} = \frac{\sigma G_s P_s}{(4\pi R_1 R_2)^2}$$

Vastuvõtuantenni iseloomustab efektiivne pindala, mis isotroopse vastuvõtja korral avaldub

$$S_{ef_i} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

kus λ on lainepikkus [m].

Kui vastuvõtja ei ole isotroopne, siis tema efektiivne pindala kiirguse peasuunal avaldub

$$S_{ef} = D_v \cdot e_v \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = G_v \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

kus D_v on vastuvõtuantenni suunategur,
 e_v on vastuvõtuantenni kasutegur,
 G_v on vastuvõtuantenni võimendus.

Järelikult võimsus vastuvõtuantennis on

$$P_v = \Pi_v \cdot S_{ef} = \frac{\sigma G_s P_s}{(4\pi R_1 R_2)^2} \cdot G_v \frac{\lambda^2}{4\pi} = P_s \cdot \sigma \frac{G_s G_v}{4\pi} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2$$

Jagades võrrandi mõlemad pooli P_s -ga, saame:

$$\frac{P_v}{P_s} = \sigma \frac{G_s G_v}{4\pi} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2$$

See on nn *radari valem*, mis näitab vastuvõetud ja kiiratud signaali võimsuse suhet, kusjuures enne vastuvõttu on signaal mingilt objektilt peegeldunud. Objekti iseloomustab peegelduspinna suurus σ .

22. Antenni temperatuur

Iga objekt, mille temperatuur on kõrgem kui 0°K , kiirgab energiat. Selle energia hulka iseloomustatakse tavaliselt nn ereduse temperatuuri (*brightness temperature*) T_B abil ning see on defineeritud valemiga:

$$T_B(\theta, \varphi) = \varepsilon(\theta, \varphi) \cdot T_m = (1 - |\Gamma|^2) \cdot T_m$$

kus $T_B(\theta, \varphi)$ on ereduse temperatuur [$^\circ\text{K}$],
 $\varepsilon(\theta, \varphi)$ iseloomustab emissiooni [*ühikuta*],
 T_m on molekulaarne (füüsikaline) temperatuur [$^\circ\text{K}$],
 $\Gamma(\theta, \varphi)$ on pinna peegeldustegur.

Erinevate allikate poolt kiiratud energia jõuab antennini ning see avaldub nn antenni temperatuurina. Antenni temperatuuri saame, leides kaalutud ereduse temperatuuri üle kogu sfäärilise pinna, kusjuures kaalufunktsiooniks on antenni suunadiagramm $G(\theta, \varphi)$.

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} T_B(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi},$$

kus T_A on antenni temperatuur (antenni kiirgustakistuse efektiivne müratemperatuur) [$^\circ\text{K}$].

Kui eeldada, et transmissioonikadusid antennist vastuvõtjani ei esine, siis on vastuvõtjani edastatav müra võimsus avaldatav valemiga

$$P_r = k T_A \Delta f$$

kus P_r on antenni müravõimsus [W],
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}/^\circ\text{K}$ on Boltzmanni konstant,
 T_A on antenni temperatuur [$^\circ\text{K}$],
 Δf on sagedusriba laius [Hz].

Vaatleme nüüd juhtu, kui antennist vastuvõtjani esinevad liinis ka kadod. Kadusid iseloomustab sumbetegur α [1/m] ja kadude tõttu väheneb antenni temperatuur enne vastuvõtjani jõudmist eksponentsiaalselt. Teiselt poolt, kuna liin asub keskkonnas, mille füüsikaline temperatuur on T_0 , kasvab eksponentsiaalselt liini soojusmüra ehk liini ekvivalentne temperatuur. Seega võime kirjutada, et antenni temperatuur vastuvõtja jaoks avaldub

$$T_a = T_A e^{-2\alpha l} + T_0(1 - e^{-2\alpha l}),$$

- kus T_a on antenni temperatuur vastuvõtja sisendis [°K],
 T_A on antenni temperatuur antenni väljundis [°K],
 α on sumbetegur liinis [1/m],
 l on liini pikkus [m],
 T_0 on liini füüsikaline temperatuur [°K].

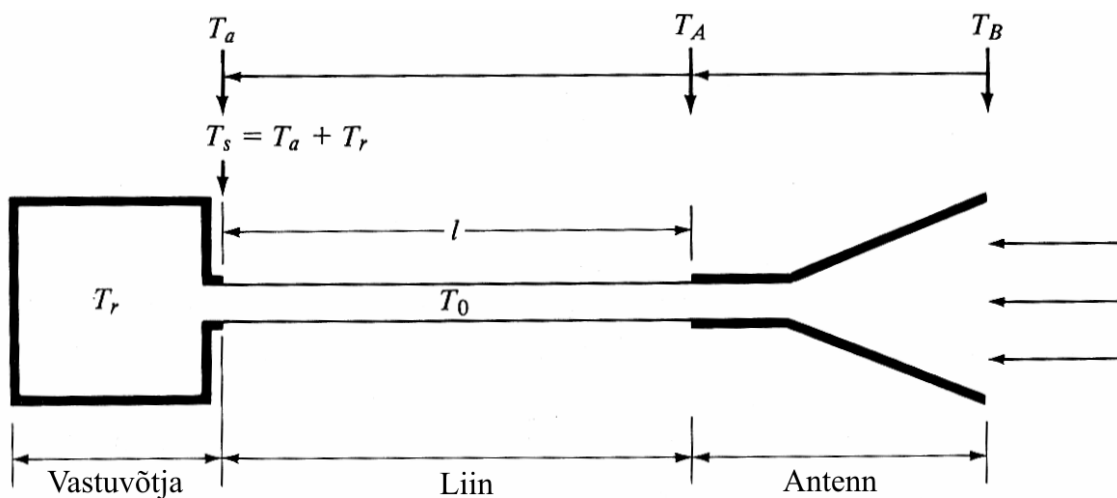
Antenni müravõimsus avaldub nüüd

$$P_r = kT_a \Delta f.$$

Kui vastuvõtja ise omab kindlat müratemperatuuri T_r (vastuvõtja komponentide soojusmüra tõttu), siis süsteemi müra vastuvõtja sisendis avaldub valemiga

$$P_s = k(T_a + T_r) \Delta f = kT_s \Delta f$$

- kus P_s on süsteemi müravõimsus vastuvõtja sisendis [°K],
 T_a on antenni müratemperatuur vastuvõtja sisendis [°K],
 T_r on vastuvõtja müratemperatuur (vastuvõtja sisendis) [°K],
 $T_s = T_a + T_r$ on süsteemi efektiivne müratemperatuur (vastuvõtja sisendis) [°K].

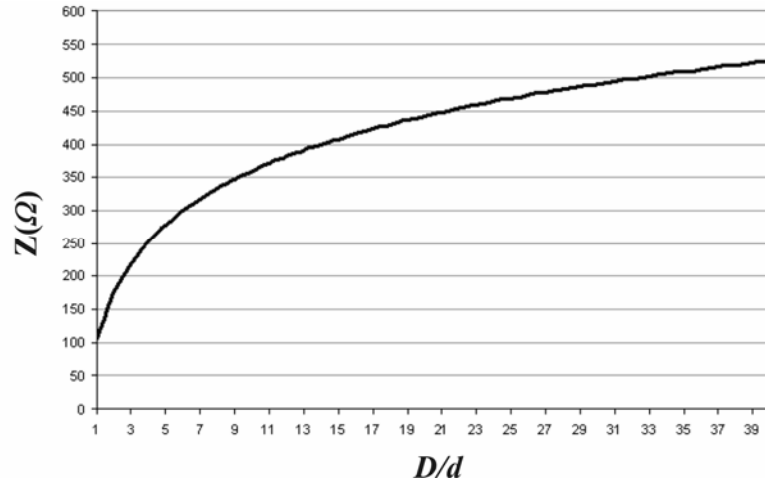
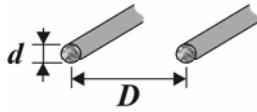


23. RF ülekanaliinid

Vaskjuhtmed

1) 2-traadine ülekanaliin

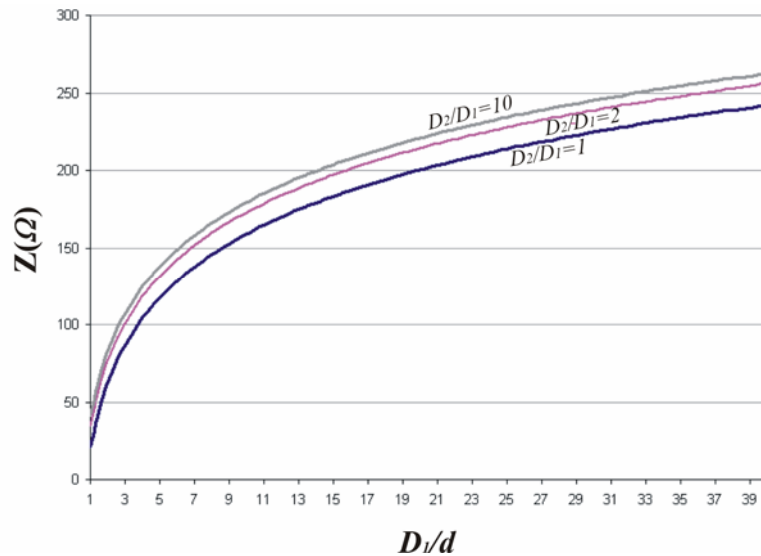
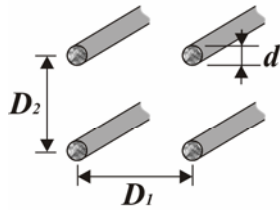
Kasutusel lühilainesaatjates, keerupaarina ka digitaal-andmesides



$$Z = 276 \log \left(\frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left(\frac{D}{d} \right)^2} \right)$$

2) 4-traadine ülekanaliin

Kasutusel lühilainesaatjates



$$Z = 138 \log \left(\frac{2D_1}{d \sqrt{1 + \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^2}} \right)$$

Lainejuht

Lainejuht kujutab endast ristkülikukujulise ristlõikega õõnest metalltoru.

Suurim lainepikkus, mis lainejuhis levib, on otseselt määratud lainejuhi mõõtmetega. Seda sagedust nimetatakse **kriitiliseks lainepikkuseks** λ_{kr} ning see avaldub:

$$\lambda_{kr} = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}},$$

kus a ja b on lainejuhi ristlõike mõõtmed.

Selleks, et lainejuhis saaks levida ainult ühe võimaliku polarisatsiooniga põhilaine, tuleb valida

$$a \approx 2b$$

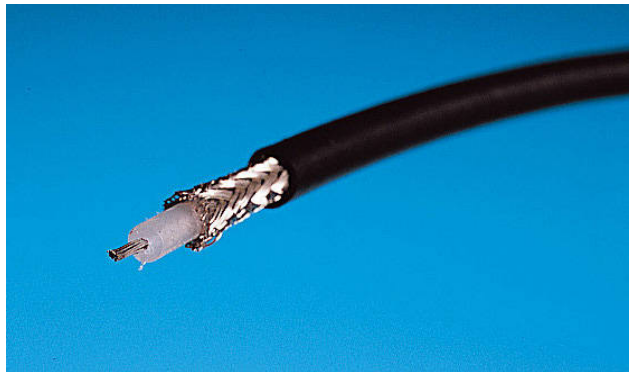
ja

$$a < \lambda_0 < 2a.$$

Mida kõrgem on sagedus, seda väiksemad on lainejuhi mõõtmed, kuid seda suurem on sumbuvus.

Koaksiaalkaabel

Koaksiaalkaabel on väga laialt levinud erinevates RF valdkondades, näiteks TV-süsteemides.



Koaksiaalkaablis üle kantav võimsus P ja sumbetegur α avalduvad valemitega:

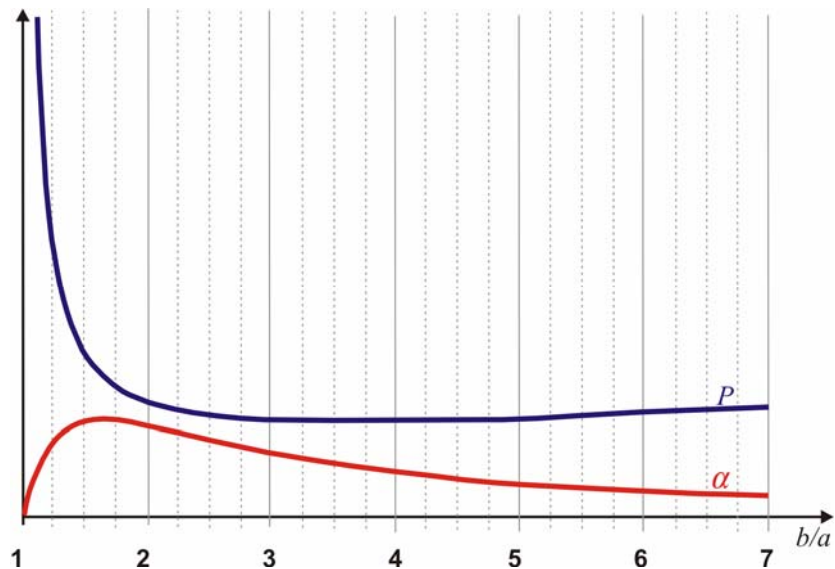
$$P = \frac{1}{\eta} |E|^2 \pi b^2 \frac{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}{\left(\frac{b}{a}\right)^2}$$

$$\alpha = \frac{R_S}{\eta} |E|^2 \pi b^2 \frac{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}{\left(\frac{b}{a}\right)^2}$$

kus $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ (õhus $\eta = 120\pi$)

R_S on metalli eritakistus,
 E on elektrivälja tugevus kaablis $[V/m]$,
 a on sumbetegur $[1/m]$,
 a on kaabli sisemise soone raadius $[m]$,
 b on kaabli ristlõike välimise elektrijuhi sisemini raadius $[m]$.

Valemite põhjal saab näidata, et selleks, et P oleks maksimaalne, peab $b/a = e^{0,5} = 1,6487$. Minimaalse sumbuvuse α_{min} saavutamiseks peab $b/a = 3,5911$ (vt joonis 54). Seega tuleb valida erine struktuuriga koaksiaalkaablid, kui soovitakse tagada optimaalset võimsuse ülekannet või minimaalset sumbuvust.



Joonis 54 – Üle kantava võimsuse P ja sumbeteguri α sõltuvus suhtest b/a

Koaksiaalkaabli lainetakistus Z avaldub:

$$Z = \frac{\eta}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right).$$

kus b on koaksiaalkaabli ristlõike välimine diameeter $[m]$,
 a on koaksiaalkaabli sisemise elektrijuhi diameeter $[m]$.

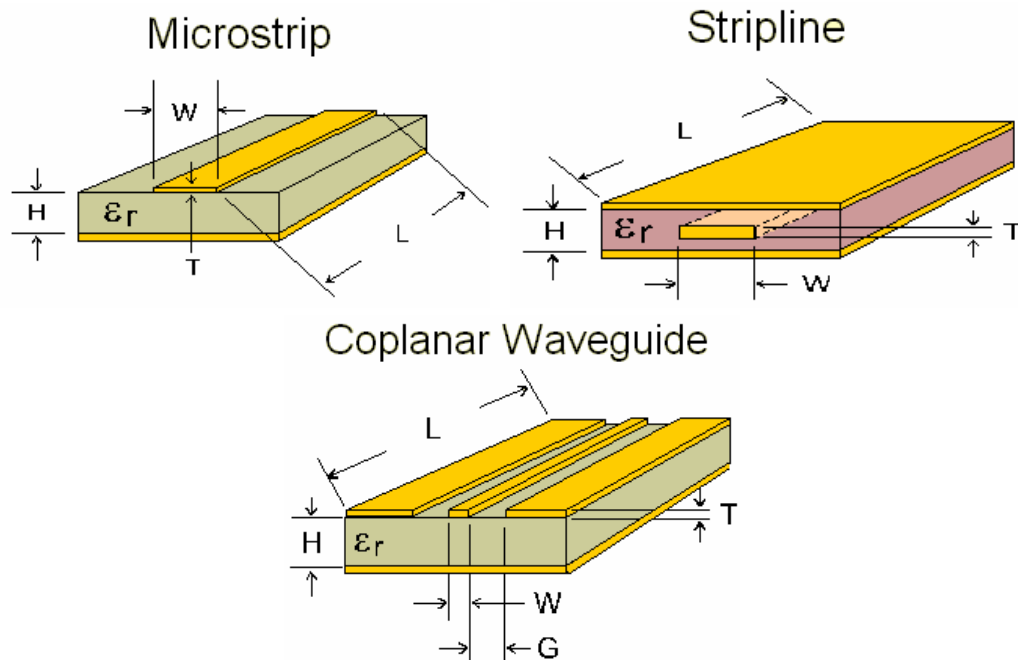
Kui koaksiaalkaabel on täidetud õhuga, siis maksimaalse võimsuse ülekande jaoks ($b/a = 1,6487$) $Z = 30 \Omega$ ja minimaalse sumbuvuse jaoks ($b/a = 3,5911$) $Z = 76,7 \Omega$. Kui koaksiaalkaabel on täidetud polüetüleeniga ($\epsilon_r = 2,25$), siis on vastavad takistused 20Ω ja 51Ω .

Kui b/a suhe ei muutu, siis mida jämedam on koaksiaalkaabel, seda väiksemad on kaod kaablis. Samas ei saa kaablit väga jämedaks teha, sest siis hakkavad temas ilmnema lainejuhi omadused. Kriitiline lainepikkus ja sagedus on avaldatavad järgmiste valemitega:

$$\lambda_{kr} = 1,873 \frac{\pi}{2} (a + b), \quad f_{kr} = \frac{c}{\lambda_c} = \frac{c_0}{n \lambda_{kr}}$$

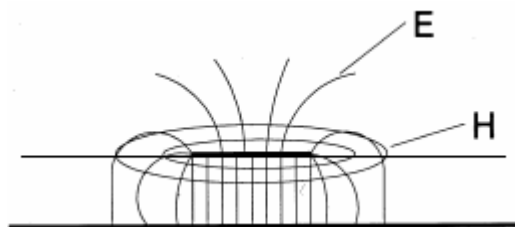
Mikroribaliinid

Mikroribaliinid kujutavad endast trükkplaadile trükitud elektrijuhtivast materjalist liine.



Joonis 55 – Näiteid mikroribaliinide kasutamisest

Olenevalt trükkplaadi sisemisest struktuurist toimub elektri- ja magnetvälja levimine kas ainult dielektrikus või ka ümbritsevas õhus. Erinevate trükkplaadi struktuuride korral on levitingimused erinevad.



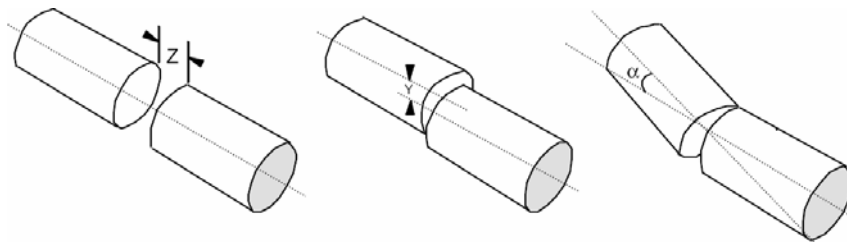
Joonis 56 – Elektri- ja magnetväli läbivad levivad nii dielektrikus kui ka ümbritsevas õhus

Item	Useful Frequency (GHz)	Impedance Level (Ω)	Cross-Sectional Dimensions	Q Factor	Power Rating	Active Device Mounting	Potential for Low-Cost Production
Rectangular waveguide	<300	100–500	Moderate to large	High	High	Easy	Poor
Coaxial line	<50	10–100	Moderate	Moderate	Moderate	Fair	Poor
Strip line	<10	10–100	Moderate	Low	Low	Fair	Good
Microstrip line	≤ 100	10–100	Small	Low	Low	Easy	Good
Suspended strip line	≤ 150	20–150	Small	Moderate	Low	Easy	Fair
Fin line	≤ 150	20–400	Moderate	Moderate	Low	Easy	Fair
Slot line	≤ 60	60–200	Small	Low	Low	Fair	Good
Coplanar waveguide	≤ 60	40–150	Small	Low	Low	Fair	Good
Image guide	<300	30–30	Moderate	High	Low	Poor	Good
Dielectric guide	<300	20–50	Moderate	High	Low	Poor	Fair

Kiudoptika

Väga suur läbilaskevõime, kerge, väikese sumbuusega. Tänapäeval on optilise fiibri sumbuvus 1 GHz sagedusel suurusjärgus 0,2–2 dB/km. Valguse levimine toimub tänu sisepeegelduse efektile. Kriitiline on fiibri painderaadius.

Tarvis elektron-optilist ja opto-elektroonset muundurit, fiibrite jätkamine on tülakas.



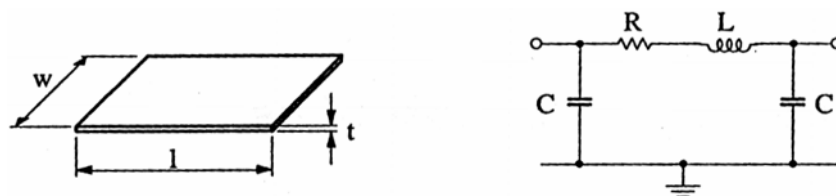
Lähemalt on kiudoptikast juttu õppeaines „Signaalide transmissioon” – vt selle aine konspekti aadressidelt http://www.lr.tu.ee/irm/transmissioon/pdf/Optilised_sidesüsteemid_kiudoptika.pdf ja http://www.lr.tu.ee/irm/transmissioon/pdf/Dispersioon_optilistes_kiudliinides.pdf.

24. R, L, C komponendid raadiosagedustel

Selles peatükis vaadeldakse põhilisi RF komponente ja nende omadusi.

R – Takistid

Takistid toodetakse tavaliselt plaadikujulisest elektrit juhtivast kihist, mis kantakse dielektrikust (keraamilisele) plaadile. Kuna elektrijuhi kiht on väga õhuke (nagu metallikile), nimetatakse seda tehnoloogiat **kiletehnoloogiaks**.



Joonis 57 – Takisti kiletehnoloogias ja tema aseskeem

Niisuguse takisti takistus avaldub

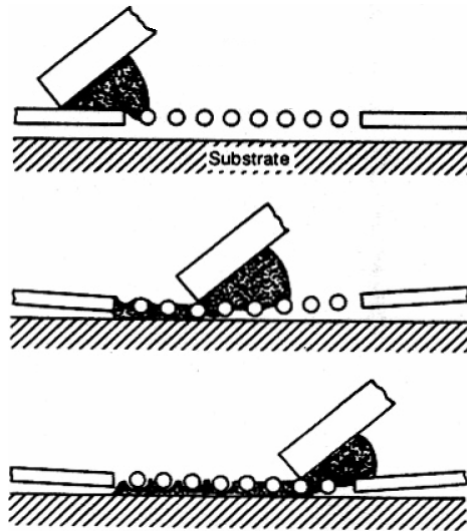
$$R = \frac{l\rho}{wt}$$

kus l on elektrijuhi kile pikkus [m] (vt joonis 57),
 w on kile laius [m],
 t on kile paksus [m],
 ρ on kile eritakistus [Ωm].

Kui võtta $l = w$, siis valem omandab kuju $R = \frac{\rho}{t}$. See takistus (inglisekeelses kirjanduses nimetatakse seda *sheet resistance*) iseloomustab elektrijuhi materjali. Materjali omadused sõltuvad materjali paksusest ning seetõttu jagatakse materjalid vastavalt nende tootmismeetoditele kaheks – nn **õhukese kile tehnoloogia** (*thin film*) ja **paksu kile tehnoloogia** (*thick film*). Neist esimese korral on elektrijuhi paksus umbes $1 \mu m$, teise korral umbes. Õhukese kile tehnoloogias on võimalik teha komponendid seetõttu väiksemad - joonte minimaalne laius (ja kaugus) on ligikaudu $40 \mu m$, paksu kile tehnoloogias on see 3-4 korda suurem.

Õhukese kile tehnoloogia korral sadestatakse alusplaadile nikkelkromiid (*NiCr*) või tantaalnitriid (*TaN*). Sellise metallkile takistus on tavaliselt vahemikus $40..250 \Omega$.

Paksu kile tehnoloogia korral kantakse alusplaadile elektrit juhtiv pasta. See kantakse plaadile tavaliselt siiditrüki abil (vt joonis 58), mille järel plaati kuumutatakse kõrgel temperatuuril. Saavutatud metallkile takistused on tüüpiliselt vahemikus $10\Omega..1M\Omega$.

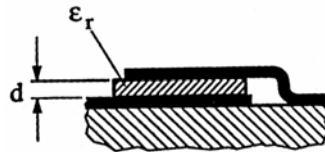


Joonis 58 – Siiditrüki põhimõte

Niisuguste takistite juures on probleemiks parasiidne takistus ja induktiivsus, nagu näidatud aseskeemil joonisel 57. Samuti tuleb tagada, et metallikihi omadused oleksid stabiilsed ega aja jooksul (õhu toimel) oluliselt ei muutuks.

C - kondensaatorid

Kondensaatorid realiseeritakse kiletehnoloogias kahe metallkihina, mille vahel on dielektrik.



Joonis 59 – Kondensaator kiletehnoloogias

Plaatkondensaatorite mahtuvus C avaldub valemiga:

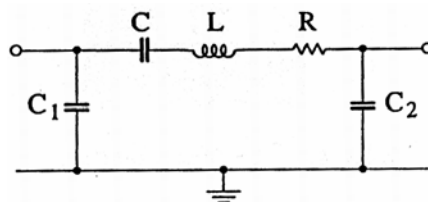
$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{d}$$

kus S on plaatide pindala [m^2],
 d on plaatide vahekaugus [m],
 ϵ_r on suhteline dielektriline läbitavus [F/m],

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \left[\frac{F}{m} \right].$$

Tüüpiliselt on saavutatud materjalide mahtuvus vahemikus $C = 0,1..200 \text{ pF}$. Õhukese kile tehnoloogias kasutatakse dielektrikuna näiteks ränioksiidi (SiO_2 , $\epsilon_r = 5..7$), tantaalpentoksiidi (Ta_2O_5 , $\epsilon_r = 22..27$) või alumiiniumoksiidi (Al_2O_3 , $\epsilon_r = 9..11$). Paksu kile tehnoloogias kasutatakse erinevate keraamiliste ainete segu, mille $\epsilon_r = 10..2000$.

Kiletehnoloogias valmistatud kondensaatori probleemiks on parasiidne takistus ja induktiivsus, nagu näidatud joonisel 60.



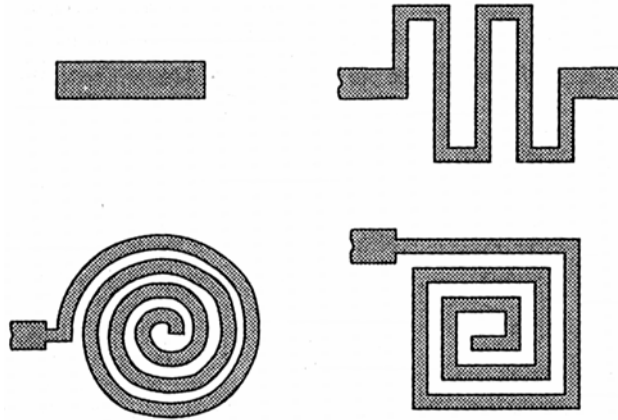
Joonis 60 – Kiletehnoloogias kondensaatori aseskeem

Kondensaatori hüvetegur on

$$Q = \frac{1}{\omega CR}$$

L – induktiivsused

Ka induktiivsusi saab toota nii õhukese kui paksu kile tehnoloogias. Järgmisel joonisel on toodud mõned näited.



Joonis 61 – Induktiivsused kiletehnoloogias

Niisuguste struktuuride induktiivsus avaldub:

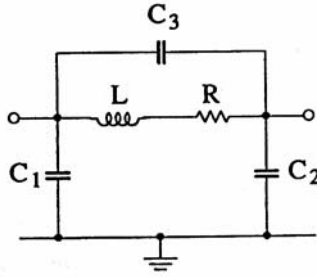
$$L \approx 0,2l \left(\ln \frac{l}{w+t} + 1,19 + 0,22 \frac{w+t}{l} \right),$$

kus L on induktiivsus [nH],
 l on elektrijuhi pikkus [mm],
 w on elektrijuhi laius [mm],
 t on elektrijuhi paksus [mm].

Ringikujulise struktuuri korral lihtsustub valem:

$$L \approx 0,2l \left(\ln \frac{l}{w+t} - 1,76 \right).$$

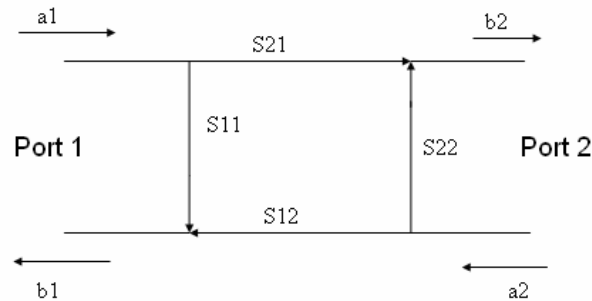
Põhiliseks probleemiks induktiivsuste juures on parasitmahtuvus elektrijuhi ja maa vahel, samuti parasitakistus (vt joonis 62). Mahtuvuste tõttu on komponendil teatud omavõnkesagedus(ed). Maa ja elektrijuhi vahelist mahtuvust saab vähendada, kui teha elektrijuhi pinda väiksemaks, mille tõttu resonantssagedus suureneb, kuid samal ajal ka elektrijuhi takistus suureneb ning järelkult hüvetegur $Q = \omega \frac{L}{R}$ väheneb.



Joonis 62 – Kile tehnoloogias induktiivsuse aseskeem

25. S-parameetrid

S-parameetrid iseloomustavad signaali peegeldumist ja ülekannet analüüsitavas seadmes.



Joonis 63 – 2-pordi S-parameetrite määramine

Vaatleme joonist 63, kus analüüsitavaks seadmeks on 2-port. a tähistab porti sisenevat signaali, b aga väljuvat signaali. Sellisel juhul S-parameetrid avalduvad maatriksina:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}.$$

Siit saame avaldada kõik S-parameetrid ükshaaval:

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$ - **sisendpordi sobitus (input reflection factor)** – kirjeldab, kui suur osa sisendsignaalist seadmelt tagasi peegeldub. Väljundport on sel ajal sobitatud (tavaliselt 50Ω) ja sellele võimsust ei lange. Arvuliselt võrdne sisendpordi peegeldusteguriga.

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$ - **väljundpordi sobitus (output reflection factor)** – kirjeldab, kui suur osa väljundporti antavast signaalist seadmelt tagasi peegeldub. Sisendport on sel ajal sobitatud (tavaliselt 50Ω) ja sellele võimsust ei lange. Arvuliselt võrdne väljundpordi peegeldusteguriga.

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$ - **pärisuunaline ülekanalitegur (forward transmission coefficient)** – kirjeldab, kui suur on port 2-st väljuv signaal võrreldes port 1 antava signaaliga.

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$ - **vastassuunaline ülekanalitegur (reverse transmission coefficient)** – kirjeldab, kui suur on port 1-st väljuv signaal võrreldes port 2-te antava signaaliga.

Mida väiksemad on S_{11} ja S_{22} , seda paremini on sisend- ja väljundport liiniga sobitatud, sest seda vähem võimsust peegeldub pordilt tagasi. Kõik, mis tagasi ei peegeldu, kandub üle teise porti ning järelkult kehtivad seosed:

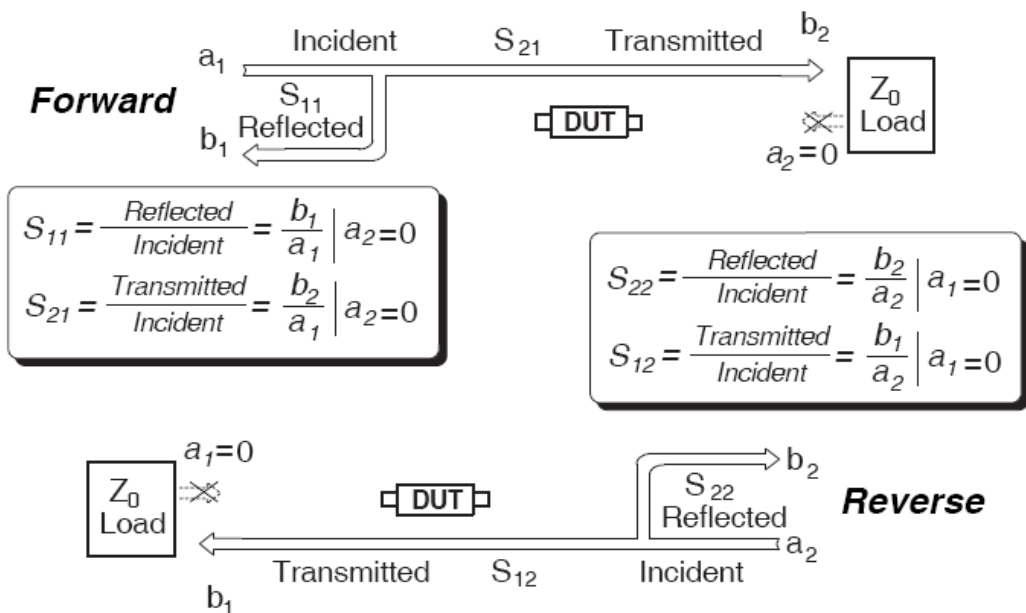
$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2$$

$$|S_{12}|^2 = 1 - |S_{22}|^2$$

Tavaliselt antakse S-parameetrite väärtused detsibellides. Saab näidata, et nii a kui b ühikuks on $\frac{V}{\sqrt{\Omega}} = \sqrt{W}$, seega S-parameetrite arvutusvalem on

$$S_{ij_dB} = 10 \log \frac{P_i}{P_j} = 10 \log \frac{\left(\frac{a_i}{Z_i}\right)^2}{\left(\frac{b_j}{Z_j}\right)^2} = 10 \log \frac{\left(\frac{a_i}{Z_0}\right)^2}{\left(\frac{b_j}{Z_0}\right)^2} = 10 \log \left(\frac{a_i}{b_j}\right)^2 = 20 \log \left(\frac{a_i}{b_j}\right) [dB],$$

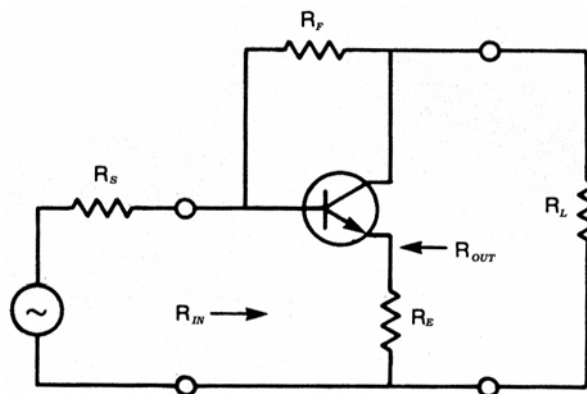
kus P_i on pordist i väljunud võimsus,
 P_j on pordile j langenud võimsus,
 Z_0 on 50 või 75 Ω .



26. RF võimendite parameetrid

Raadiosageduslike võimendite võimendavaks elemendiks kasutatakse põhiliselt bipolaar- või väljatransistori. Paraku on transistori võimendus sagedusest sõltuv, transistor on mittelineaarne ning ka sisendtakistus ei ole konstantne. Nende probleemide vältimiseks kasutatakse transistorskeemides tavaliselt tagasisidestust (*feed-back*).

Järgmisel joonisel on toodud tüüpiline tagasisidega võimendi skeem.



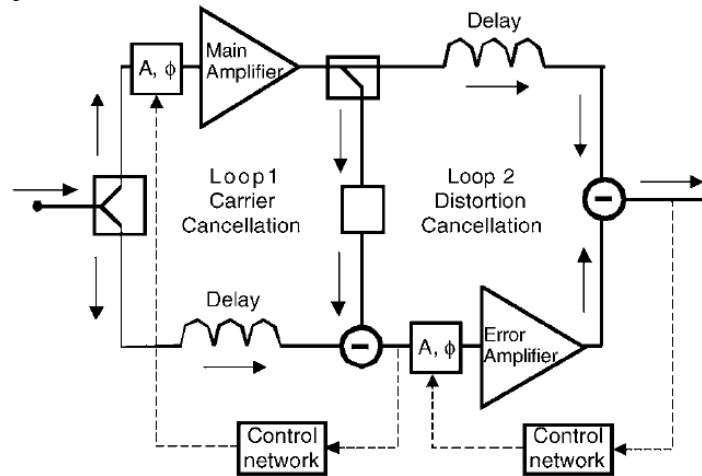
$$G \approx - \frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{R_f - R_E}{R_f + R_L}$$

$$R_{IN} \approx R_E \frac{R_f - R_L}{R_E - R_L} \quad R_{OUT} \approx R_E \frac{R_f + R_s}{R_E + R_s}$$

Joonis 64 – Tagasisidega võimendi

Üks tagasiside takisti on ühendatud kollektori ja baasi vahele (R_f), teine emitteri ja maa vahele (R_E). Nende kahe takisti väärtuste valik määrab võimenduse ning sisend- ja väljundtakistuse väärtused nagu näidatud joonisel 64.

Vahel kasutatakse ka edasisidestusega (*feed-forward*) võimendit, mille üldstruktuur on toodud järgmisel joonisel.



Joonis 65 – Edasisidestusega võimendi

Raadiosageduslikke võimendeid iseloomustavad erinevad parameetrid, millest järgnevalt on toodud väike ülevaade.

Sagedusriba laius

Sagedusriba laius (sagedusala) näitab, millises sagedusvahemikus signaalidega seade töötab.

Signaal-müra suhe (C/N)

Signaal-müra suhe C/N (*carrier-to-noise ratio*) näitab, mitu korda on signaali võimsus P_{signaal} suurem müra võimsusest $P_{\text{müra}}$. Tavaliselt väljendatakse seda detsibellides:

$$C/N = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\text{signaal}}}{P_{\text{müra}}}\right) [\text{dB}].$$

Näiteks kaabeltelevisiooni koaksiaalkaablis vähemalt on nõutav signaal-müra suhe tavaliselt 42 dB .

Võimendus

Võimendus näitab, mitu korda signaali võimsust võimendis tõstetakse. Mida suurem on võimendus, seda rohkem signaali võimendatakse. Tavaliselt väljendatakse võimendust detsibellides (dB):

$$G = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\text{välj}}}{P_{\text{sis}}}\right),$$

kus G on võimendus [dB],

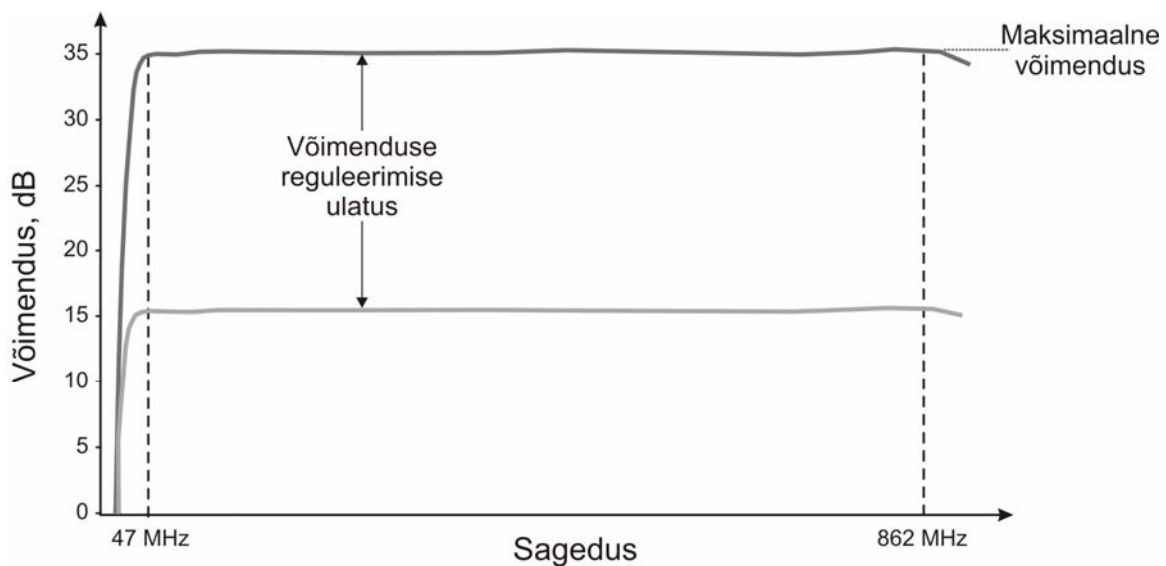
$P_{välj}$ on väljundvõimsus [W],
 P_{sis} on sisendvõimsus [W].

Kaabeltelevisiooni võimendite võimendus on tavaliselt vahemikus 25-40 dB.
Antennivõimendite võimendus on tavaliselt vahemikus 10-30 dB.

Võimenduse reguleerimise ulatus

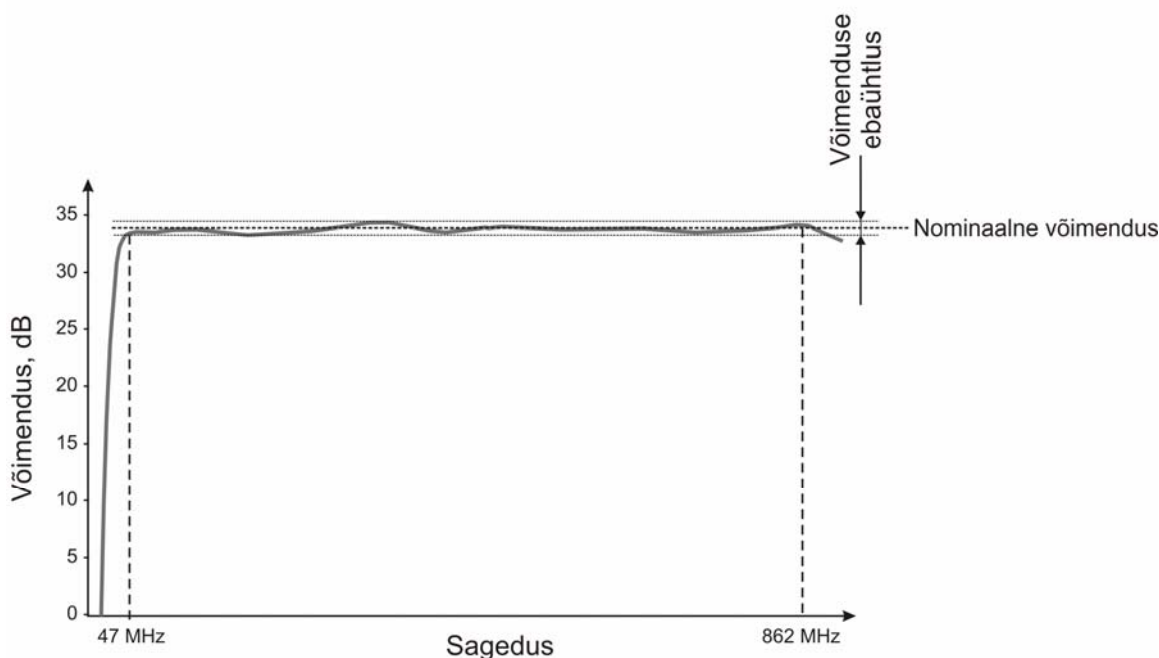
Võimenduse reguleerimise ulatus näitab, kui suurtes piirides on kasutajal võimalik võimendi võimendust reguleerida.

Näide: kui võimendi maksimaalne võimendus on 35 dB ja tema võimenduse reguleerimise ulatus on 20 dB, siis on saab selle võimendi võimenduseks sättida 15-35 dB.



Võimenduse ebaühtlus

Ideaalne võimendi oleks niisugune, mis võimendaks kõiki sagedusi ühtlaselt. Reaalsuses esineb võimenduses aga alati teatud ebaühtlus, mida nimetatakse võimenduse ebaühtluseks ja seda väljendatakse detsibellides.



Kaabeltelevisiooni võimendite võimenduse ebaühtlus on tavapäraselt $\pm 1 \dots 2 \text{ dB}$, paremates võimendites $\pm 0.5 \dots 0.6 \text{ dB}$.

Soojusmüra

Toatemperatuuril on kõik osakesed pidevas soojusliikumises ning seetõttu tekitavad soojusmüra. Kaabeltelevisiooni 75-oomistes süsteemides on selle müra tasemeks ligikaudu $1 \mu\text{V}$. Kõik signaalid, mis on väiksema pingega kui $1 \mu\text{V}$, ei ole soojusmüradest enam eristatavad. Tavaliselt käsitletakse signaalitasemeid ühikutes dBmV (detsibell millivoldi kohta) – siis on soojusmüra tasemeks, mis vastab 1 mikrovoldile (minimaalseks müra tasemeks), -59 dBmV (nn *noise floor*). Lisaks kasulikule signaalile võimendatakse võimendis ka soojusmüra, mistõttu võimendi väljundis on müranivoo võimendi võimenduse võrra suurem.

Mürategur

Iga võimendi võimendab tema sisendisse tuleva signaali ja müra segu. Lisaks tekivad täiendavad mürad ka võimendis endas, mis lisanduvad sisendis olevale mürale. Seega [signaali ja müra suhe](#) võimendis igal juhul langeb. Seda langust iseloomustatakse mürateguri (*noise figure*, tähistatakse NF) abil mis näitab, kui palju signaal-müra suhe võimendis halveneb. Mida väiksem on mürategur, seda parem on võimendi, sest seda vähem mürasid võimendi signaalile lisab.

$$NF = 10 \cdot \log \left(\frac{(C/N)_{\text{sisendis}}}{(C/N)_{\text{väljundis}}} \right) [\text{dB}].$$

Mürategur on erinevatel sagedustel erinev, seepärast on laiaribalistel seadmetel (näiteks kaabeltelevisiooni võimenditel) tihti välja toodud mitu erinevat mürategurit – igaüks neist näitab mürategurit konkreetsel sagedusel. Tüüpiliselt on mürategur vahemikus $4 \dots 9 \text{ dB}$, madala müraga võimendites (*LNA – low noise amplifier*) aga $0,5 \dots 2 \text{ dB}$.

Mürategur võimendite järjestikusel ühendamisel

Võimendite järjestikusel ühendamisel avaldub summaarne mürategur:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

kus F_n on võimendi mürategur ja G_n on selle võimendi võimendus. Valemist on näha, et kõige suuremat mõju summaarsele mürategurile omab kõige esimene võimendi (F_1). Seega on oluline, et ahela esimene võimendi oleks võimalikult madala mürateguriga. Samuti lisandub esimese võimendi mürategurile ka signaali allika (näiteks antenni) ja võimendi vahelise koaksiaalkaabli sumbuvus. Seetõttu kaabel antennist võimendini peaks olema võimalikult lühike ja omama väiksemaid kadusid.

Maksimaalne väljundnivoo

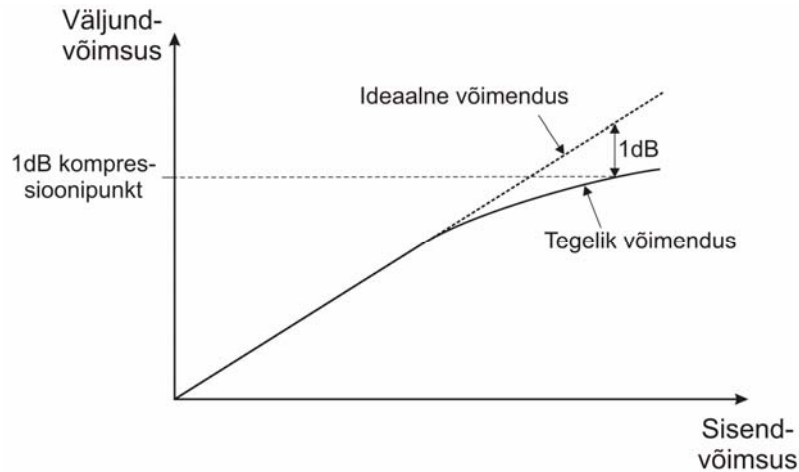
Igal võimendil on olemas mingisugune piirang, mis määrab ära väljundsignaali maksimaalse väärtuse. Suurendades võimendi sisendsignaali suureneb ka signaal väljundis, kuid alates mingisugusest hetkest, kui võimendi jõuab küllastusse, väljundsignaal enam ei suurene. Seda nimetatakse võimendi maksimaalseks väljundnivooks.

Kui võimendi läheb küllastusse, hakatakse väljundsignaali moonutama, mis kahandab videopildi kvaliteeti.

Selleks, et küllastuse olukorda vältida, tuleb tagada, et sisendsignaali väärtus oleks lubatud piirides. See on lihtne, kui sisendis on vaid üks signaal. Televisioonis edastatakse aga üheaegselt heli, pilti, värve – ja seda korraga mitmekümnel kanalil. Seega tuleb tagada, et summaarne signaal, mis võimendisse läheb, ei põhjustaks signaali moonutamist võimendi väljundis. Mida rohkem on sisendis erinevaid signaale, seda nõrgem peab nende tase olema.

1dB-kompressioonipunkt

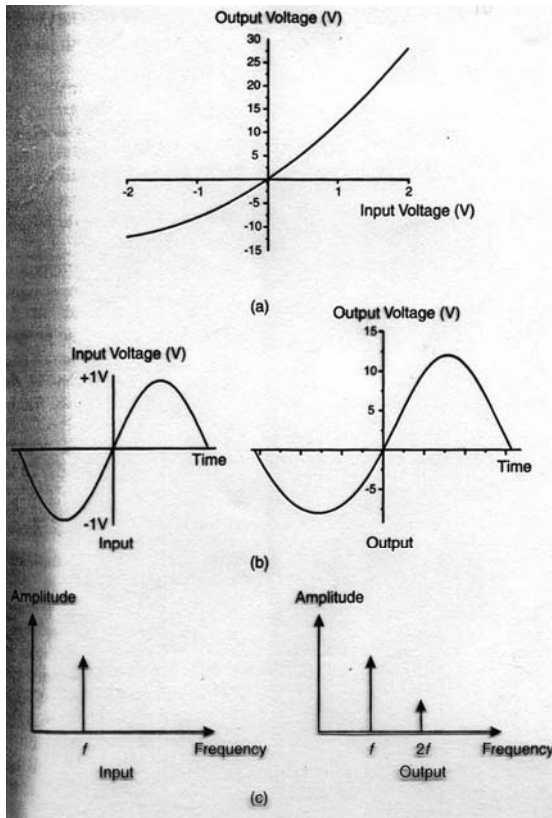
Ideaalne võimendi võimendab iga sisendsignaali võrdselt. Kui sisendsignaali võimsusega, siis on ka reaalses võimendites võimendus konstantne. Kui sisendsignaali võimsus aga kasvab, siis varsti hakkab võimenduse tase langema ning see pole enam konstantne (vt joonis). Väljundvõimsust, kus võimendus on langenud 1 dB võrra, nimetatakse 1dB-kompressioonipunktiks (*1dB compression point*).



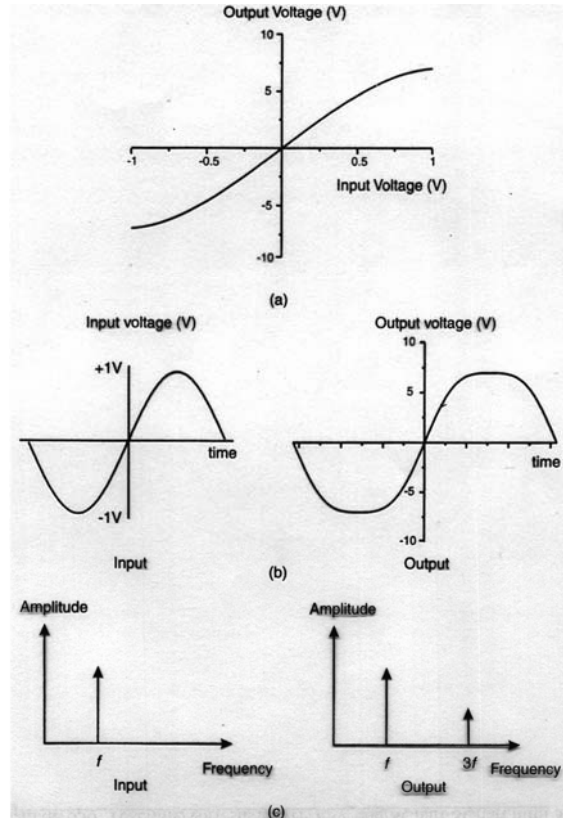
Ebalineaarseid moonutusi iseloomustavad suurused kehtivad ainult allpool 1dB-kompressioonipunkti ehk nn *väikese signaali* režiimis. Kaabeltelevisiooniseadmed töötavad samuti kõik allpool 1dB-kompressioonipunkti.

Moonutused ja võimendite tüübid

Iga seade, mida signaal läbib, võib signaali moonutada. Signaali moonutusi (*distortion*) on kahte tüüpi – lineaarsed ja ebalineaarsed – ja võimendites eksisteerivad neist mõlemad. Lineaarsed moonutused tekivad lineaarsetes ahelates (koosnevad takistitest, kondensaatoritest, poolidest) ning nende tõttu võimendatakse mõningaid sagedusi rohkem kui teisi (võimenduse ebahütlus). Ebalineaarsed moonutused tekivad ebalineaarsetes ahelates (transistorid, diodid, varaktorid vms) ning nende tulemusena tekivad võimendis harmoonikud ja kombinatsioonsagedused, mis häirivad kõrvalkanaleid ning seega ka näiteks edastatava televisioonipildi kvaliteeti.



Joonis 66 – Ülekannekarakteristik teist järku moonutuste korral (a), sisend- ja väljundsignaal (b) ning sisend- ja väljundsignaali spekter (c)



Joonis 67 – Ülekannekarakteristik kolmandat järku moonutuste korral (a), sisend- ja väljundsignaal (b) ning sisend- ja väljundsignaali spekter (c)

Seepärast valitakse võimendi tüüp selline, kus teist ja kolmandat järku ebalineaarsed moonutused oleks minimaalsed. Kõrgemat järku moonutusi üldjuhul ei vaadelda, kuna need avaldavad vähem mõju.

Üheks võimaluseks on nn *push-pull* võimendite kasutamine, kus võimendatakse eraldi sisendis oleva siinussignaali positiivset ja negatiivset poolperioodi ning selle tulemusena väljundist teist järku moonutused vähenevad oluliselt.

Teine võimalus on kasutada nn *feed-forward* võimendeid, kus võimendatud signaal lahutatakse algsest signaalist ning selle tulemusena saadakse jääksignaali, mis iseloomustab ainult võimendis tekkivaid moonutusi (vt joonis 65). Seda jääksignaali võimendatakse nüüd omakorda ning lahutatakse summaarsest võimendi väljundsignaalist. Tulemuseks on väljundsignaal, millest võimendi moonutused on praktiliselt eemaldatud.

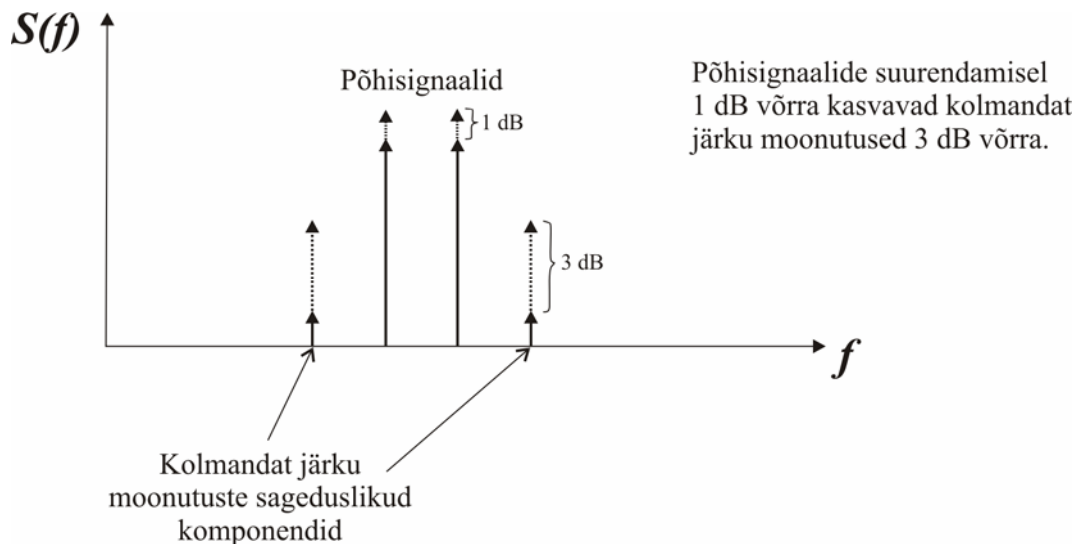
Moonutuste vähendamiseks on võimalik kasutada ka eelmoonutusega võimendeid, kuid nende ehitamine on suhteliselt kallis ja seetõttu kasutatakse neid vaid põhiliselt saatjates.

Moanutuste mõõtmine

Moanutuste taset määratakse tavaliselt parameetri *Intermodulation Point (IP)*, täpsemalt IP_2 ja IP_3 kaudu. Neist IP_2 iseloomustab teist järku moonutuste- ning IP_3 iseloomustab kolmandat järku moonutuste taset.

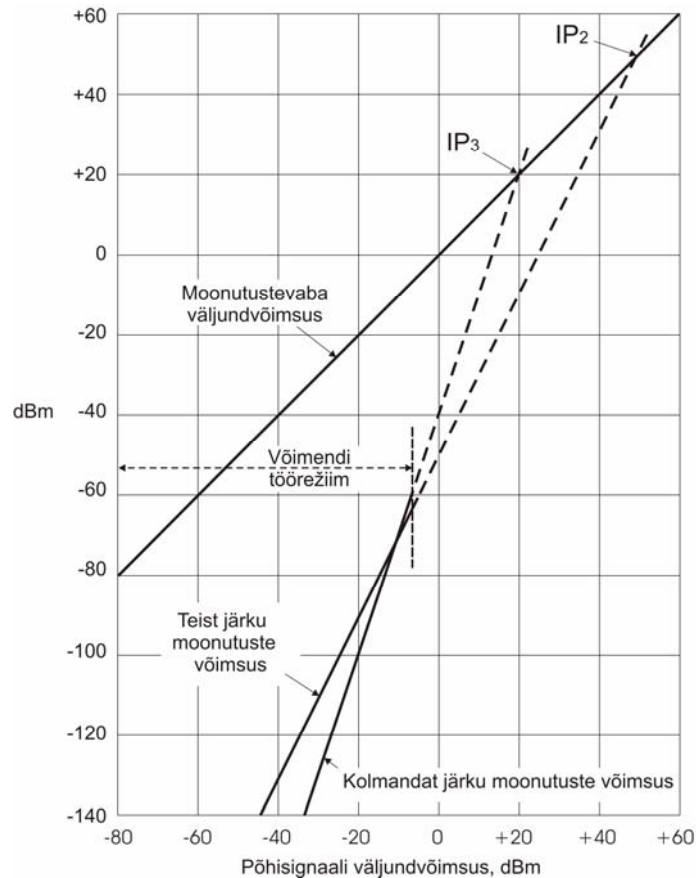
Mõlemat parameetrit mõõdetakse kahe testtooniga, mis asuvad lähedastel sagedustel $F1$ ja $F2$. Ebalineaarses ahelas tekivad lisaks nendele kahele toonile spektrikomponendid ka sagedustel $\pm m \cdot F1 \pm n \cdot F2$, kus m ja n on positiivsed täisarvud. Moonutuste järk on defineeritud kui summa $m+n$. Järelikult sageduslikud komponendid $2 \cdot F1 - F2$, $2 \cdot F2 - F1$, $3 \cdot F1$ ja $3 \cdot F2$ on kõik kolmandat järku moonutuste tulemus. Neist kahte esimest nimetatakse kahe tooni kolmandat järku produktideks, kuna nad sõltuvad kahest toonist ($F1$ ja $F2$). Kahte viimast nimetatakse ühe tooni kolmandat järku produktideks, sest need sõltuvad vaid ühest algtoonist. Näiteks kui algtoonid on 100 MHz ja 101 MHz, siis kahe tooni kolmandat järku produktid on 99 ja 102 MHz ning 300 ja 303 MHz on ühe tooni kolmandat järku produktid. Siit on näha, et kahe tooni produktid on algtoonidele väga lähedal ning neid on väga raske välja filtreerida (tihti võimatu). Seepärast tuleb nende mõju seadmes kindlasti arvestada.

Teist järku moonutused kasvavad võimenduse kasvades võrreldes algsignaali kaks korda kiiremini ja kolmandat järku moonutused kasvavad kolm korda kiiremini.



Joonis 68 – Kolmandat järku moonutuste tase kasvab 3 korda kiiremini kui põhisignaal

Kui väikeste signaalivõimsuste juures on nende moonutuste võimsus võrreldes kasuliku signaaliga väga väike, siis teatud tasemest hakkab moonutuste võimsus oluliselt segama kasulikku signaali. Teoreetilist punkti, kus signaali tase ja moonutuste tase saavad võrdseks, nimetatakse vastavalt kas IP_2 või IP_3 punktiks.



Võimendi töörežiim on alati palju madalamal kui IP_2 või IP_3 . Seega on tegemist teatud mõtteliste graafiliste pikendustega (vt joonis). Ometigi võimaldavad need parameetrid hinnata moonutuste taset ka võimendi töörežiimis. Mida suuremad on IP_2 ja IP_3 , seda väiksem on moonutuste tase töörežiimis ja seda kõrgem on videopildi kvaliteet.

Kaabeltelevisioonis kasutatakse võimendite paremaks iseloomustamiseks spetsiaalselt kaabeltelevisioonile mõeldud moonutuste parameetreid – üheks selliseks on nn *intermodulation distortion* (standard DIN 45004B), mille mõõtmiseks kasutatakse kolme sisendsignaali ning mõõdetakse tekkiva kombinatsioonageduse taset (pinget) kõrvalkanalis. Mida väiksem on pinget väärtus, seda väiksemad on moonutused.

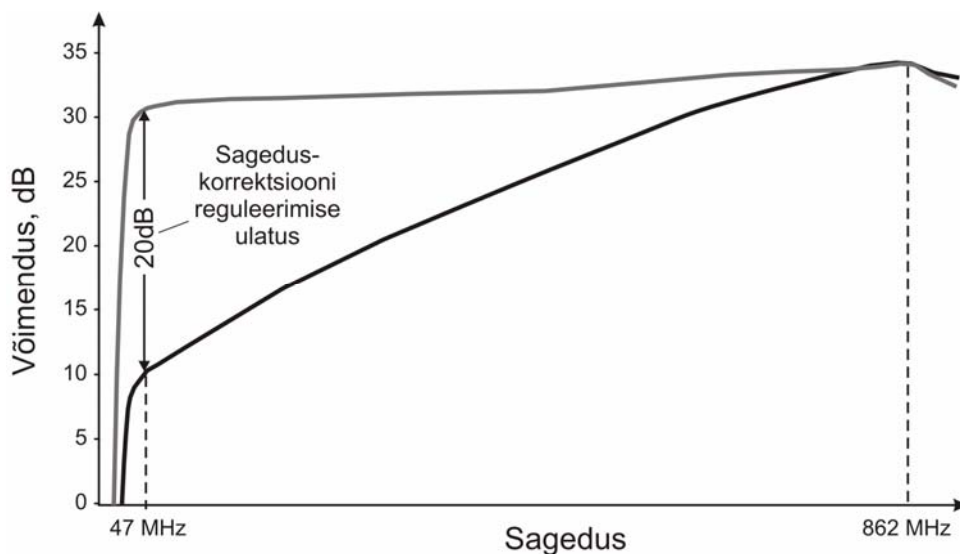
Viimasel ajal on kaabeltelevisioonis hakatud põhiliselt kasutama parameetreid *CTB* (*ratio of carrier to composite third order beat*) ja *CSO* (*composite second order distortion*), kus sisendis on korraga kõikide kanalite signaalid ning mõõtmiste teostamiseks lülitatakse üks kanal välja. Ideaalsel juhul peaks nüüd selle kanali spektriosas signaal puuduma, ent kombinatsioonageduste tekkimise tõttu on signaal seal siiski olemas ja selle suurus annab informatsiooni moonutuste üldise taseme kohta.

Ebalineaarseid moonutusi iseloomustavad suurused kehtivad ainult allpool 1dB-kompressioonipunkti ehk nn väikese signaali režiimis.

Sageduskorrektsooni reguleerimine

Kaabeltelevisioonisignaali edastamiseks kasutatakse tavaliselt koaksiaalkaablit. Koaksiaalkaablile on omane, et signaal sumbub temas kõrgematel sagedustel rohkem kui madalatel sagedustel. Selleks, et saada tagasi ühtlast signaali, tuleks madalamaid sagedusi võimendada vähem ja kõrgemaid rohkem. Seda nimetatakse sageduse korrektsiooniks.

See, kui palju madalate sageduste võimendus peab väiksem olema, sõltub kaabli ehitusest ja kaablite pikkusest. Järelikult oleks hea, kui võimendi ülekandekarakteristikut on võimalik vastavalt konkreetsele olukorrale reguleerida. Osadel võimenditel on see võimalus ka olemas (vt joonis).



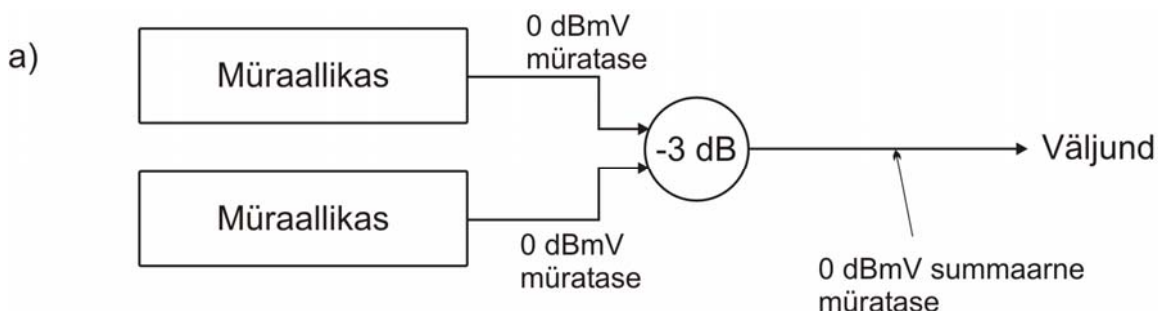
Testpunkt

Testpunkt on seadme lisaväljund, mida kasutatakse seadme testimiseks. See on eriti kasulik siis, kui seade on paigaldatud ja töötab ning kaablite lahtiühendamine oleks tülikas.

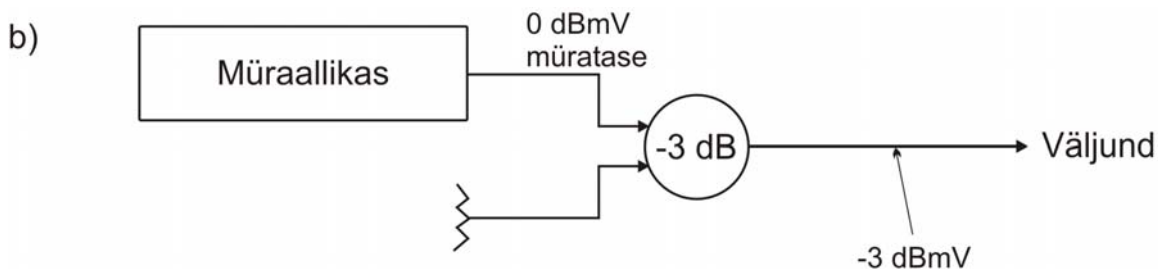
Võimendite väljundsignaal on tavaliselt väga võimas ning seetõttu on testpunktis signaali taset mõõteaparatuuride kaitseks alandatud. Seda, kui palju testpunkti signaal võimendi tavasignaalist nõrgem on, väljendatakse detsibellides.

Splitteri ühendamine

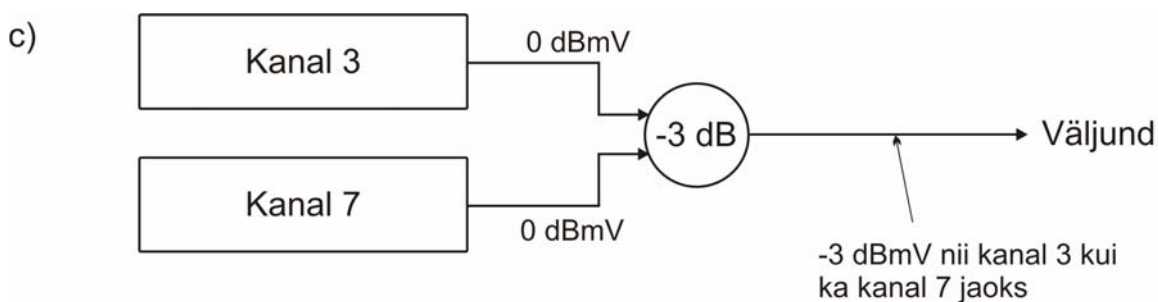
Selgitame splitteri ühendamist järgmiste jooniste näitel.



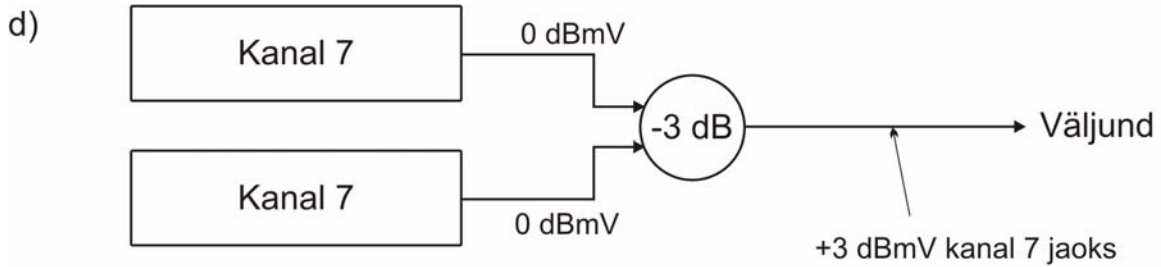
Joonisel **a** on splitteri sisendisse ühendatud kaks müraallikat. Kumbagi mürasignaali võimsusest pool eraldub splitteri sees oleval takistusel ja teine pool jõuab splitteri väljundisse. Kokku jõuab splitteri väljundisse pool kumbagi allika võimsusest ja seal moodustub summaarne mürasignaal, mille võimsus on võrdne kumbagi müraallika signaali võimsusega (erinevus 0 dB).



Joonisel **b** on üks splitteri sisend lahti ühendatud ja sisendis on vaid üks müraallikas. Pool mürasignaali võimsusest eraldub splitteri sees oleval takistil ja väljundisse jõuab vaid teine pool võimsusest. Järelikult on väljundmüra algmürast poole nõrgem (3 dB nõrgem).



Joonisel **c** on splitteri sisendisse ühendatud kaks signaallikat, mis on häälestatud erinevatele kanalitele. Kumbagi kanali signaali võimsusest eraldub splitteri takistusel pool. Seega splitteri väljundis on mõlema kanali võimsus poole väiksem (kumbki -3 dB).



Joonisel **d** on splitteri sisendisse ühendatud kaks signaaliallikat, mis on häälestatud samale sagedusele ja töötavad faasis. Kuna mõlemad allikad tekitavad täpselt sama signaali, siis splitteri sees asuval takistusel on pinge võrdne nulliga ning võimsust sellel ei eraldu. Mõlema allika võimsused liituvad splitteri väljundis, seega on seal signaali võimsus poole suurem mõlemal allikal eraldi (signaal on 3 dB suurem). Seega, kui liidetakse kahest samal sagedusel töötavast antennist tulevat signaali ja faasitingimuse tagamiseks on kaablipikkused mõõdetud ühepikkusteks, siis tulemusena saadakse 3dB suurem signaal, kui mõlemast antennist eraldi.

27. Ferriitseadmed

Kõik magneetikud võib jaotada kolme rühma vastavalt magnetilisele vastuvõtlikkusele χ , mis määrab aine magneetumuse $J = \chi H$:

- *diamagneetikud* – χ on negatiivne ja väärtuselt väike ega muutu välise magnetvälja toimet
- *paramagneetikud* – χ on positiivne, kuid väärtuselt ikka väike ega muutu välise magnetvälja toimet
- *ferromagneetikud* – χ on positiivne ja omab väga suuri väärtusi. Väärtus sõltub välise magnetvälja tugevusest H .

Table. Magnetic constants of some materials at room temperature

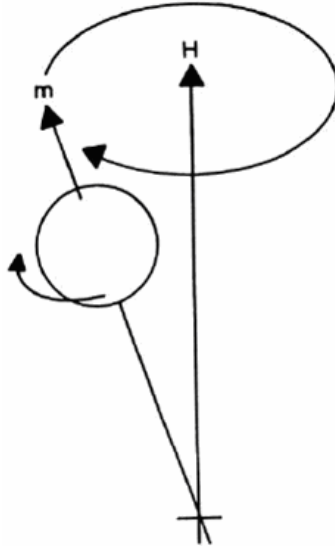
Material	χ (SI) unitless	χ (cgs) unitless	μ unitless	Type of magnetism
Bi	-165×10^{-6}	-13.13×10^{-6}	0.99983	Diamagnetic
Be	-23.2×10^{-6}	-1.85×10^{-6}	0.99998	
Ag	-23.8×10^{-6}	-1.90×10^{-6}	0.99997	
Au	-34.4×10^{-6}	-2.74×10^{-6}	0.99996	
Ge	-71.1×10^{-6}	-5.66×10^{-6}	0.99999	
Cu	-9.7×10^{-6}	-0.77×10^{-6}	0.99999	
Si	-4.1×10^{-6}	-0.32×10^{-6}	0.99999	
Water	-9.14×10^{-6}	-0.73×10^{-6}	0.99999	
Superconductors ^a	-1.0	$\sim -8 \times 10^{-2}$	0	
β -Sn	$+2.4 \times 10^{-6}$	$+0.19 \times 10^{-6}$	1	
W	$+77.7 \times 10^{-6}$	$+6.18 \times 10^{-6}$	1.00008	
Al	$+20.7 \times 10^{-6}$	$+1.65 \times 10^{-6}$	1.00002	
Pt	$+264.4 \times 10^{-6}$	$+21.04 \times 10^{-6}$	1.00026	
Low carbon steel	$\approx 5 \times 10^3$	3.98×10^2	5×10^3	Ferromagnetic
Fe-3%Si (grain-oriented)	4×10^4	3.18×10^3	4×10^4	
Ni-Fe-Mo (supermalloy)	10^6	7.96×10^4	10^6	

Ferromagneetikud on tugevasti magnetilised ained – nende magneetumus ületab tohutu arv kordi (kuni 10 miljonit korda) dia- ja paramagneetikute magneetumuse. Kõige levinuma esindaja raua järgi said nad oma nime, kuid siia kuuluvad veel nikkel, koobalt, nende sulamid, samuti mõned mangaani ja kroomi sulamid jt.

Ferromagneetilisi pooljuhte nimetatakse **ferriitideks**.

Materjali magnetilised omadused on põhjustatud elektronide pöörlemisest ümber oma telje (elektroni spinniga). Elektroni spinn võib olla orienteeritud kahes vastupidises suunas, kuid kuna enamustes materjalides on orientatsioonid jaotunud võrdselt, siis magnetilisi omadusi nendel materjalidel ei täheldata. Seevastu ferromagnetilistel materjalidel eksisteerib teatud orientatsiooniga spinni ülekaal. Veelgi enam: tuleb välja, et lähedased elektronid sunnivad teineteist samas suunas tiirlema, mille tõttu magnetilised omadused on püsivad.

Kui paigutada niisugune materjal välisesse magnetvälja H , sunnib see elektrone oma pöörlemistelge muutma. Täpsemal vaatlusel selgub, et elektron ei muuda oma pöörlemistelge lõplikult, vaid hakkab teatud sagedusega vänderdama (nim *resonantsagedus*). See toimub ligikaudu RF sagedustel, mille täpne väärtus sõltub välise magnetvälja tugevusest.



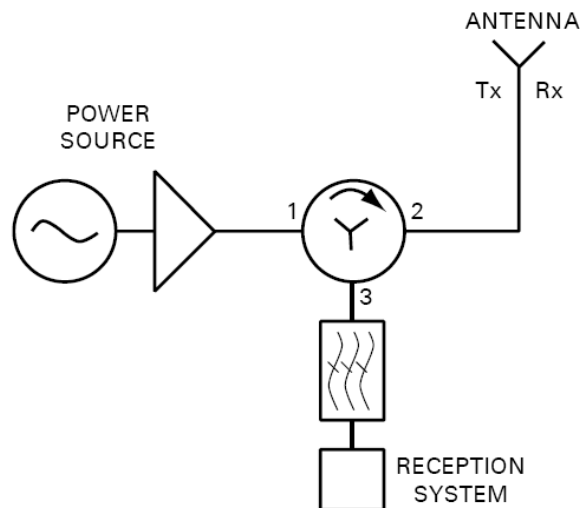
Joonis 69 – Elektroni liikumine välise magnetvälja H toimel.

Niisugusel juhul on materjalil erilised omadused, juhtides RF signaali põhiliselt vaid ühes suunas. Seda nähtust kasutatakse ära ferritseadmetes.

Tsirkulaator

Tsirkulaatori (*circulator*) ülesandeks on edastada signaal võimalikult väikeste kadudega ühest pordist järgmise porti ning seejuures tagada, et signaal ei satuks ühtegi teise porti.

Levinuim näide tsirkulaatorist on toodud joonisel 70 (duplekser).



Joonis 70 – Tsirkulaatori kasutamine

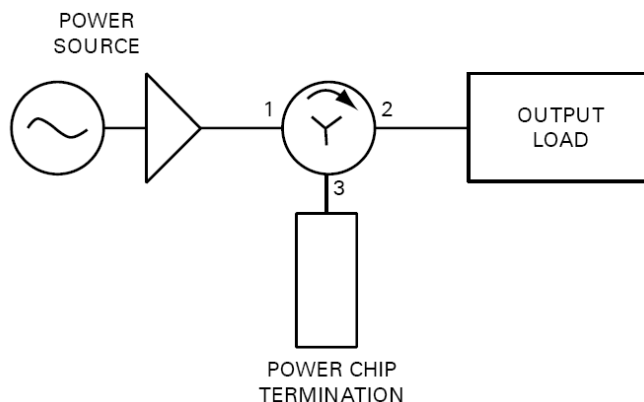
Nii signaali saatmiseks kui vastuvõtmiseks kasutatakse sama antenni. Tsirkulaator tagab, et suure võimsusega saatesignaal satuks vaid antenni ning mitte tundlikusse vastuvõtjasse ning ühtlasi, et vastuvõetav signaal satuks vaid vastuvõtjasse ning mitte saateseadmesse.



Joonis 71 - Tsirkulaatorid

Isolaator

Kui võimsused on väga suured, siis on vajadus kaitsta signaallikat koormuselt tagasipeegeldunud energia eest. Selleks kasutatakse isolaatorit, mis on sisuliselt tsirkulaator, millel on 2 porti (vt joonis 72) ja kolmanda porti külge on sisemiselt ühendatud sobitatud koormus.



Joonis 72 – Isolaatori kasutamine

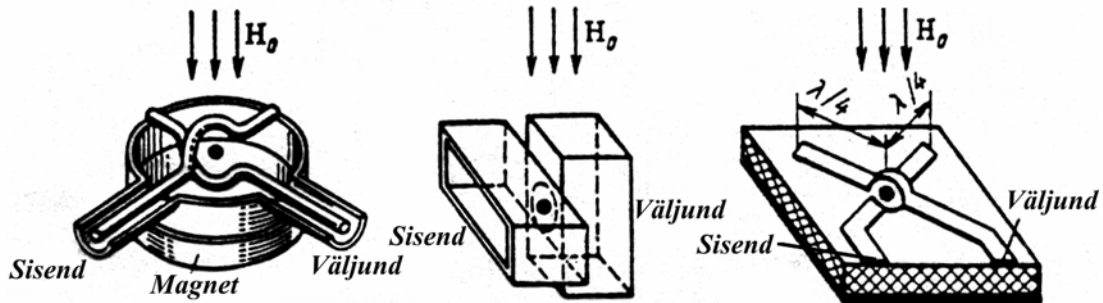
Niisugusel juhul suundub kogu signaalienergia kadudeta pordist 1 porti 2. Osa energiast, mis koormuselt tagasi peegeldub, liigub pordist 2 porti 3, neeldudes sobitatud koormusel. Tõsi, osa energiast jõuab siiski ka tagasi porti 1, kuid tavaliselt on see tugevasti sumbunud, näiteks 20 dB võrra.

YIG resonaatorid

RF elektroonikas leiavad küllaltki laialt kasutust nn ütrium-raud-granaat- (Ytrium-Iron Grenade) ehk YIG-materjalist resonaatorid. YIG on monokristalne ferromagnetiline

materjal, mille resonantssagedus on välise magnetväljaga juhitav nagu teistegi ferromagnetikute korral, kuid seejuures väga suurtes piirides (500 MHz...50 GHz).

YIG-resonaatorid on väga kõrge hüveteguri ($Q=1000...8000$) ja madala faasimüraga ning seda isegi kõrgetel sagedustel. Samas on nad mõõtmetelt väikesed ning leiavad seetõttu suurt rakendust kõrgsageduslikes filtrites ja ostsillaatorites.



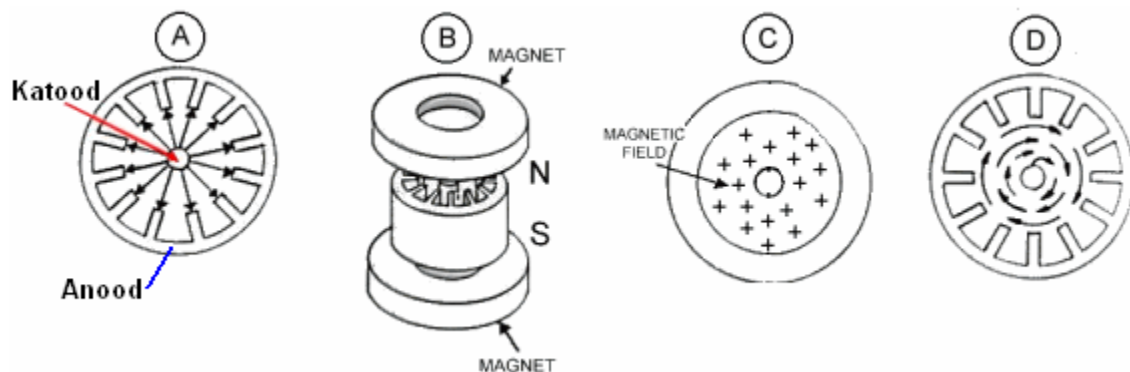
Joonis 73 – Ferriitresonaatorite näiteid

Madalamatel sagedustel kasutatakse ferriite poolide südamikus pooli induktiivsuse suurendamiseks.

28. RF vaakumseadmed

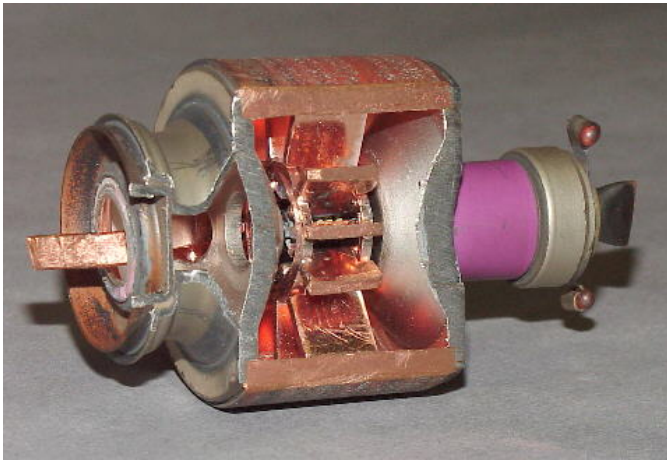
Magnetron

Magnetron on vaakumseade, mis genereerib suure võimsusega signaali. Magnetron koosneb silindrikujulisest katoodist ja selle ümber paiknevast õõsresonaatorid sisaldavast anoodist (vt joonis 74).



Joonis 74 – Elektronide liikumine magnetronis (A – elektronide liikumine katoodilt anoodile ilma välise magnetita, B – välise magneti lisamine, C – magnetväli magnetronis, D – elektronide liikumine magnetronis välise magnetvälja toimel)

Välise magnetvälja puudumisel liiguksid katoodil eraldunud elektronid otse anoodile (joonis A). Kui aga lisada väline magnet (joonis B), tekib katoodi ja anoodi vahel magnetväli, mis sunnib elektrone katoodi ja anoodi vahelisel alal tiirlema (joonised C ja D). Kuna õõsresonaatoreid võib vaadelda kui LC-võnkeringi, hakkavad nad teatud kindlal RF sagedusel resoneerima. Sagedus on määratud resonatori kujuga.

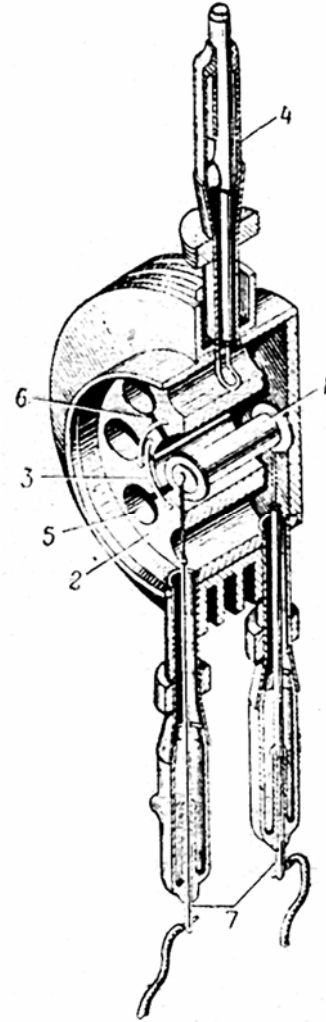


Joonis 75 – Magnetroni läbilõige

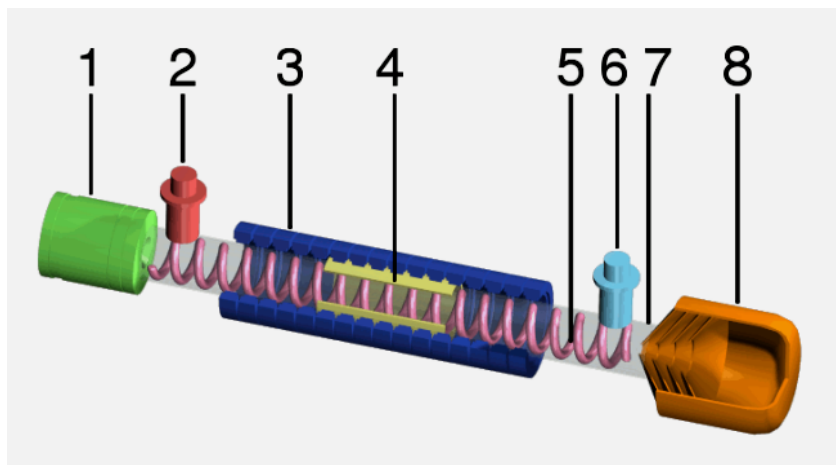
Magnetronide väljundvõimsus on suur ning nendega abil saab efektiivselt tekitada suure võimsusega impulsse, mistõttu neid kasutatakse näiteks radarites. Siiski pole magnetronide sagedus väga täpne ja sellepärast kasutatakse neid põhiliselt niisugustes rakendustes, kus suur sagedustäpsus pole oluline. Näiteks mikrolaineahjudes, kus magnetroni abil tekitatakse suure võimsusega signaal, mis soojendab toitu.

Jooksva laine lamp

Jooksva laine lamp (*travelling wave tube, TWT*) on võimendusseade, kus raadiosagedusliku energia võimendamiseks kasutatakse elektronide voogu. Joonisel 77 on kujutatud jooksva laine lambi ehitust.



Joonis 76 – Magnetroni ehitus (1 – katood, 2 – anood resonatoritega, 3 – ühendused, 4 – väljund, 5 – resonator, 6 – pilu)



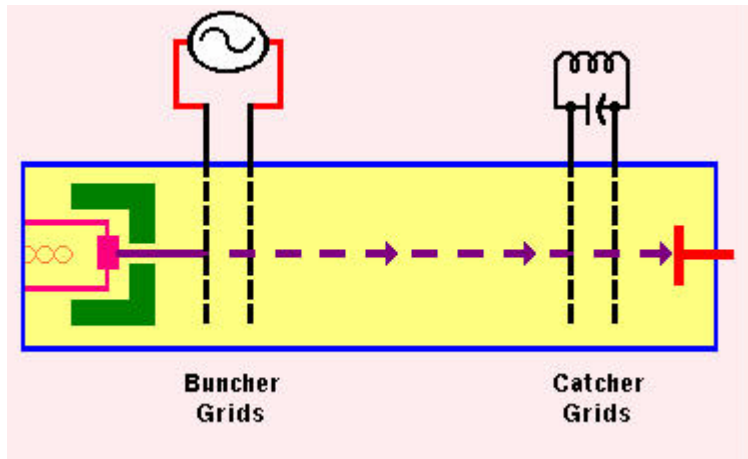
Joonis 77 – Jooksva laine lambi ehitus (1 – elektronkahur, 2 – RF sisend, 3 – magnetid, 4 – attenuaator, 5 – heeliksikujuline spiraal, 6 – RF väljund, 7 – vaakumlamp, 8 – kollektor)

Kuuma katoodi, millelt eralduvad elektronid, nimetatakse elektronkahuriks (1). Eraldunud elektronid liiguvad vaakumiga täidetud klaastorus (7) anoodile (kollektorile 8), mistõttu on elektronidel teatud kineetiline energia. Elektronkiire hajumise vältimiseks on klaastoru ümbritsetud magnetiga (3). RF sisendina (2) võib kasutada näiteks lainejuhti. RF signaal kandub sisendist klaastorus asetseva spiraalini (5) ning levib mööda seda RF väljundini (6). Spiraali ülesanne on võrdsustada elektronide ja RF signaali levimise kiirused. Spiraalis liikuva voolu tõttu tekivad elektromagnetvälid ja klaastorus liikuvad elektronid mõjutavad teineteist ning selle tulemusena spiraalis signaal võimendub. Attenuaatori (4) ülesandeks on vältida tagasipeegeldunud lainete jõudmist katoodile.

Jooksva laine lampe on võimalik valmistada väga laias sagedusvahemikus: $300\text{ MHz} \dots 50\text{ GHz}$. Lisaks on nad töökindlad ja taluvad suuri võimsusi ($P=2,5\dots 15\text{ kW}$), nendega saavutatav võimendus on suur (kuni 40 dB). Seetõttu on jooksva laine lambid tänini kasutusel näiteks satelliitidel, radarites jm.

Klüstron

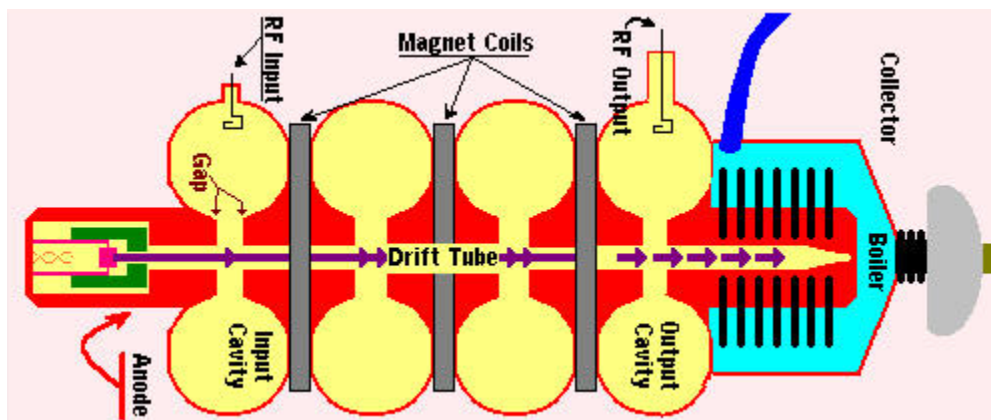
Klüstron on vaakumseade RF signaali võimendamiseks. Klüstron koosneb vaakumtorust, milles liiguvad elektronid katoodilt anoodile. Elektronide voog läbib kahest võrest koosneva süsteemi, mis on ühendatud RF sisendiga (vt joonis 78). Selle tulemusena on võrede omavaheline pinge vahelduv, mistõttu see mõjub elektronide voole vaheldumisi kiirendavalt ja aeglustavalt. Selle tõttu ei ole elektronide voog enam ühtlane, vaid grupeerunud - teatud osas on elektrone tihedamalt kui mujal.



Joonis 78 – Klüstroni struktuurskeem

RF väljundi juures on analoogselt kaks võret, mille vahel tekib tänu elektronide erinevale tihedusele pinge ehk võimendatud RF signaal.

Tavaliselt kasutatakse klüstronides võrede asemel õõsresonaatoreid nagu näidatud joonisel 79.



Joonis 79 – Õõsresonaatoritega klüstron

Smith'i diagramm

Smith'i diagrammiks nimetatakse graafilist abivahendit/meetodit põhiliselt sobitusküsimuste lahendamiseks. Selle võttis 1939. aastal kasutusele Philip H. Smith, kes töötas tol ajal ettevõttes Bell Laboratories, kuid oma lihtsuse ja arusaadavuse tõttu on Smithi diagramm tänini kasutusel kogu sidevaldkonnas. Kaasaegsetes *network analyzer*'ites on alati võimalik esitada mõõtetulemusi ka Smithi diagrammil.

P. H. Smith lõi diagrammi algselt peegeldus- ja seisulaineteguri leidmiseks, seepärast vaatleme pisut lähemalt, mida peegeldustegur ja seisulainetegur endast kujutavad. See aitab paremini mõista ka diagrammi sisu.

Peegeldustegur

Signaali levimisel transmissiooniahela lülides võib erinevate lülide ühenduskohas tekkida signaali peegeldumine. Seetõttu osa signaali võimsusest ei liigu enam kasulik suunas, vaid peegeldub tagasi. Peegeldunud signaali võimsuse $P_{\text{peegeldunud}}$ saab leida valemiga:

$$P_{\text{peegeldunud}} = |\Gamma|^2 \cdot P_{\text{sis}}$$

kus P_{sis} on sisendvõimsus on Γ on **peegeldustegur**. Peegeldustegur Γ on kompleksne suurus (tal on nii amplituud kui ka faas) ja see näitab, milline on peegeldunud signaali amplituud ja faas võrreldes algse signaaliga. Seejuures on teada, et peegeldustegur sõltub omavahel ühendatud kahe lüli – nimetame neid *liiniks* ja *koormuseks* – komplekstakistustest Z_{liin} ja Z_{koormus} :

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{koormus}} - Z_{\text{liin}}}{Z_{\text{koormus}} + Z_{\text{liin}}}$$

Universaalsuse mõttes läheme üle normeeritud takistusele $Z = \frac{Z_{\text{koormus}}}{Z_{\text{liin}}}$, seega

peegeldustegur avaldub:

$$\Gamma = \frac{Z - 1}{Z + 1}$$

Märkus: Z on komplekstakistus, mis koosneb nii aktiivtakistusest R kui ka reaktiivtakistusest jX ($Z = R + jX$).

Näide. Kui $Z = 0,5 + j2$, siis

$$\Gamma = \frac{0,5 + j2 - 1}{0,5 + j2 + 1} = \frac{-0,5 + j2}{1,5 + j2} = \frac{(-0,5 + j2)(1,5 - j2)}{(1,5 + j2)(1,5 - j2)} = \frac{-0,75 + j + 3j - 4j^2}{2,25 - 4j^2} = \frac{3,25 + 4j}{6,25} = 0,52 + 0,64j$$

Järelikult transmissiooniliini kaudu edastatav võimsus on

$$P_{\text{ülekantud}} = P_{\text{sis}} - P_{\text{peegeldunud}} = P_{\text{sis}} - |\Gamma|^2 \cdot P_{\text{sis}} = (1 - |\Gamma|^2) \cdot P_{\text{sis}}.$$

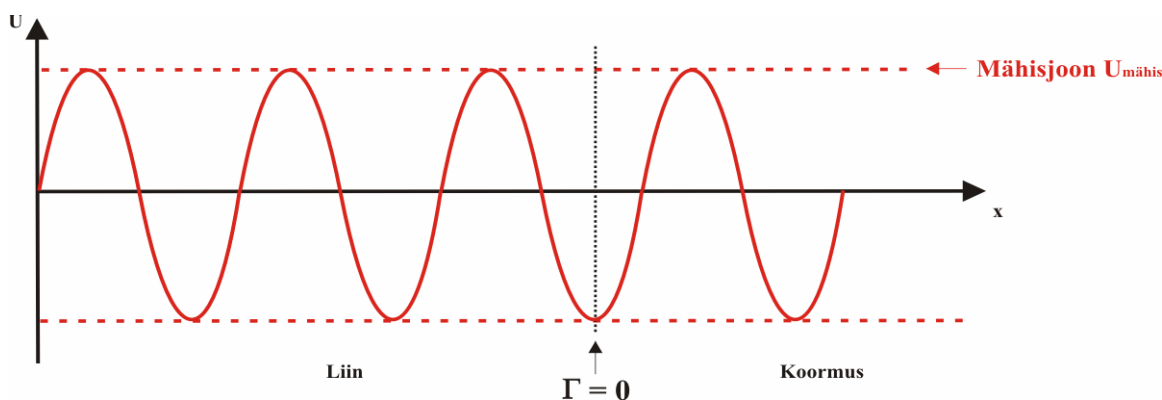
Valemist on hästi näha, et kui peegeldustegur $\Gamma = 0$, siis peegeldusi ei esine ja kogu sisendisse antud võimsus kandub liinis edasi (*liin on koormusega sobitatud*). Juhul kui peegeldustegur $\Gamma = 1$, toimub signaali täielik peegeldumine ning kogu sisendisse antud võimsus peegeldub allika poole tagasi (ülekannet ei toimu). Järelikult iseloomustab peegeldustegur otseselt liini transmissioonikadusid!

Saab näidata, et liin ja koormus on ideaalselt sobitatud ainult siis, kui mõlema takistuste aktiivosad on võrdsed ja reaktiivosad on vastasmärgiga. Sel juhul

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{koormus}} - Z_{\text{liin}}}{Z_{\text{koormus}} + Z_{\text{liin}}} = \frac{(R + jX) - (R - jX)}{(R + jX) + (R - jX)} = 0.$$

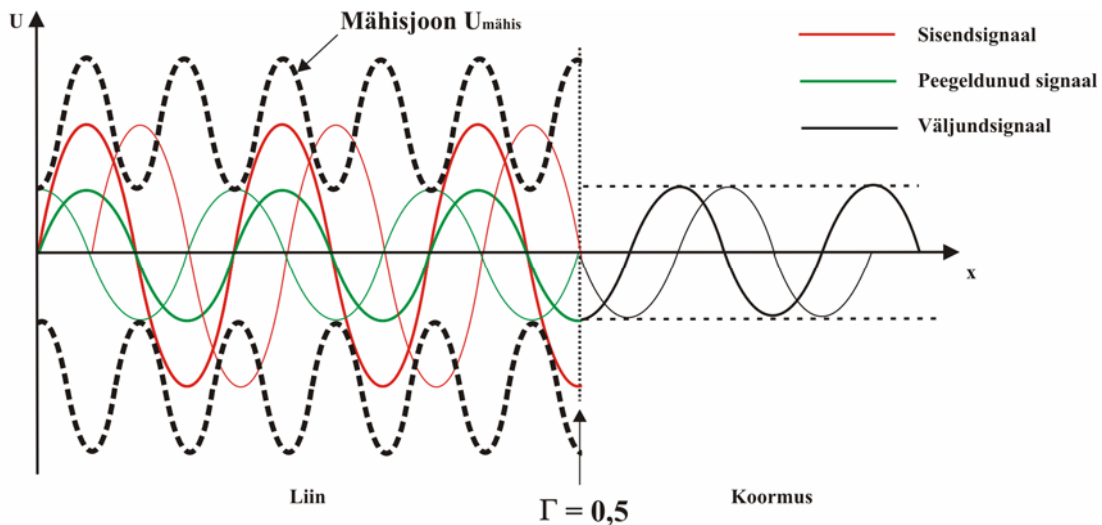
Seisulainetegur (SWR ehk VSWR)

Vaatleme, kuidas mõjutab peegeldumine signaali mähisjoont. Joonisel 80 on kujutatud olukorda, kus liin on koormusega sobitatud ehk $\Gamma = 0$. Sellisel juhul liinis peegeldusi ei toimu ning signaali mähisjooneks on sirge.



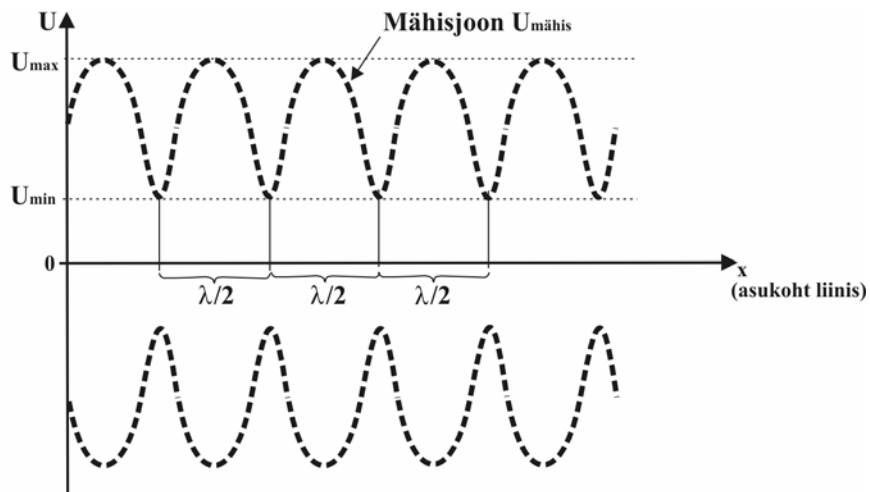
Joonis 80 – Signaali mähisjoon, kui liin on koormusega sobitatud ($\Gamma = 0$)

Juhul, kui peegeldustegur on suurem, peegeldub koormuselt osa signaali tagasi ning koormusele jõuab signaal, mis on algsest signaalist väiksema amplituudiga, kuid koormusel oleva signaali mähisjoon on siiski sirge. Tagasipeegeldunud signaal aga kombineerub algse signaaliga ning selle tõttu liinis oleva signaali mähisjoone kuju muutub (vt joonis 81).



Joonis 81 – Mähisjoon liinis, kui $\Gamma = 0,5$

Tekib perioodilise struktuuriga mähisjoone kõver, mis kordub iga poollaine järel (vt joonis 82). See mähisjoone kõver ei liigu ja seepärast nimetatakse tekkinud mähisjoont ka **seisvaks laineks**.



Joonis 82 – Mähisjoon liinis sobitamata koormuse korral

Mähisjoone maksimaal- ja minimaalväärtuste U_{max} ja U_{min} suhet nimetatakse seisulaineteguriks, mida tähistatakse ingliskeelse lühendiga **SWR** (*standing wave ratio*), vahel ka **VSWR** (*voltage standing wave ratio*):

$$SWR = VSWR = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

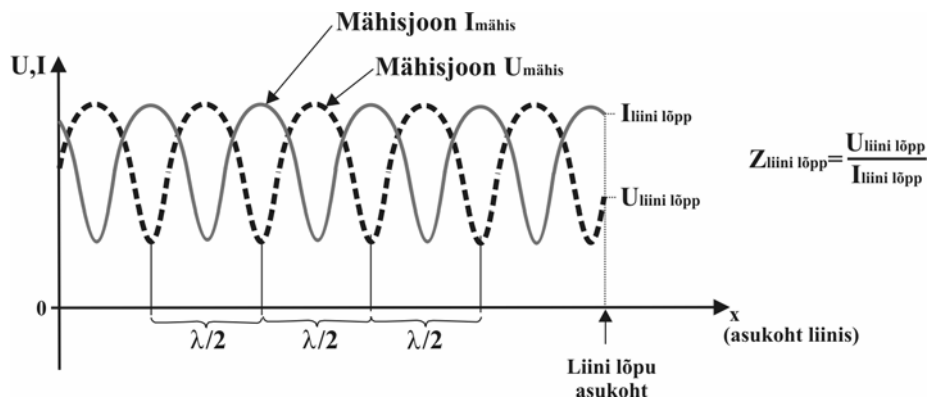
Selgub, et **SWR** on otseses sõltuvuses peegeldustegurist:

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Nendest kahest valemist on näha, et kui liin on koormusega sobitatud ($\Gamma = 0$), siis $SWR = 1$ ja $U_{max} = U_{min}$ ehk signaali mähisjoon liinis on sirge. Kui liin on koormusega täiesti sobitamata ($\Gamma = 1$), siis $SWR = \infty$ ja signaali mähisjoon kõigub liinis tugevasti. Järelikult mida suurem on SWR , seda halvemini on liin koormusega sobitud ehk tugevam on signaali mähisjoone kõikumine liinis.

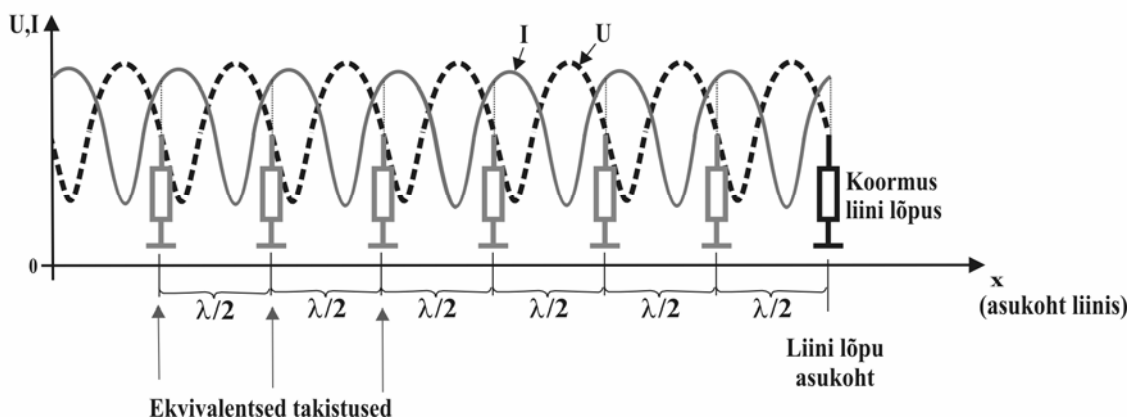
Koormus liini lõpus

Kuigi eespool oli juttu seisva laine kui pinge mähisjoone perioodilisest muutumisest, siis täpselt samamoodi muutub liinis ka voolutugevus (vt joonis 83). Voolutugevuse maksimumid on seal, kus asuvad pinge miinimumid ja vastupidi.



Joonis 83 – Pinge ja voolu mähisjooned liinis

Nii pinge kui voolutugevuse miinimumide ja maksimumide asukoht on otseselt määratud liini lõppu lülitatud koormusega $Z_{koormus}$ ($= Z_{liini lõpp}$), kuna see määrab ära, milline peab olema liini lõpus pinge ja voolutugevuse vahekord. Kuna aga mõlemad mähisjooned muutuvad liinis perioodiliselt, siis on sama pinge ja voolutugevuse vahekord liinis ka perioodiliselt korduv. Ehk teisisõnu – liini lõppu lülitatud takistust on võimalik mõõta ka liini mistahes punktis, mis on liini lõpust täpselt poolaine arv kordsel kaugusel (vt joonis 84).



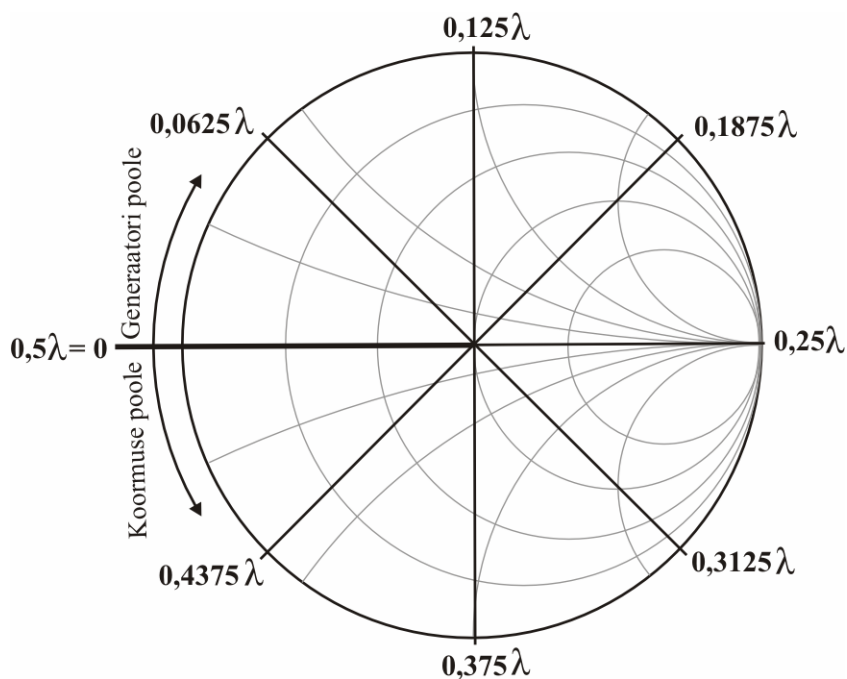
Joonis 84 – Ekvivalentsete takistuste kujunemine

Kui lülitada liini lõppu lühis ($Z_{liini\ lõpp} = 0$), tekivad liinis pingele miinimumid täpselt poollaine arv kordsele kaugusele liini lõpust.

Smithi diagrammi kasutamine

Tuginedes eelnevale, on nüüd kergem mõista Smithi diagrammil kujutatut.

Nagu juba teada, loodi Smithi diagramm seisulaineteguri arvutamiseks. Kuna seisulainetegur on leitav signaali mähisjoone järgi, mis on perioodilise struktuuriga, kordudes iga poole lainepikkuse tagant, siis selleks, et määrata vaatepunkti asukohta liinis, piisab poole laine pikkusest skaalast. Seepärast kirjeldab ka Smithi diagramm endast liinilõiku, mille pikkus on pool lainepikkust. Asukoha skaala on keeratud ringiks, milles pool lainepikkust on sama, mis null lainepikkust (vt joonis 85).



Joonis 85 – Asukoha skaala Smithi diagrammil

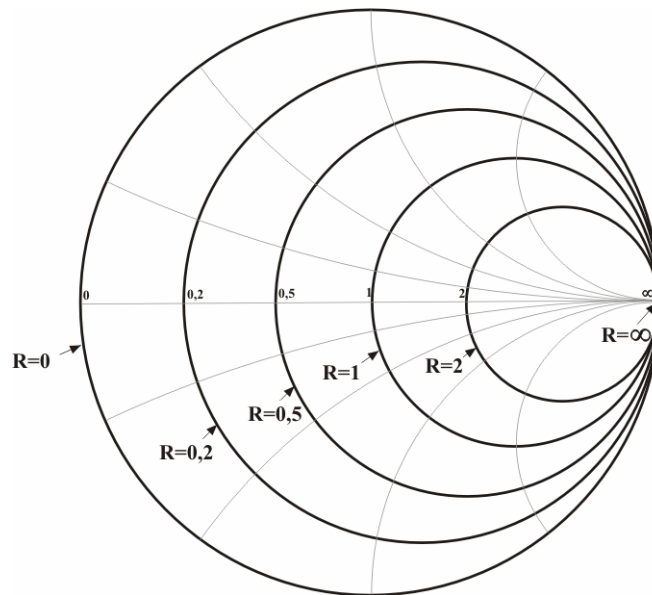
Kui on tarvidus liinil vaatepunkti nihutada, tuleb jälgida liikumise suunda – kas liigutakse koormuse või generaatori poole (koormusest eemale). Smithi diagrammil tähendab see liikumist vastavalt kas vastupäeva või päripäeva.

Nagu oli eelpool juttu, on transmissiooniahela takistus Z üldjuhul kompleksne suurus – see koosneb aktiivosast R ja reaktiivosast jX ning kogutakistus on nende summa:

$$Z = R + jX[\Omega].$$

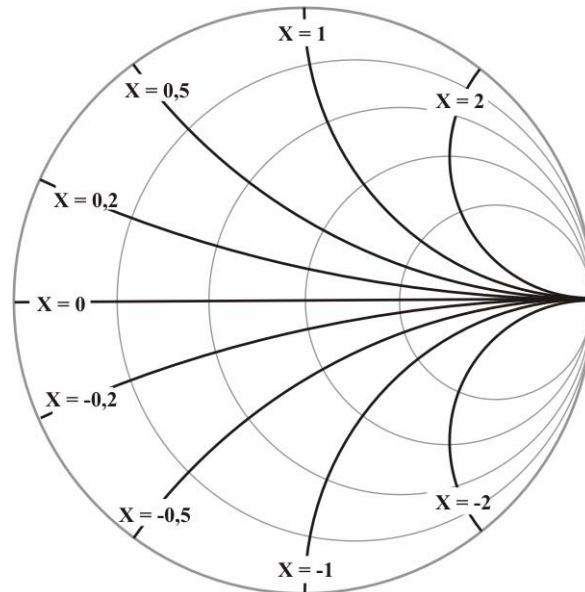
Smithi diagrammilt saab kergesti lugeda nii aktiiv- kui ka reaktiivtakistuse väärtuse.

Aktiivtakistus on kujutatud diagrammil konstantse väärtusega ringidel – aktiivtakistuse samajoontel, mis koonduvad diagrammi paremas servas (vt joonis 86). Iga ringi ulatuses on aktiivtakistuse väärtus konstantne. Suurim ring omab väärtust $R = 0$ ning see on ühtlasi diagrammi välisring. Väikseim ring asub diagrammi paremas servas, see on lõpmata väike ning takistuse väärtus on siin lõpmata suur ($R = \infty$).



Joonis 86 – Aktiivtakistuse samajooned Smithi diagrammil

Reaktiivtakistuse X väärtused saab lugeda joontelt, mis algavad diagrammi paremast servast ja on risti aktiivtakistuse samajoontega (vt joonis 87).



Joonis 87 – Reaktiivtakistuse samajooned Smithi diagrammil

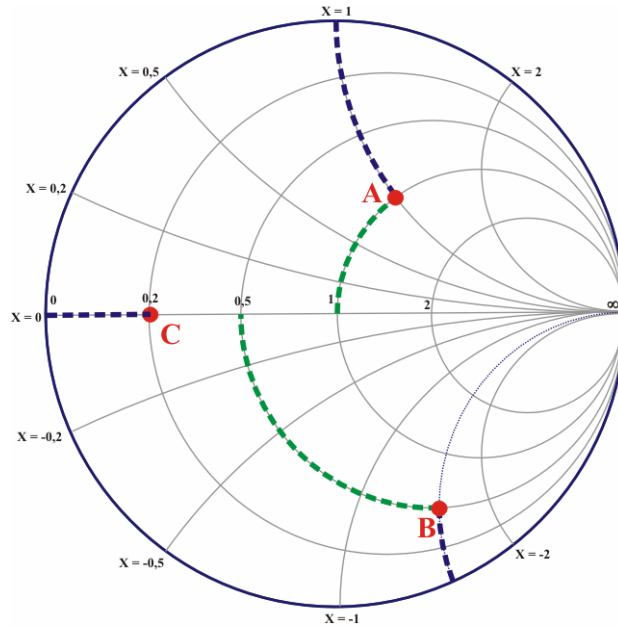
Jooniselt on näha, et diagrammi x-teljel $X = 0$ ja järelikut punktidel, mis asuvad sellel joonel, takistusel reaktiivosa puudub. Seega kui me asume diagrammil x-telje peal, siis on takistus puht aktiivne.

Ühendades omavahel teadmised aktiiv- ja reaktiivtakistuse leidmisest, saame Smithi diagrammilt välja lugeda mistahes kompleksse takistuse. Selleks tuleb meil lugeda aktiiv- ja reaktiivtakistuse väärtused diagrammilt eraldi – aktiivtakistuse saamiseks pikendada samajooni kuni x-teljeni ning reaktiivtakistuse saamiseks pikendada samajooni kuni diagrammi servani. Saades eraldi kätte arvulised R ja X väärtused, avaldub summaarne takistus nende summana: $Z = R + jX [\Omega]$.

Näiteks järgmisel joonisel (joonis 88) on punktis **A** aktiivtakistus $R = 1$ ja reaktiivtakistus $X = 1$. Järelikut summaarne takistus on $Z = R + jX = 1 + j$.

Punktis **B** on $R = 0,5$ ja $X = -1,5$, seega summaarne takistus $Z = 0,5 - j1,5$.

Punktis **C** on takistus $Z = 0,2 + j0 = 0,2$.



Joonis 88 – Komplekstakistuse lugemine Smithi diagrammilt

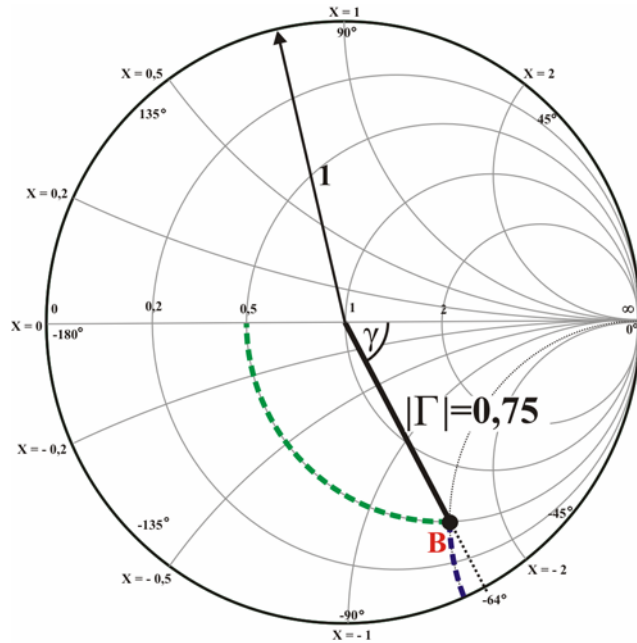
Universaalsuse mõttes on Smithi diagrammil takistus antud normeeritud kujul. Selleks, et leida takistust oomides, tuleb diagrammilt loetud väärtus korrutada läbi normeerimistakistusega Z_0 , milleks võetakse üldjuhul liini takistus (tavaliselt 50Ω või 75Ω). Kui $Z_0 = 50 \Omega$, siis eelmise joonise järgi on punktis **B** takistus $Z_\Omega = 50 \Omega \cdot (0,5 - j1,5) = 25 - j75 \Omega$.

Nagu oli eespool juttu, näitab peegeldustegur Γ , milline on tagasipeegeldunud signaali amplituud ja faas võrreldes algse signaaliga. Samuti on juba teada, et peegeldustegur on seotud takistusega vastavalt valemile

$$\Gamma = \frac{Z - 1}{Z + 1}.$$

Smithi diagrammilt saaksime R ja X väärtuste kaudu juba välja arvutada Z väärtuse ja selle kaudu omakorda peegeldusteguri Γ , kuid kuna nii Z kui ka Γ on kompleksed suurused, oleks selline meetod küllaltki tülikas. Arvutuste tegemiseks puudub ka vajadus, kuna selgub, et Smithi diagrammilt on peegeldusteguri väärtus otseselt välja loetav!

Nimelt ilmneb, et kui tõmmata Smithi diagrammi keskpunktist vaadeldavasse punkti ühendav joon, siis selle joone suhteline pikkus (st pikkus jagatuna diagrammi raadiusena) võrdubki sellele punkti vastavale takistusele vastava peegeldusteguri mooduliga $|\Gamma|$! Veelgi enam – selgub, et tõmmatud joone ja horisontaaltelje vahele jääv nurk γ võrdub peegeldusteguri faasiga (näitab, milline on peegeldunud signaali faas)! Järelikult võime tõmmatud joont vaadata kui peegeldusteguri graafilist esitust (joonis 89).



Joonis 89 – Peegeldustegur Smithi diagrammil

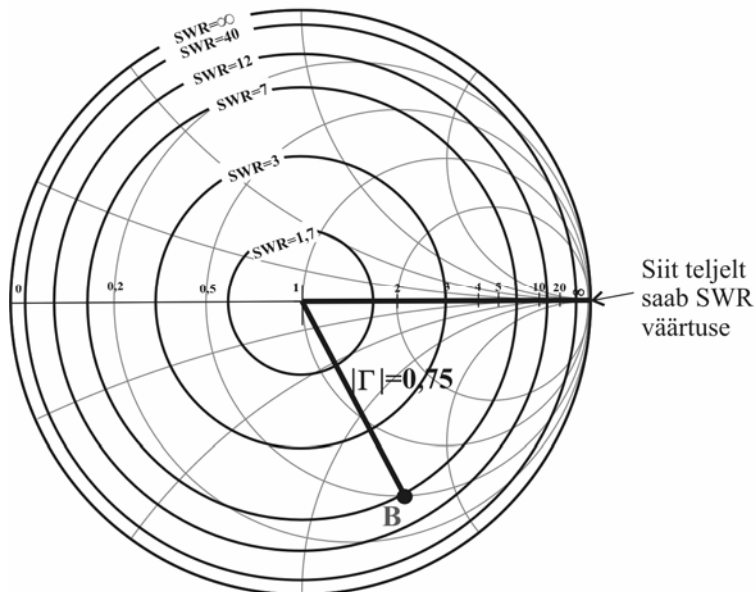
Näiteks joonisel asuva punkti *B* korral on peegeldusteguri mooduli pikkus (mõõdetuna diagrammilt) $|\Gamma| = 0,75$ ja nurk $\gamma = 64^\circ$.

Jooniselt on näha, mida ligemal on vaatluspunkt diagrammi keskpunktile, seda väiksem on peegeldustegur ehk seda paremini on koormus liiniga sobitatud. Koormus on liiniga täielikult sobitatud, kui vaadeldav punkt asub täpselt diagrammi keskel, sest sellisel juhul peegeldustegur (joone pikkus) võrdub nulliga.

Vaatleme lõpetuseks, kuidas on Smithi diagrammil esitatud seisulainetegur *SWR*. Kuna *SWR* ja peegeldustegur Γ on omavahel seotud valemiga

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4)$$

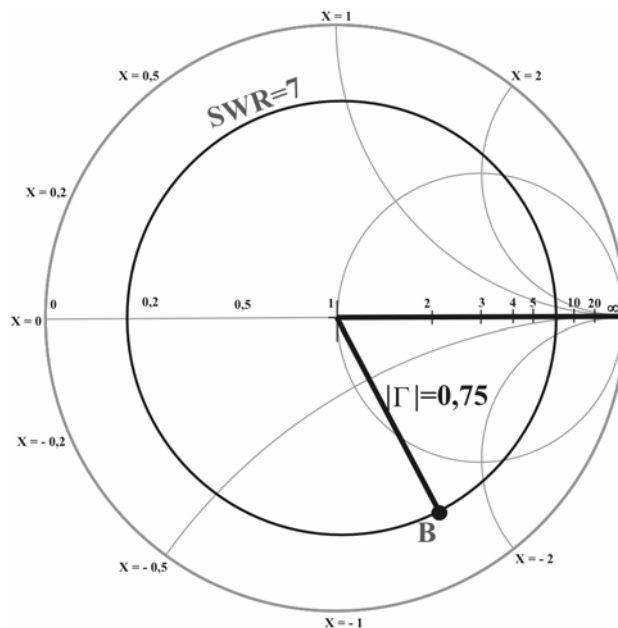
siis seisulainetegur ei sõltu peegeldusteguri faasist vaid ainult moodulist. Peegeldusteguri moodul aga iseloomustab Smithi diagrammi keskpunkti tõmmatud ringjoone raadiust. Järelikult igal punktil, mis asub diagrammi keskpunktist samal kaugusel, on samasugune seisulainetegur *SWR*. Nii joonistuvad välja seisulaineteguri samajooned (joonis 90).



Joonis 90 – Seisulaineteguri (*SWR*) samajooned Smithi diagrammil

Seisulaineteguri arvulise väärtuse saab lugeda diagrammilt otse – aktiivtakistuse skaalalt vahemikust 1..∞ (vt joonis 90). Samuti võib selle välja arvutada vastavalt valemile (4).

Näiteks joonisel 91 punktile *B* vastav seisulainetegur on $SWR = \frac{1 + 0,75}{1 - 0,75} = 7$.



Joonis 91 – Seisulaineteguri arvutamise näide

Tänapäeva raadiotehnikas on laialt levinud nn S-parameetrite kasutamine. Parameeter S_{11} (nn „*return loss*”) on otseselt seotud peegeldusteguriga:

$$S_{11} = 20 \log |\Gamma| \text{ [dB]}.$$

Kui liin on koormusega sobitatud ($\Gamma = 0$), siis $S_{11} = -\infty$.

Kui liin on koormusega täiesti sobitamata ($\Gamma = 1$), siis $S_{11} = 0$.

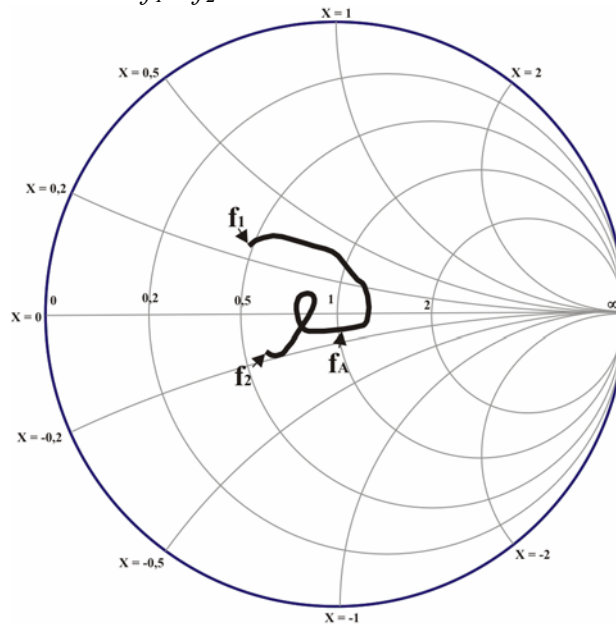
Kuna alati $0 \leq \Gamma \leq 1$, siis järelikult on S_{11} alati mittepositiivne. Näiteks peegeldustegurile $\Gamma = 0,75$ vastav S_{11} väärtus on:

$$S_{11} = 20 \log 0,75 = -2,5 \text{ dB}$$

Smithi diagrammi kasutamisest mõõteseadmetel

Tavaliselt vaadeldakse seadmete tööd mitte ühel konkreetsel sagedusel, vaid teatud sagedusvahemikus. Erinevatele sagedustele vastab aga üldjuhul ka erinev liini või koormuse takistus ja seega on selle takistuse kujutise asukoht Smithi diagrammil erinev. Kui võtta vaatluse alla sagedusvahemik $f_1 \dots f_2$, siis Smithi diagrammile saab kanda kõikide nende sagedustele vastavate takistuste punktid, millest moodustub pidev joon. Iga joone punkt tähistab erinevale sagedusele vastavat takistust.

Ühe suvalise seadme peegeldustegur on kantud joonisele 92. Sagedusele f_1 vastab takistus, mille juurde on märgitud „ f_1 ” ja sagedusele f_2 vastab takistus, mille juurde on märgitud „ f_2 ”. Tumedal joonel liikudes saab leida kõikidele ülejäänud sagedustele vastavad takistused vahemikus $f_1 \dots f_2$.



Joonis 92 – Sagedusvahemiku esitus Smithi diagrammil

Diagrammilt on näha, et kõige halvemini on mõõdetav koormus või liin sobitatud sagedusel f_1 , kuna selle punkti kaugus on diagrammi keskpunktist kõige suurem (järelikult ka peegeldustegur on kõige suurem). Kõige paremini on sobitustingimus täidetud sagedusel f_A , kuna see punkt asub keskpunktile kõige lähemal (peegeldustegur on kõige väiksem).

Viiteid

1. Seisva laine kujunemise java applet:
<http://www.bessernet.com/Ereflecto/tutorialFrameset.htm> 30.08.05
2. Smithi diagrammi applet:
http://mwt.e-technik.uni-ulm.de/030_Teaching/vorlesungen/ef+mw_eng/SChart/SChart.html 31.08.05

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

