

Pyöreän torviantennin suunnittelu ja mittaus

Matti Kuosmanen

Sähkötekniikan korkeakoulu

Kandidaatintyö
Espoo 8.5.2019

Vastuupettaja

Yliopistonlehtori Markus Turunen

Työn ohjaaja

Yliopistonlehtori Jari Holopainen

Copyright © 2019 Matti Kuosmanen

Tekijä Matti Kuosmanen

Työn nimi Pyöreän torviantennin suunnittelu ja mittaus

Koulutusohjelma Elektroniikka ja sähkötekniikka

Pääaine Elektroniikka ja sähkötekniikka **Pääaineen koodi** ELEC3013

Vastuupettaja Yliopistonlehtori Markus Turunen

Työn ohjaaja Yliopistonlehtori Jari Holopainen

Päivämäärä 8.5.2019 **Sivumäärä** 31 **Kieli** Suomi

Tiivistelmä

Torviantenneita käytetään paljon radiotekniikassa niiden yksinkertaisen rakenteen ja hyvän suuntaavuuden vuoksi. Niitä käytetään esimerkiksi peiliantennien syöttöantennina ja vaiheohjattujen antenniryhmien elementteinä. Torviantennien analyysi on kuvattu alan kirjallisuudessa kattavasti, mutta pyöreiden torviantenneiden kuvaus on teorian osalta monesti puutteellista.

Tämän kandidaatintyön tavoitteena on suunnitella vapaalla 2,4 gigahertsin taajuusalueella toimiva pyöreä torviantenni. Antennin käyttötarkoitus on lyhyen kantaman tutka, mikä asettaa antennille vaatimuksia erityisesti suuntaavuuden ja pienen sivukeilatason suhteen. Toisena tavoitteena on kuvata torviantennin suunnitteluprosessi teorian, simulaation ja fyysisen antennin mittaamisen kautta. Antenniteoriasta käsitellään muun muassa aaltoputkiteoria ja antennin säteilykuvion yhteys Fouriermuunnokseen.

Työssä osoitetaan, että torviantennin säteilyominaisuudet voidaan arvioida melko luotettavasti yksinkertaisen teorian perusteella. Erityisesti antennin suuntaavuuden ja pääkeilan leveyden voi määrittää onnistuneesti teorian avulla. Lisäksi työssä näytetään, että yksinkertainen simulaatiomalli kykenee mallintamaan todellisen torviantennin ominaisuudet varsin luotettavasti. Kuitenkin simulaatio- ja mittaustulosten välillä on pieniä eroavaisuuksia: erityisesti rakennetun antennin pienet mittaepätarkkuudet ja simulaatiomallin puutteet vaikuttavat lopputulokseen.

Avainsanat aaltoputki, pyöreä torviantenni, antenni, TE-aalto, TM-aalto, simulaatio, mittaus

Sisältö

Tiivistelmä	3
Sisältö	4
Symbolit ja lyhenteet	5
1 Johdanto	7
2 Teoria	8
2.1 Yleistä torviantenneista	8
2.2 Antennisuunnittelun keskeisimmät käsitteet	9
2.2.1 Suuntaavuus ja vahvistus	9
2.2.2 S-parametrit ja seisovan aallon suhde	10
2.2.3 Polarisaatio	11
2.2.4 Säteilykuvio	11
2.2.5 Muut keskeiset käsitteet	12
2.3 Aaltoputken muodostuvat kentät	13
2.4 Säteilykuvion yhteys Fourier-muunnokseen	15
3 Antennin mitoittaminen	18
3.1 Aaltoputken ja syötön mitoittaminen	18
3.2 Torvikartion mitoittaminen	19
3.3 Teorian perusteella lasketut ominaisuudet	19
4 Simulaatio	21
4.1 Mittojen optimointi	21
4.2 Simuloidut ominaisuudet	23
5 Mittaustulokset	25
5.1 Antennin sovitus	25
5.2 Säteilykuvio	27
5.3 Kokonaissäteilyhyötysuhde	28
6 Yhteenveto	30
Viitteet	31

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

\vec{H}	magneettikentän voimakkuus
\vec{E}	sähkökentän voimakkuus
c	valon nopeus tyhjiössä = 299792458 m/s
μ_0	tyhjiön permeabiliteetti = $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
ϵ_0	tyhjiön permittiivisyys $\approx 8,854187 \cdot 10^{-12}$ F/m
β	etenemiskerroin
k	aaltoluku
ω	kulmataajuus
f_c	aaltoputken katkootaajuus
k_c	aaltoputken katkoaaltoluku
λ	vapaan aallon pituus
λ_g	aaltoputkessa etenevän aallon pituus
x'_{np}	Besselin n :n funktion p :s derivaatan nollakohta
ρ	heijastuskero tai sylinterikoordinaatiston säde
φ	sylinterikoordinaatiston kiertokulma
$\delta(\rho)$	torviantennin geometriasta johtuva etäisyysero, joka aiheuttaa vaihevirhettä (ks. luku 2.4)
a	pyöreän aaltoputken sisäsäde
R	torvikartion sivun pituus
C	apertuurin ympäröimä
L	torvikartion korkeus
d_{opt}	optimaalisen torven aukon halkaisija
D	antennin suuntaavuus
G	antennin vahvistus
$L(s)$	häviötermi (ks. luku 2.2.1)
s	maksimivaihe-ero torven reunalla
Z	impedanssi
A_{em}	apertuurin suurin tehollinen pinta-ala
A_p	apertuurin fyysinen pinta-ala
η_s	antennin säteilyhyötysuhde
ϵ_{ap}	apertuurihyötysuhde

Operaattorit ja funktiot

$\mathbf{A} \times \mathbf{B}$	vektorien \mathbf{A} ja \mathbf{B} ristitulo
$\nabla_T \mathbf{A}$	vektorin \mathbf{A} etenemissuuntaan nähden kohtisuora gradientti
J_n	ensimmäisen lajin n :s Besselin funktio

Lyhenteet ja käsitteet

TE	aaltomuoto, jolla ei ole pitkittäistä sähkökenttäkomponenttia (engl. transverse electric)
TM	aaltomuoto, jolla ei ole pitkittäistä magneettikenttäkomponenttia (engl. transverse magnetic)
VNA	vektoriipiirianalysoitsija (engl. vector network analyzer)
PEC	ideaalijohde (engl. perfect electrical conductor)
VSWR	seisovan aallon suhde (engl. voltage standing wave ratio)
HPBW	puolen tehon keilanleveys (engl. half power beamwidth)
E-taso	taso, joka on sähkökentän kanssa yhdensuuntainen
H-taso	taso, joka on magneettikentän kanssa yhdensuuntainen

1 Johdanto

Pyöreitä torviantenneita käytetään paljon radiotekniikassa niiden yksinkertaisen rakenteen ja hyvän suuntaavuuden vuoksi. Ne sopivat esimerkiksi peiliantennien syötöksi, vaiheohjattujen antenniryhmien elementeiksi ja muihin kohtuullista suuntaavuutta vaativiin sovelluksiin. Torviantenneja onkin tutkittu kymmeniä vuosia ja niiden suunnittelun pohjana oleva teoria on kehittynyt aivan viime vuosiin asti: antennin optimaalisen mitoittamisen kaavat ovat tarkentuneet ja uudenlaisia analyysimenetelmiä on esitetty [1].

Antennisuunnittelun onnistuneisuus on avainasemassa radiojärjestelmien tehokkuuden ja toiminnan kannalta. Esimerkiksi tutkissa antennilta vaaditaan suurta vahvistusta, kapeaa keilanleveyttä ja pientä sivukeilatasoa: Keilanleveys määrää, kuinka tarkasti tutka voi mitata kohteen suunnan. Voimakkaat sivukeilat puolestaan voivat aiheuttaa harhamaaleja [2]. Hyvä vahvistus on taas tärkeä siksi, että tutkan vastaanottama teho on verrannollinen vahvistuksen neliöön [3] – tutkan maksimimittausetäisyyttä onkin parempi kasvattaa antennin vahvistuksen avulla kuin tehoa lisäämällä.

Kuitenkaan pyöreiden torviantennien taustalla olevaa teoriaa ei käsitellä alan oppikirjallisuudessa yhtä laajasti kuin muita torviantennityyppejä. Tähän voi olla syynä esimerkiksi teorian hankaluus verrattuna nelikulmisiin torviantenneihin: antennissa vaikuttavilla kentillä on besselinen säteittäisriippuvuus ja ne pitää analysoida sylinterikoordinaatistossa. Kuitenkin antennin toiminnan tunteminen läpikotaisin on edellytys käyttötarkoitukseen sopivan, onnistuneen antennin suunnittelulle.

Tämän kandidaatintyön tavoitteena on suunnitella lyhyen kantaman tutkaan soveltuva pyöreä torviantenni ja kuvata suunnitteluprosessi mahdollisimman kattavasti. Simulaatioilla pyritään löytämään optimaaliset mittasuhteet antennin aaltoputkelle ja yleistämään tulokset käytettäväksi muissa suunnitteluprojekteissa. Antenni mitoitetaan toimimaan vapaalla 2,4 gigahertsin taajuusalueella.

Työn alussa esitetään pyöreään torviantenniin liittyvä teoriapohja ja suunnitellaan antennin mitoitus. Seuraavaksi antenni simuloidaan CST Studio Suite 2018 -ohjelmalla ja peilataan tuloksia suunniteltuihin arvoihin. Simulaatiolla tutkitaan myös syötön paikan ja aaltoputken pituuden valintaa sekä niiden vaikutusta seisovan aallon suhteeseen. Lopuksi itse rakennetun antennin ominaisuudet mitataan laboratoriossa ja verrataan toteutuneita arvoja sekä simulaatioon että teoriapohjaisiin tuloksiin.

2 Teoria

Tässä luvussa esitellään erilaiset torviantennit ja antennien suorituskykyä kuvaavat parametrit. Tämän jälkeen keskitytään pyöreään torviantennin teorian kuvaamiseen: analysoidaan aaltoputkeen syntyvät kentät ja tutkitaan, kuinka ne etenevät kartiotorvessa. Lisäksi esitetään antennin säteilykuvion yhteys säteilevän aukon kenttäjakauman Fourier-muunnokseen.

2.1 Yleistä torviantenneista

Torviantenni on aaltoputkesta ja torvesta koostuva antennityyppi, jolle ominaista on hyvä suuntaavuus ja yksinkertainen rakenne. Ne luokitellaan yleensä geometrian perusteella nelikulmisiin ja pyöreisiin torviin. Torven muoto vaihtelee haluttujen säteilyominaisuuksien mukaan: yleisimpiä ovat sektoritorvet, pyramiditorvet ja tavaliset pyöreät torvet.

Sektoritorvi avautuu vain joko sähkökentän tai magneettikentän tasossa. Tällöin puhutaan E- tai H-tason sektoritorvista sen mukaan, minkä kentän suuntainen on antennin leveämpi sivu. H-tason sektoritorvessa on pieni sivukeilataso ja hyvä suuntaavuus H-tasossa, mutta E-tasossa nämä ominaisuudet ovat heikot. E-tason sektoritorvella on puolestaan hyvä suuntaavuus, mutta suuri sivukeilataso E-tasossa. Vastaavasti H-tasossa suuntaavuus on heikko. Kuvassa 1 H- ja E-tason sektoriantenneita kuvaavat tyypit b ja c. [4]

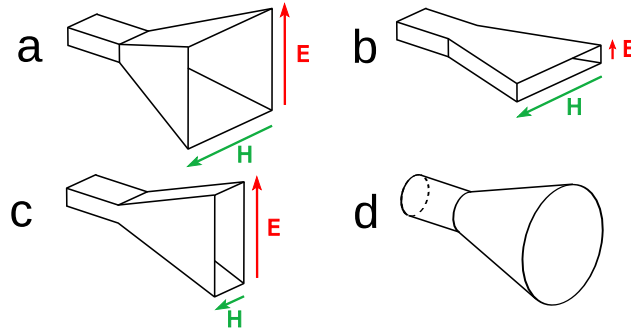
Pyramiditorvi on nimensä mukaisesti pyramidin muotoinen ja sen avauma on yhtä suuri molemmissa kenttätasoissa. E-tasossa sen säteilyjakauma on kapeakeilaisempi kuin H-tasossa, mutta myös sivukeilataso on tällöin korkeampi [5]. Pyramiditorven E- ja H-tason ominaisuudet ovat samat kuin vastaavan avauskulman E- ja H-tason sektoriantenneilla [4]. Kuvassa 1 pyramiditorviantennia esittää kohta a.

Pyöreä torviantenni koostuu taas pyöreästä aaltoputkesta ja ympyräkartion mallisesta torvesta. Ominaisuuksiltaan se vastaa lähinnä pyramiditorvea: E-tasossa säteilykuvio on kapeakeilainen, mutta sivukeilataso on korkea. H-tasossa sivukeilataso on matala ja keila hieman leveämpi. Perusteet säteilykuvion esitetään luvussa 2.4. Kuvassa 1 pyöreä torviantenni on kuvattu kohdassa d.

Jokaista näistä torvityypeistä syötetään aaltoputkella, joka vastaa yleensä geometrialtaan antennin torvea. Putken etummainen pää yhtyy torveen ja takimmainen on suljettu. Aaltoputkeen kentät muodostetaan syöttämällä putkea jollakin muulla antennilla, yleisimmin neljännesaaltoantennilla.

Edellä kuvattujen yksinkertaisten perusantennien ominaisuuksia voidaan muokata usealla tavalla. Yksi yleinen ongelma torviantenneista on sen säteilykuvion epäsymmetrisyys. Jos torviantennilla syötetään suurempaa peiliantennia, täytyy säteilykuvion olla pyörähdyssymmetrinen. Tämä saavutetaan yleensä kahdella eri tekniikalla: korrugoidulla torvi tai tekemällä kaksimuototorvi. Ensimmäisellä tekniikalla korrugoidusta pinnasta tulee ikään kuin magneettinen johdeseinä, joka vaimentaa sähkökentän torven reunalla myös E-tasossa. Tällöin E-tason sivukeilataso pienee ja keila levenee, kuten H-tasossa. Toinen tekniikka on tehdä kaksimuototorvi,

jossa aaltoputken kytkeytyy kahta erimuotoista etenevää aaltoa. Yhdessä aallot muodostavat hybridiaaltomuodon, joka säteilee pyörähdyssymmetrisesti. [5]



Kuva 1: Erimuotoisia torviantenneja: a) pyramiditorvi b) H-tyyppin sektoritorvi c) E-tyyppin sektoritorvi d) pyöreä torviantenni. Muokattu lähteestä [6].

2.2 Antennisuunnittelun keskeisimmät käsitteet

Antennin soveltuvuutta käyttötarkoitukseensa arvioidaan tässä luvussa esitelyjen käsitteiden ja parametrien avulla. Niiden laskemiseen on myös esitelty kaavat, jos sellainen on olemassa, mutta usein täsmällisen arvion antennin suorituskyvystä saa vain simuloimalla tai mittaamalla.

2.2.1 Suuntaavuus ja vahvistus

Suuntaavuus määritellään antennista säteilevän maksimitehotiheyden ja keskimääräisen tehotiheyden suhteena. Suuri suuntaavuus tarkoittaa siis sitä, että antenni säteilee johonkin suuntaan selvästi enemmän kuin keskimäärin. Yleisesti se voidaan ilmaista kaavalla

$$D = \frac{4\pi}{\int F^2(\theta, \varphi) d\Omega}, \quad (1)$$

jossa $F(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{max}}$ on antennin säteilykuvio, nimittäjä on tehon integraali yli avaruuskulmien ja osoittaja on normalisointitekijä. [3]

Pyöreälle torviantennille voidaan johtaa esitys, joka ottaa huomioon torviantennin muut ominaisuudet, kuten apertuurissa vaikuttavan vaihevirheen. Suuntaavuudeksi desibeleissä saadaan [1]:

$$D_c = 10 \lg \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 - L(s), \quad (2)$$

jossa $L(s)$ on häviötermi ja C on apertuurin ympärysmitta. Häviötermi muodostuu antennin apertuurihyötysuhteesta ja sitä voidaan approksimoida kolmannen asteen polynomilla [1]

$$L(s) = -10 \lg(\epsilon_{ap}) \quad (3)$$

$$\approx \begin{cases} 0,5030 + 5,1123s - 7,1138s^2 + 23,141s^3, & \text{kun } L \leq 3\lambda \\ 0,7853 - 0,3976s + 13,112s^2 + 3,901s^3, & \text{kun } L > 3\lambda \end{cases}, \quad (4)$$

jossa ϵ_{ap} on apertuurihyötysuhde, L on torven pituus ja s on maksimivaihe-ero torven reunalla. Vaihe-ero voidaan laskea kaavalla

$$s = \frac{d_{opt}^2}{8\lambda R}, \quad (5)$$

jossa d_{opt} on torven suuaukon halkaisija, λ aallonpituus ja R torvikartion sivun pituus.

Antenni ei kuitenkaan säteile kaikkea syötettyä tehoa, vaan osa kuluu esimerkiksi resistiivisiin häviöihin. Torviantennissa nämä häviöt johtuvat yleensä epäideaalisesta johdemateriaalista. **Vahvistus** määritelläänkin antennin säteilemän maksimitehon suhteena syötettyyn keskimääräiseen tehoon, jolloin

$$G = \eta_s D, \quad (6)$$

jossa η_s on antennin säteilyhyötysuhde. [3] Häviöitä syntyy myös antennin impedanssiepäsovituksista ja mahdollisista polarisaatioeroista, mutta niitä ei lasketa mukaan säteilyhyötysuhteeseen [2]. Useimmilla apertuuriantenneilla säteilyhyötysuhteen kuvaamat häviöt ovat pienet, jolloin $G \approx D$ [7].

Vahvistuksesta poiketen **kokonaisvahvistus** (engl. realized gain) ottaa huomioon myös antennin impedanssiepäsovituksista johtuvat häviöt [8]. Se on siis totuudenmukaisempi mittari antennin säteilyominaisuuksista kuin tavanomainen vahvistus. Antenninmittauslaitteet mittaavat yleensä kokonaisvahvistusta.

2.2.2 S-parametrit ja seisovan aallon suhde

S-parametrit eli sirontaparametrit kuvaavat n -porttisessa piirissä jänniteaaltojen etenemistä ja heijastumista. Yleisessä matriisiesityksessä (7) V_n^+ kuvaa porttiin n sisään menevää jänniteaaltoa ja V_n^- portista poistuvaa. Resiprookkisilla piireillä sirontamatriisi on symmetrinen eli $S_{ij} = S_{ji}$.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (7)$$

Koska antenni on yksiportti, sen sirontamatriisi yksinkertaistuu yhteen alkioon, S_{11} -parametriksi. Se kuvaa antennissa heijastuneen tehon määrää, minkä takia sitä kutsutaan myös heijastuskertoimeksi ρ . [9]

Antennissa tapahtuvat heijastukset aiheutuvat antennin eri osissa olevista rajapinnoista, joissa impedanssi muuttuu. Tällainen rajapinta on muun muassa koaksiaalikaapelin ja aaltoputken välillä. Heijastuskerroin voidaan määrittää referenssi-impedanssin Z_{ref} ja antennin impedanssin Z avulla kaavalla [10]:

$$\rho = \frac{Z - Z_{ref}}{Z + Z_{ref}}. \quad (8)$$

Yleensä referenssi-impedanssi on 50Ω , joka on usein myös radiotekniikassa käytettyjen koaksiaalikaapeleiden ominaisimpedanssi.

Heijastuskerroin pyritään antenneissa minimoimaan, jotta antenni säteilisi mahdollisimman tehokkaasti. Tätä kutsutaan antennin sovittamiseksi. Heijastukset aiheuttavat antennissa ja siirtojohdoissa seisovia aaltoja, jotka lisäävät häviöitä ja aiheuttavat signaalin vääristymistä [10]. Suuritehoisissa laitteissa, kuten tutkissa, häviöt voivat aiheuttaa komponenteissa haitallista lämpenemistä. Jos S_{11} -parametri on -10 dB, 10 % tehosta heijastuu takaisin. Vastaavasti -20 dB tarkoittaa, että vain 1 % tehosta heijastuu. Monille pienitehoisille laitteille riittääkin jopa kehnompi heijastuskerroin kuin -10 dB, mutta esimerkiksi tutkissa sovituksen tulee olla huomattavasti parempi.

Seisovan aallon suhde (engl. voltage standing wave ratio, VSWR) liittyy läheisesti sirontaparametreihin. Sillä kuvataan radiojärjestelmään syntyneen seisovan aallon suhteellista voimakkuutta. VSWR onkin yksi tärkeimmistä sovituksen laadun mittareista sirontaparametrien ohella. Heijastuskertoimesta ρ voidaan laskea jännitteelle seisovan aallon suhde kaavalla

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}. \quad (9)$$

Fysikaalisesti VSWR kuvaa antenneissa seisovan aallon maksimiamplitudin suhdetta sen minimiamplitudiin. Mitä pienempi seisova aalto on, sitä lähempänä VSWR on lukua 1. Jos antennin säteilytehosta 10 % heijastuu, VSWR on noin 1,2. Vastaavasti yhden prosentin heijastus vastaa seisovan aallon suhdetta 1,02. [9]

2.2.3 Polarisaatio

Polarisaatio kuvaa sähkökenttävektorin suuntaa ja sen muuttumista ajan funktiona. Polarisaation tyyppi määritellään sähkökenttävektorin tasolle piirtämän kuvion avulla: vektori voi piirtää lineaarisen jäljen, ellipsin tai ympyrän. [1] Tavanomaisesti antenni on lineaarisesti polarisoitunut, jolloin sähkökenttävektori on jatkuvasti yhdensuuntainen jonkin tason kanssa. Joskus antennin polarisaatio vaihtelee suunnan mukaan, jolloin antennin polarisaatio määritellään pääkeilan kohdalta [5].

Polarisaation käsite on tärkeä siksi, että lähettävän ja vastaanottavan antennin polarisaation täytyy olla sama tehokkaan vastaanoton varmistamiseksi. Monostaattisissa tutkissa lähetys- ja vastaanottoantenni on sama, jolloin polarisaatioon ei yleensä tarvitse kiinnittää huomiota.

2.2.4 Säteilykuvio

Antennin **säteilykuvio** kertoo, miten paljon antenni säteilee tehoa kuhunkin suuntaan. Yleensä antennin säteilykuviot piirretään kahdessa toisiaan vasten kohtisuorassa tasossa, esimerkiksi H- ja E-tasossa. Säteilykuviossa antennin pääkeila määrittelee antennin vahvistuksen. Säteilykuvioista voidaan lisäksi määrittää antennin sivukeilataso ja pääkeilan leveys.

Pääkeilan sivuilla olevia pääkeilaa pienempiä keiloja kutsutaan sivukeiloiksi. Niiden suuruutta kuvataan **sivukeilatasolla**, joka määritellään suurimman sivukeilan tehotiheyden suhteena pääkeilan tehotiheyteen. [1] Suuntaavissa antenneissa sivukeilataso pyritään luonnollisesti minimoimaan. Pieni sivukeilataso on erityisen tärkeä

esimerkiksi tutka-antenneissa, koska suuret sivukeilat voivat aiheuttaa harhamaaleja. [2]

Antennin **keilanleveys** kertoo, kuinka kapealle sektorille antennista säteilevä teho on pääasiassa jakautunut. Yleensä se ilmoitetaan puolen tehon keilanleveydellä (HPBW, half power beamwidth), jolloin pääkeilan leveys määritellään säteilykuviossa puolen tehon pisteiden välille. Toinen tapa ilmoittaa keilanleveys on säteilykuvion nollien väli. [3]

Eri antennille on erilaisia vaatimuksia keilanleveydelle. Esimerkiksi WiFi-tuokiaseman antenni säteilee yleensä melko tasaisesti ympärilleen, koska käyttäjä voi sijaita missä tahansa suunnassa tukiasemaan nähden. Tutka-antennit ovat puolestaan kapeakeilaisia, jotta kohteen suunta voitaisiin määrittää tarkasti.

2.2.5 Muut keskeiset käsitteet

- **Katkotaajuus:** Aaltoputken koko määrää matalimman taajuuden, joka voi aaltoputkessa edetä. Eri aaltomuodoille on omat katkotaajuutensa. Pyöreälle aaltoputkelle katkotaajuus voidaan laskea kaavalla (24).
- **Apertuurihyötysuhde:** Apertuurihyötysuhde määritellään suurimman tehollisen pinta-alan A_{em} ja fyysisen pinta-alan A_p suhteena:

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_{em}}{A_p}. \quad (10)$$

Suurin tehollinen pinta-ala puolestaan määritellään vastaanottoantennille sen sieppaaman tehon ja siihen tulevan säteilyn tehotiheyden suhteena. Antennin täytyy tällöin olla konjugaattisovitettu. [1]

- **Impedanssi:** Impedanssi määritellään jännitteen ja virran suhteena. Antenneissa impedanssin resistiivinen osa muodostuu antennin säteilemästä tehosta ja resistiivisistä häviöistä. Reaktiivinen osa puolestaan aiheutuu antennin lähikentästä, joka kykenee varastoimaan energiaa. [5]

Antennin impedanssi on merkityksellinen parametri, koska se vaikuttaa suoraan antennin sovitukseen. Jos antennin impedanssi on erisuuri kuin sitä syöttävän koaksiaalikaapelin ominaisimpedanssi, rajapinnasta tapahtuu heijastuksia. Eri impedanssiset komponentit voidaan sovittaa toisiinsa erillisen sovituspäin avulla.

- **Kaistanleveys:** Antennin kaistanleveyttä ei ole yksiselitteisesti määritelty. Se on käyttötarkoituksesta riippuva arvo, joka kertoo taajuuskaistan, jolla antenni toimii riittävän hyvin sovelluksessaan. [1] Kaistanleveys voitaisiin määrittellä esimerkiksi taajuusalueena, jolla antennin heijastuskerroin on alle -10 dB.
- **Kaukokenttä (Fraunhoferin alue):** Kaukokenttä määritellään alueena, jossa antennista säteilevä kenttäjakauma ei oleellisesti muutu etäisyyden kasvaessa.

Toisin sanoen, säteilykuvion muoto on kaikkialla kaukokentässä sama etäisyydestä riippumatta. Kaukokenttä voidaan määritellä alkamaan etäisyydeltä

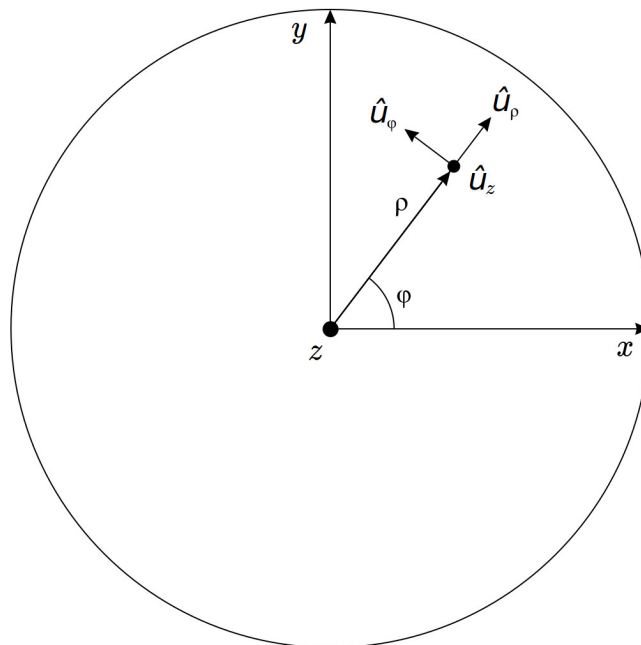
$$\frac{2D^2}{\lambda}, \quad (11)$$

jossa D on antennin suurin mitta säteilyä vastaan kohtisuorassa tasossa, esimerkiksi apertuuriantennin aukon halkaisija. λ on aallonpituus. [1]

2.3 Aaltoputkeen muodostuvat kentät

Aaltoputkeen voi muodostua joko TE- tai TM-aaltomuotoja (engl. transverse electric ja transverse magnetic), jotka eroavat aaltoputkeen nähden pitkittäisen kenttäkomponentin osalta: TE-aallolla on poikittaisen magneettikenttäkomponentin lisäksi myös pitkittäinen magneettikenttäkomponentti. Sähkökenttä on kokonaisuudessaan poikittainen. TM-aaltojen sähkökentällä on sekä pitkittäinen että poikittainen komponentti, mutta sen magneettikenttä on pelkästään poikittainen.

Yleensä torvea syöttävään pyöreään aaltoputkeen pyritään synnyttämään dominoiva TE_{11} -aaltomuoto, koska sen kenttäjakauma on hyvin säteilevä ja koska se toimii alimmalla taajuudella muihin aaltomuotoihin verrattuna. Tässä luvussa keskitytään analysoimaan TE_{11} -aaltomuotoa, mutta analyysi on suoraan sovellettavissa myös korkeammille TE-aaltomuodoille. Analyysissä käytetään kuvassa 2 esitettyä sylinterikoordinaatistoa, joka on sylinterin muotoiselle aaltoputkelle luonnollisin valinta.



Kuva 2: Aaltoputken pää piirrettynä sylinterikoordinaatistoon. z -suunta osoittaa kuvassa katsojaa kohti.

TE-aaltomuodossa pitkittäinen magneettikentän komponentti toteuttaa Helmholtzin yhtälön [3]

$$\nabla_T H_z(\rho, \varphi) + k_c^2 H_z(\rho, \varphi) = 0, \quad (12)$$

jossa ∇_T on z -suuntaan nähden kohtisuora gradientti, H_z magneettikentän z -komponentti ja k_c katkoaaltoluku. Tämä yhtälö voidaan kehittää sylinterikoordinaatistossa osittaisdifferentiaaliyhtälöksi, joka on separoitavissa. Pitkittäiselle magneettikentälle saadaan ratkaisuksi [3]

$$H_z(\rho, \varphi) = H_0 \cdot \cos(n\varphi) \cdot J_n(k_c \rho), \quad (13)$$

jossa J_n on ensimmäisen lajin ja kertaluvun n Besselin funktio. $k_c = \frac{x'_{np}}{a}$ on aaltoputken katkoaaltoluku, jossa x'_{np} on Besselin funktion derivaatan nollakohta ja a aaltoputken säde. Alaindeksi n tarkoittaa Besselin funktion kertalukua ja p nollakohdan järjestyslukua. Pyöreässä aaltoputkessa dominoiva TE₁₁-kenttä saadaan laskettua $n:n$ ja $p:n$ arvolla 1, jolloin $x'_{11} = 1,841$.

Nyt poikittainen sähkökenttä voidaan helposti laskea ristitulon avulla [3]:

$$\vec{E}_T = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \hat{u}_z \times \nabla_T H_z. \quad (14)$$

Poikittainen magneettikenttä on puolestaan [3]

$$\vec{H}_T = -\frac{j\beta}{k_c^2} \nabla_T H_z. \quad (15)$$

Auki kehitettynä yhtälöt (14) ja (15) antavat polaarikoordinaatistossa ilmoitetut sähkö- ja magneettikentän poikittaiskomponentit:

$$E_\rho = \frac{j\omega\mu n}{\rho k_c^2} \cdot H_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c \rho) \quad (16)$$

$$E_\varphi = \frac{j\omega\mu}{k_c} \cdot H_0 \cos(n\varphi) J'_n(k_c \rho) \quad (17)$$

$$H_\rho = -\frac{j\beta}{k_c} H_0 \cos(n\varphi) J'_n(k_c \rho) \quad (18)$$

$$H_\varphi = \frac{j\beta n}{k_c^2 \rho} H_0 \sin(n\varphi) J_n(k_c \rho) \quad (19)$$

Apertuurin poikittaiskenttä kokonaisuudessaan on

$$\vec{E}_T = E_\rho \hat{u}_\rho + E_\varphi \hat{u}_\varphi \quad (20)$$

ja vastaava kentän amplitudi

$$E_T = \sqrt{|E_\rho|^2 + |E_\varphi|^2}. \quad (21)$$

Kaavoissa esiintyvä β on aallon etenemiskerroin, eli etenevän aallon aaltoluku. Se on yhteydessä katkoaaltolukuun k_c ja vapaan aallon aaltolukuun k seuraavasti:

$$\beta^2 + k_c^2 = k^2 \quad (22)$$

Etenemiskerrointa voidaankin pitää aaltoluvun pitkittäiskomponenttina ja katkoaaltolukua sen poikittaiskomponenttina. Jotta aalto pystyisi etenemään aaltoputkessa, täytyy etenemiskertoimen olla reaalinen. Jos kerroin on imaginäärinen, aalto vaimenee eksponentiaalisesti. Muodosta

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (23)$$

nähdään, että β on reaalinen vain, jos katkoaaltoluku on pienempi kuin vapaan aallon aaltoluku. Rajatapaus $\beta = 0$ kertoo aaltoputken katkoaaltoluvun, eli alimman taajuuden, jolla aalto kykenee etenemään putkessa. Pyöreälle aaltoputkelle voidaan kirjoittaa [3]

$$f_c = \frac{x'_{np}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (24)$$

jossa x'_{np} on Besselin funktion derivaatan nollakohta ($x'_{11} = 1,841$ TE₁₁-aaltomuodolle) ja a aaltoputken säde. TM-aaltomuodoilla Besselin funktion derivaatan nollakohta korvattaisiin Besselin funktion nollakohdalla.

Kaavojen (16) - (19) avulla voidaan piirtää aaltoputkessa vaikuttava sähkö- ja magneettikenttä. Dominoivan TE₁₁-aaltomuodon kenttää on havainnollistettu kuvassa 3.

2.4 Säteilykuvion yhteys Fourier-muunnokseen

Antennin säteilykuvio saadaan luvussa 2.3 lasketulla apertuurin sähkökenttäjakau- man Fourier-muunnoksella. Yksinkertaisuuden vuoksi jatkossa oletetaan, että antennin aukon ympärillä on ääretön ideaalijohdelevy, jolloin integraalissa voidaan rajoittua pelkästään apertuurin alueelle. [3], [5] Koska poikittainen sähkökenttä- ja- kauma on esitetty polaarikoordinaatistossa, myös Fourier-muunnos on luonnollista tehdä polaarikoordinaatistossa. Polaarikoordinaatiston Fourier-muunnos on yhtey- dessä karteesiseen koordinaatistoon seuraavasti:

Karteesinen, kaksiulotteinen Fourier-muunnos on määritelty kaavalla

$$F(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_T(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy. \quad (25)$$

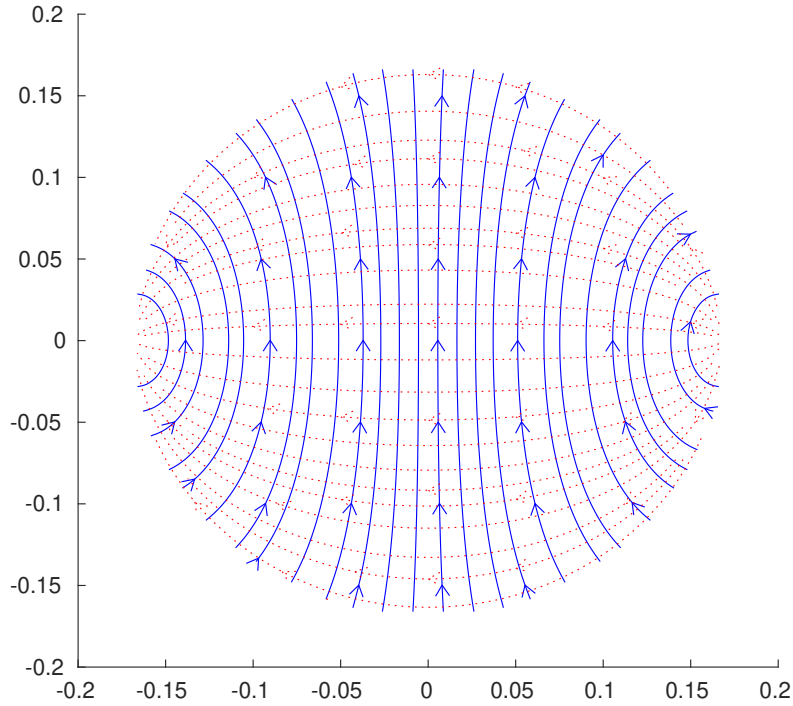
Karteesiset x - ja y -koordinaatit sekä k_x - ja k_y -taajuuskomponentit muunnettuna polaarikoordinaatteihin ovat

$$x = \rho \cos(\varphi), \quad (26)$$

$$y = \rho \sin(\varphi), \quad (27)$$

$$k_x = k_\rho \cos(k_\varphi) \text{ ja} \quad (28)$$

$$k_y = k_\rho \sin(k_\varphi). \quad (29)$$



Kuva 3: Aaltoputkessa vaikuttava TE_{11} -aaltomuoto piirrettynä kaavojen (16) ... (19) avulla. Sähkökenttäviivat ovat sinisellä ja magneettikenttäviivat punaisella.

Sijoittamalla yllä olevat Fourier-muunnokseen (25) ja ottamalla huomioon koordinaatistomuunnoksessa vaadittava Jacobin determinantti, saadaan polaariseksi muunnokseksi

$$F(k_\rho, k_\varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_T(\rho, \varphi) e^{jk_\rho \rho (\cos(k_\varphi) \cos(\varphi) + \sin(k_\varphi) \sin(\varphi))} \rho \, d\rho d\varphi. \quad (30)$$

Antennin säteilykuvioista yleensä tutkitaan erikseen xz - ja yz -tasoja. Näitä nimitetään myös H- ja E-tasoina sen mukaan, minkä kentän kanssa taso on yhdensuuntainen. H-tason säteilykuviota saadaan, kun asetetaan $k_y = 0$. Tällöin muunnos (30) yksinkertaistuu muotoon

$$F(k_x) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_T(\rho, \varphi) e^{jk_x \rho \cos(\varphi)} \rho \, d\rho d\varphi. \quad (31)$$

ja vastaavasti E-tasossa

$$F(k_y) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_T(\rho, \varphi) e^{jk_y \rho \sin(\varphi)} \rho \, d\rho d\varphi. \quad (32)$$

Edellä saatu tulos kuvaa kuitenkin vain aaltoputken pään säteilyä. Se ei siis ota huomioon vaihevirhettä, joka muodostuu antennin torvessa. Torven apertuurin reunaan on torvikartion kärkipisteestä erisuuri matka kuin torven keskelle, mikä aiheuttaa apertuurikenttään säteen ρ mukaan muuttuvan vaihevirheen. Kuvassa 4 maksimaalista etäisyyseroa torven reunan ja keskikohdan välillä on merkitty symbolilla s .

Säteestä riippuva etäisyysero $\delta(\rho)$ voidaan helposti johtaa. Kun merkitään torvikartion apertuurin muuttuvaa sädettä kirjaimella ρ ja korkeutta kirjaimella L , saadaan Pythagoraan lauseesta

$$L^2 + \rho^2 = (L + \delta(\rho))^2 \quad (33)$$

Yhtälön positiiviseksi ratkaisuksi saadaan

$$\delta(\rho) = L \sqrt{\left(1 + \left(\frac{\rho}{L}\right)^2\right)} - L. \quad (34)$$

Antenniteoriassa käytetään yleensä kuitenkin neliöllistä vaihetermiä, joka saadaan ottamalla edellä lasketusta tarkasta arvosta binomiapproksimaatio [11]:

$$\delta(\rho) \approx L \left(1 + 0.5 \left(\frac{\rho}{L}\right)^2\right) - L = \frac{\rho^2}{2L}. \quad (35)$$

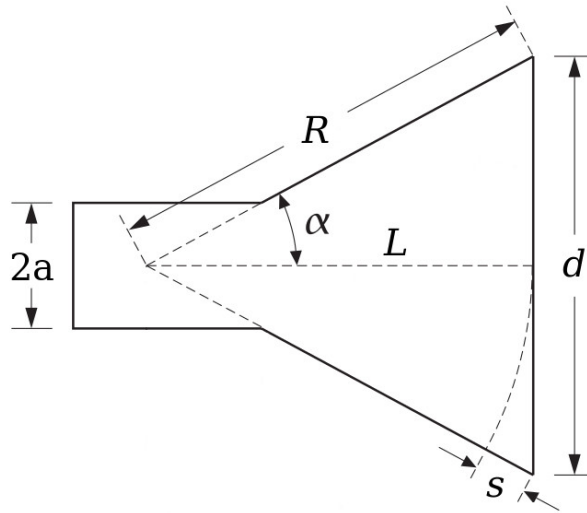
Fourier-muunnoksessa etäisyysero (35) voidaan ottaa huomioon lisäämällä siihen vaihetermi $e^{-jk\delta(\rho)}$ [11], jolloin torviantennin apertuurin Fourier-muunnokseksi saadaan

$$F(k_x) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_T(\rho, \varphi) e^{jk_x \rho \cos(\varphi) - jk\delta(\rho)} \rho \, d\rho d\varphi \quad (36)$$

ja

$$F(k_y) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E_T(\rho, \varphi) e^{jk_y \rho \sin(\varphi) - jk\delta(\rho)} \rho \, d\rho d\varphi. \quad (37)$$

Edellä esitetyillä kaavoilla on helppo laskea numeerisesti yksinkertaisen, pyöreän torviantennin säteilykuvio, kuten tässä työssä on tehty luvussa 3.3.



Kuva 4: Torviantennin mittoja kuvaavat symbolit. Muokattu lähteestä [12].

3 Antennin mitoittaminen

Antennin koko määräytyy pitkälti halutun taajuusalueen perusteella. Se valittiin Liikenne- ja viestintäviraston määräyksen [13] perusteella: ohjaus-, valvonta- ja hälytystutkia voi käyttää ilman radiolupaa määräyksessä asetetuilla taajuusalueilla. Pienin näistä taajuusalueista on 2400...2485 MHz, ja siksi antenni mitoitettiin toimimaan keskitaajuudella 2442,5 MHz.

Tässä luvussa antenni mitoitetaan toimimaan tällä taajuusalueella niin, että pääkeilan suuntaan saadaan mahdollisimman hyvä vahvistus. Vahvistusta rajoittaa torven sivun pituus, joka saa olla maksimissaan 300 mm. Lisäksi luvussa lasketaan, millaiset säteilyominaisuudet antennilla pitäisi saavuttaa.

3.1 Aaltoputken ja syötön mitoittaminen

Torvea syöttävän aaltoputken halkaisija määrää taajuuden, jolla antenni toimii. Kaavalla (24) voidaan laskea eri aaltomuotojen alimmat taajuudet, joilla aalto vielä etenee. Kuten luvussa 2.3 todettiin, ainoastaan TE_{11} -perusaaltomuoto on haluttu sen hyvien säteilyominaisuuksien vuoksi. Korkeampien taajuuksien aaltomuodot aiheuttavat epäedullisia sivukeiloja tai pääkeilan vaimenemista. Aaltoputki täytyy siis mitoitaa niin, että siinä etenee vain TE_{11} -aaltomuoto ja että muiden aaltomuotojen katkوتاajuudet ovat antennin toimintataajuuden yläpuolella.

Haluttu ylärajataajuus asetetaan 2,5 gigahertsiin, joka siis vastaa korkeamman TM_{01} -aaltomuodon katkوتاajuutta. Asettamalla ylärajataajuus lähelle antennin toimintataajuutta saadaan etenevän aallon pituudesta mahdollisimman pieni, jolloin aaltoputken pituus voidaan pitää kohtuullisena. Kun ylärajataajuus 2,5 GHz sijoitetaan katkوتاajuuden kaavaan (24), saadaan aaltoputken säteeksi

$$a = \frac{2,405}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 45,9 \text{ mm.} \quad (38)$$

Koska ylärajataajuus määritellään TM_{01} -aaltomuodolle, kaavassa käytetään vastaavaa Besselin funktion nollakohdan arvoa $x_{01} = 2,405$. Edellä lasketulla aaltoputken säteellä TE_{11} -aaltomuodon katkوتاajuudeksi saadaan

$$f_{TE_{11}} = \frac{1,841}{2\pi \cdot 0,0459 \text{ m}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 1,91 \text{ GHz.} \quad (39)$$

Kaavan (23) mukaan etenemiskerroin on

$$\beta = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - \left(\frac{x'_{np}}{a}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi \cdot 2,4425 \cdot 10^9 \text{ Hz}}{2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}\right)^2 - \left(\frac{1,841}{0,0459 \text{ m}}\right)^2} \quad (40)$$

$$\approx 31,81 \frac{1}{\text{m}}, \quad (41)$$

jolloin vastaava etenevän aallon pituus on

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{31,81 \frac{1}{\text{m}}} \approx 197,5 \text{ mm.} \quad (42)$$

Etenevän aallon pituutta tarvitaan, kun määritellään syötön paikka aaltoputkessa. Syötön etäisyydellä aaltoputken takaseinästä on suuri vaikutus antennin sisäisiin heijastuksiin: jotta antennin olisi hyvin sovitettu, täytyy takaseinästä heijastuvien aaltojen aiheuttaa aaltoputkessa konstruktiivinen interferenssi.

Jos takaseinää ajatellaan ideaalisena johteena, syötöstä taaksepäin lähtenyt aalto heijastuu takaseinästä täydellisesti. Johteessa on nollakenttä, jolloin rajapintaehtojen mukaan eri suuntiin kulkevat aallot kumoavat toisensa johdepinnalla. Tapahtuu siis 180 asteen vaihesiirto. Jotta heijastunut aalto aiheuttaisi syötön kohdalla voimistavan interferenssin, täytyy aaltojen matkaeron olla $\lambda_g/2$, jolloin syötön etäisyydeksi takaseinästä saadaan

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{0,1975 \text{ m}}{4} \approx 49,4 \text{ mm.} \quad (43)$$

Toinen tärkeä mitta antennin sovituksen kannalta on syötön pituus. Tämän työn antennissa käytetään syöttöantennina yleistä neljännesaaltoantennia, jonka pituus on nimensä mukaisesti neljännes siihen syötettävän signaalin vapaan aallon pituudesta. Syötön pituus on siis

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4 \cdot f} = \frac{2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{4 \cdot 2,4425 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \approx 30,7 \text{ mm.} \quad (44)$$

3.2 Torvikartion mitoittaminen

Antennin torven mittasuhteilla on suuri merkitys antennin suuntaavuuteen. Lähtökohtaisesti suuri apertuuri aallonpituuteen nähden tuottaa myös kapeimman keilan ja suurimman vahvistuksen. Antennin vahvistus onkin suoraan verrannollinen taaajuuden neliöön, jos apertuurihyötysuhde säilyy vakiona [7]. Toisaalta jos torven avauskulma on liian suuri, torven suulla vaikuttavan kentän vaihe-erot kasvavat liian suuriksi ja alkavat lopulta heikentää antennin säteilyominaisuuksia.

Jos torven fyysinen koko on rajoittava tekijä, voidaan optimaalisen torvikartion aukon halkaisija määritellä sivun pituuden perusteella kaavalla [1], [5], [14]

$$d_{opt} = \sqrt{3R\lambda}, \quad (45)$$

jossa R on kartion sivun pituus ja λ aallonpituus. Käytettävissä olevat materiaalit rajoittivat torvikartion sivun pituudeksi 300 mm. Kun aallonpituus on

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2,4425 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \approx 0,123 \text{ m,} \quad (46)$$

saadaan optimaaliseksi aukon halkaisijaksi

$$d_{opt} = \sqrt{3 \cdot 300 \text{ mm} \cdot 123 \text{ mm}} \approx 333 \text{ mm.} \quad (47)$$

3.3 Teorian perusteella lasketut ominaisuudet

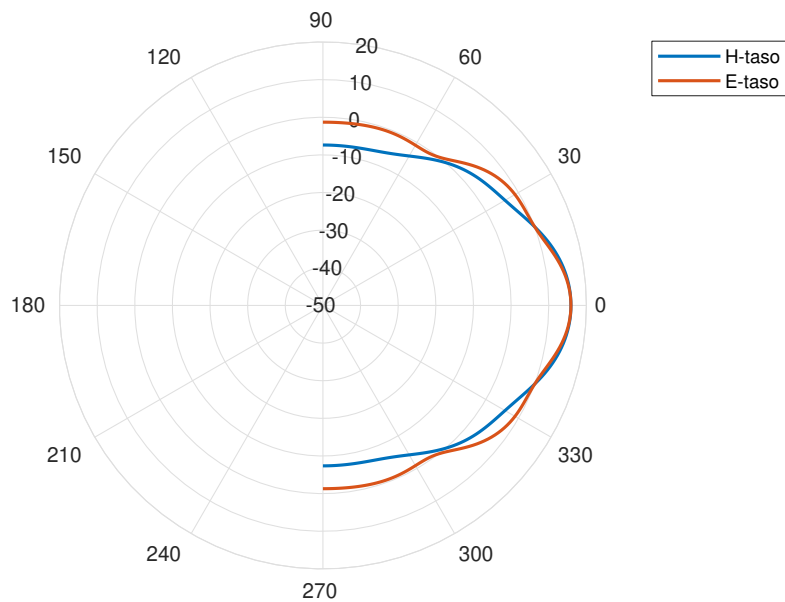
Antennin mittojen ollessa selvillä voidaan antennin ominaisuuksia arvioida teorian perusteella. Kaavalla (2) saadaan antennin suuntaavuudeksi

$$D_c = 10 \lg \left(\left(\frac{\pi \cdot 0,333 \text{ m}}{0,123 \text{ m}} \right)^2 \right) \quad (48)$$

$$-(0,5030 + 5,1123 \cdot 0,376 - 7,1138 \cdot 0,376^2 + 23,141 \cdot 0,376^3) \quad (49)$$

$$\approx 15,9 \text{ dB}. \quad (50)$$

Kuvassa 5 on puolestaan esitetty kaavojen (37) ja (36) avulla laskettu säteilykuvio E- ja H-tasossa. Kuvaaja kattaa vain 180 asteen sektorin, koska antennin apertuurin ympäristöä approksimoidaan äärettömänä johdetasona. Säteilykuvioista voidaan määrittää puolen tehon keilanleveys, joka on E-tasossa 25° ja H-tasossa 28° . Antennin suuntaavuus on määritelty edellä lasketun mukaisesti 15,9 desibeliin. Yhteenveto antennin mitoista ja ominaisuuksista on koottu taulukkoon 1.



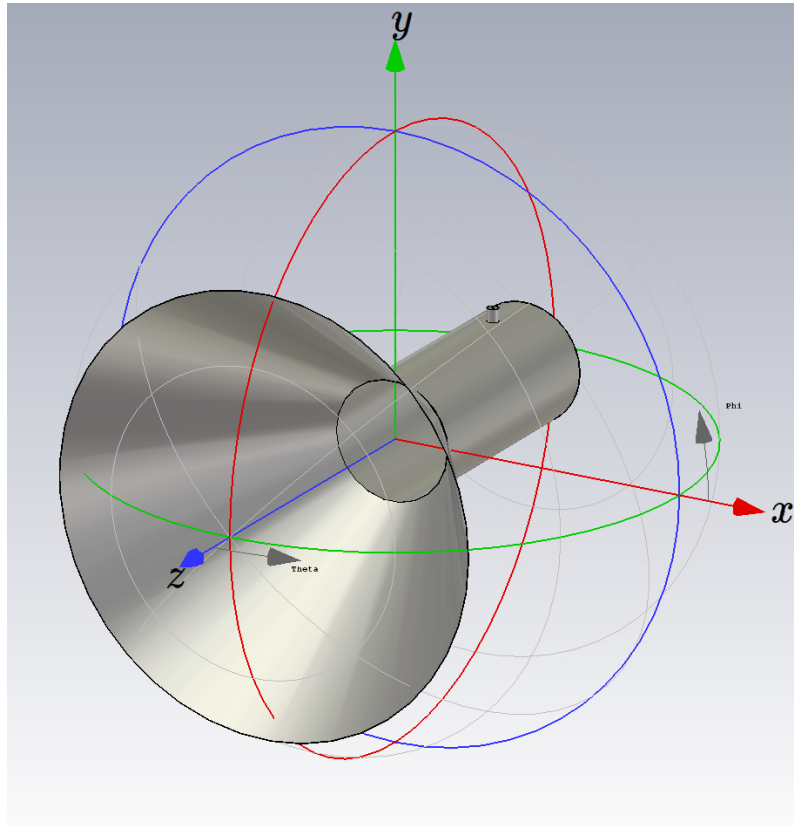
Kuva 5: Kaavojen (37) ja (36) avulla lasketut säteilykuviot E- ja H-tasossa.

Taulukko 1: Teorian pohjalta lasketut antennin mitat ja ominaisuudet

Ominaisuus	Laskettu arvo
Syötön etäisyys takaseinästä	49 mm
Torvikartion suun halkaisija	333 mm
Katkaistun torvikartion pituus	181 mm
Aaltoputken säde	46 mm
Syötön pituus	31 mm
Suuntaavuus	15,9 dB
E-tason keilanleveys	25°
H-tason keilanleveys	28°

4 Simulaatio

Antennista rakennettiin CST Studio Suite 2018 -ohjelmalla yksinkertainen malli, jossa lähtökohdaksi otettiin edellisissä luvuissa määritellyt antennin geometria ja mitat. Simulaatiomalli ja antennin koordinaatisto on esitetty kuvassa 6. E-taso muodostuu yz -tasoon ja H-taso xz -tasoon. Simulaattoria käytettiin sekä optimoimaan antennin mitat että mallintamaan antennin säteilyominaisuudet.



Kuva 6: Simulaatiomalli, joka on tehty ideaalijohteesta. Aaltoputken sisällä oleva syöttö osoittaa $-y$ -akselin suuntaan.

4.1 Mittojen optimointi

Optimoinnin alkuarvot etsittiin haarukoimalla taulukossa 2 lueteltuja parametreja ja etsimällä mitat, jotka aiheuttavat vähiten heijastuksia. Lopulliset arvot etsittiin käyttämällä simulaattorin Trust Region Framework -optimointialgoritmia. Se on lokaali optimointialgoritmi, eli se saattaa konvergoitua alkupisteen lähellä olevaan lokaaliin optimipisteeseen. Tämän vuoksi antennin optimaalisista mitoista pitää olla jo ennalta hyvä arvio, jotta voidaan varmistaa algoritmin konvergoituminen oikeaan pisteeseen. [15]

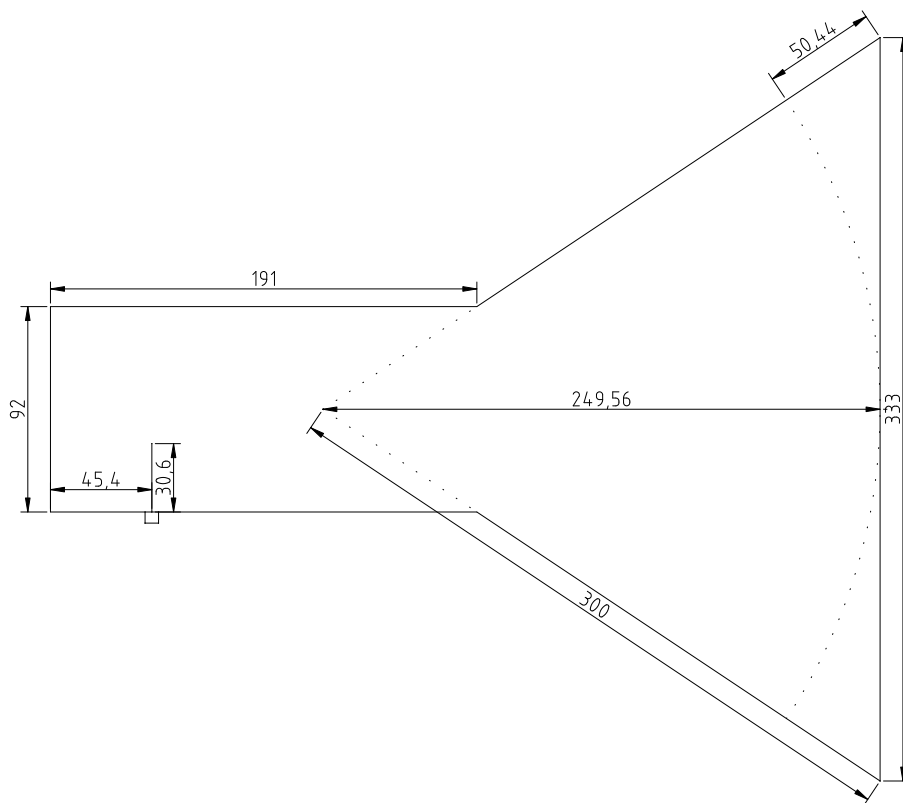
Asetuksiin määriteltiin kaksi maalia: S_{11} -parametrin pitää olla alle -20 dB halutulla taajuuskaistalla 2,400...2,485 GHz ja minimin täytyy sijaita taajuudella

2,4425 GHz. Simulaatiossa keskityttiin vain aaltoputken mittojen optimointiin, koska torven optimaaliset mittasuhteet on jo hyvin selvitetty alan kirjallisuudessa.

Optimointiparametreina olivat syöttöantennin pituus, sen sijainti ja aaltoputken pituus. Aaltoputken säde on ennalta määritelty 46 millimetriin. Taulukkoon 2 kootuista tuloksista nähdään, että syöttöantennin pituus vastaa melko tarkasti ennalta laskettua arvoa, eli vapaan aallonpituuden neljäsosaa. Myös sen etäisyys putken takaseinästä on lähellä laskettua 49 millimetriä, joskin hieman pienempi. Aaltoputken pituudeksi kannattaa simulaation perusteella määrittää noin 191 mm, joka vastaa lähes etenevän aallon pituutta. Kuvassa 7 on esitetty simulaation perusteella rakennettavan antennin piirustukset.

Taulukko 2: Simulaation perusteella optimoidut antennin mitat

Parametri	Haarukoitu väli	Valittu arvo
Syötön etäisyys takaseinästä	38 ... 53 mm	45,4 mm
Aaltoputken pituus	76 ... 305 mm	191 mm
Syötön pituus	26 ... 32 mm	30,6 mm



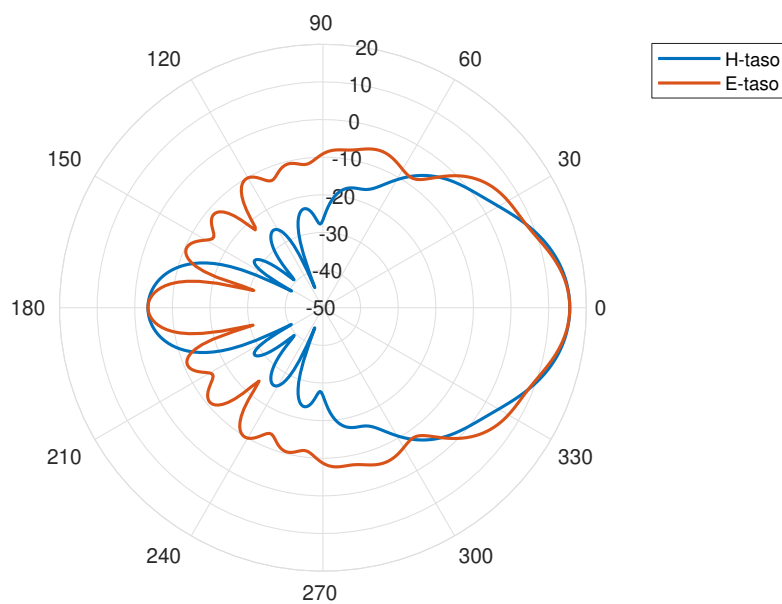
Kuva 7: Torviantennin mitat.

4.2 Simuloidut ominaisuudet

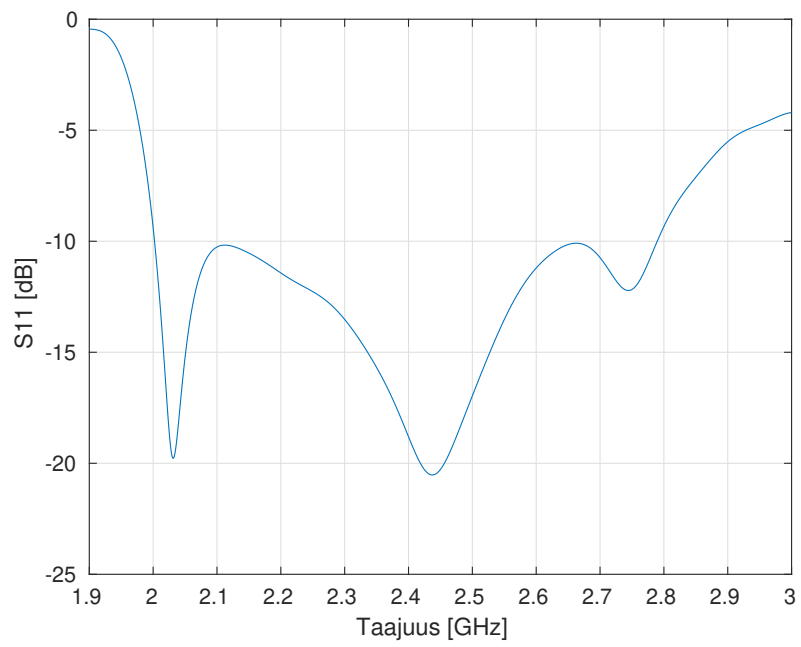
Antennin simulaatiotuloksista mielenkiintoisimmat ovat kaukokentän säteilykuvio kuvassa 8 ja S_{11} -parametri kuvassa 9. S-parametrikuvaaajasta voidaan arvioida antennin kaistanleveyttä ja sisäisten heijastusten määrää, kun taas kaukokentän säteilykuvioista voidaan selvittää antennin kokonaisvahvistus ja keilanleveys. Pelkkään vahvistukseen verrattuna kokonaisvahvistus ottaa huomioon myös antennin impedanssiepäsovituksista johtuvat häviöt [8]. Koska antennin pääkeila on verrattain leveä, eivätkä vahvimmat sivukeilat ole selvärajaisia, ei sivukeilatasoa ole mielekästä määrittää. Antennin simuloidut ominaisuudet on lueteltu taulukossa 3. Tuloksista voidaan huomata, että ne ovat erittäin lähellä laskettuja ominaisuuksia keilanleveyden ja vahvistuksen osalta.

Taulukko 3: Optimoidun antennin simuloidut ominaisuudet

Ominaisuus	Simuloitu arvo
Kokonaisvahvistus	15,6 dB
E-tason keilanleveys	24,8°
H-tason keilanleveys	28,2°
S_{11} kaistalla 2,400 . . . 2,485 GHz	< -18,1 dB



Kuva 8: Antennin simuloitu säteilykuvio H- ja E-tasossa. Antennin suuaukko osoittaa nollassuuntaan.



Kuva 9: Antennin simuloitu S_{11} -parametri

5 Mittaustulokset

Tässä luvussa esitetään suunnitelmien perusteella rakennetun fyysisen antennin mitaustulokset ja verrataan niitä simulaatiotuloksiin. Mittaukset tehtiin piirianalysaattorilla ja Elektroniikan ja nanotekniikan laitoksen StarLab-antennimittauslaitteella [16]. Kuvissa 15 ja 16 on esitetty itse rakennettu antenni StarLab-mittauslaitteen sisällä.

5.1 Antennin sovitus

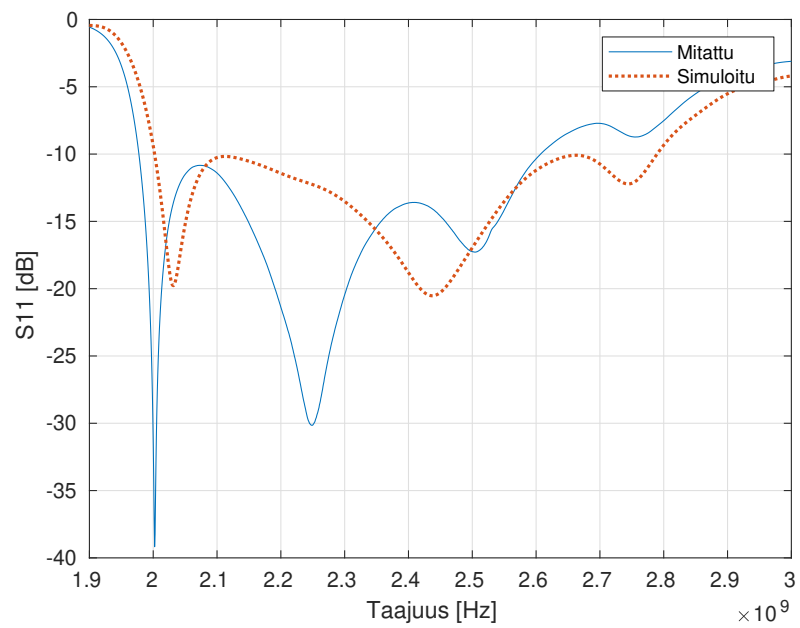
Jotta antenni toimisi mahdollisimman tehokkaasti, se täytyy sovittaa käytetylle taajuusalueelle. Hyvin sovitetussa antennissa ei tapahdu signaalin heijastuksia, vaan syötetty teho säteilee antennin ulkopuolelle. Sovituksen hyvyyttä kuvataan luvussa 2.2 esitetyllä S_{11} -parametrilla ja seisovan aallon suhteella.

Sovitus on otettu huomioon jo antennin suunnittelussa ja simuloinnissa eri komponenttien mittojen kautta. Kuitenkaan simulaatiomallit eivät aina ole täydellisiä tai antennin valmistuksessa on voinut olla mittaepätarkkuutta, minkä takia fyysinen antenni täytyy erikseen sovittaa piirianalysaattorin avulla.

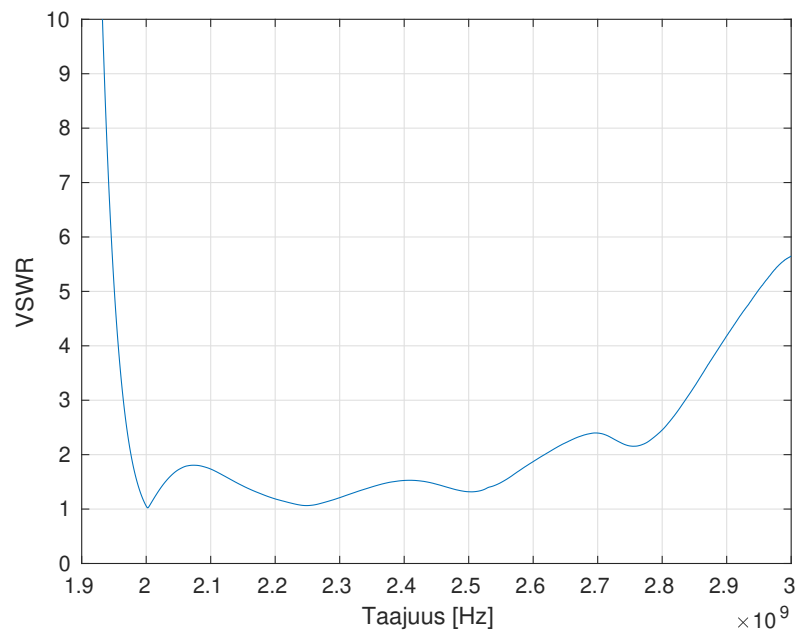
Sovituksen säätäminen toteutettiin etsimällä sellainen syöttöpinnan pituus, jolla S_{11} -parametri saatiin minimoitua taajuuskaistalla 2,400...2,485 GHz. Luvussa 4.2 tehdyn simulaation tulosten perusteella jopa alle $-18,1$ desibelin S_{11} -parametri olisi tällä kaistalla mahdollinen. Sovituksessa ei kuitenkaan päästy näin hyviin tuloksiin, vaan antennin S_{11} -parametri jäi välille $-16,6$... $-13,6$ dB. Tällöin 2,2...4,4 % syötetystä tehosta heijastuu takaisin. Piirianalysaattorilla mitattu S_{11} -parametri on esitetty kuvassa 10 ja tästä kaavalla (9) laskettu seisovan aallon suhde kuvassa 11. Varsin kohtuullinen sovitus saavutetaan taajuuskaistalla 2,0...2,6 GHz, jolloin S_{11} -parametri on alle -10 dB ja VSWR alle 2.

Koska antenni on suunniteltu käytettäväksi pienitehoisessa tutkassa, heijastukset eivät aiheuta liian suuria absoluuttisia häviöitä komponenteissa. Suuritehoisissa radiolaitteissa, kuten valvontatutkissa, antennin sovituksella on suurempi merkitys: jo pienet epätarkkuudet sovituksessa voivat aiheuttaa huomattavia häviöitä antennissa.

Sovitus oli simulaatiossa parempi kuin todellisuudessa. Myös sovitetun antennin syötön pituus oli lopulta pienempi kuin mitä simulaatio tai laskut antoivat olettaa – vain 27,5 mm. Tämä johtuu todennäköisesti fyysisen mallin mittaepätarkkuuksista. Pienillä S_{11} -parametrin arvoilla antennin mittojen virheillä on suuri vaikutus antennin sovitukseen: laboratoriomittauksissa huomattiin, että jo puolen millimetrin muutoksen antennin syötön pituudessa vaikuttivat S_{11} -parametriin monta desibeliä. Oletettavasti myös syötön etäisyydellä takaseinästä on suuri vaikutus heijastuskerrotimeen. Nämä mittaepätarkkuudet yhdessä vaikuttavat siihen, että kuvassa 10 esitetyt fyysisen antennin resonanssitaajuudet ovat eri paikoissa kuin simulaatiossa. Kuitenkin kuvaajien muoto on samankaltainen.



Kuva 10: Antennin mitattu S_{11} -parametri verrattuna simulaatiotuloksiin.



Kuva 11: Mitattu seisovan aallon suhde.

5.2 Säteilykuvio

Antennin säteilykuvio ja kokonaisvahvistus mitattiin Aalto-yliopiston Elektroniikan ja nanotekniikan laitoksen StarLab-antenninmittauslaitteella [16]. Kaukokenttäkuvio desibeleissä on esitetty kuvissa 12 ja 13.

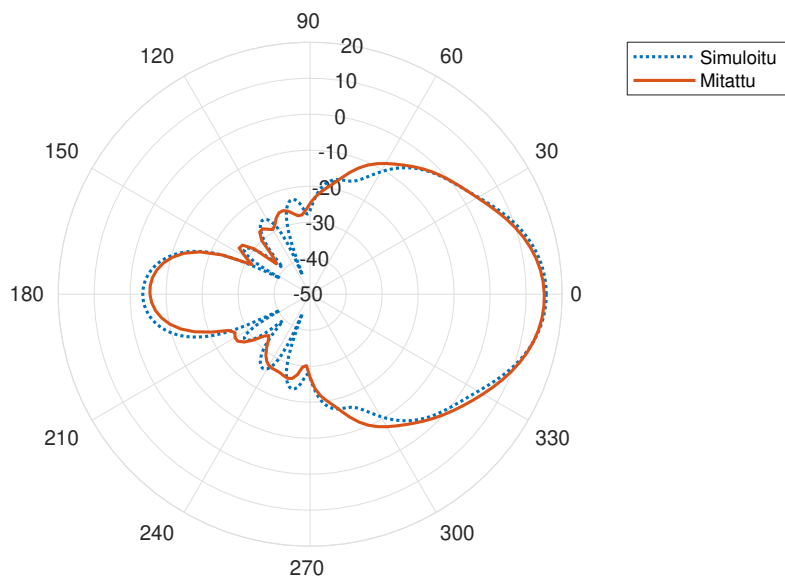
Puolen tehon keilanleveys arvioitiin kaukokenttäkuviosta interpoloimalla mitauspisteet ja etsimällä alue, jossa vahvistus on yli puolet maksimivahvistuksesta. Keilanleveydeksi saatiin H-tasossa $29,1^\circ$ ja E-tasossa $28,1^\circ$.

Mittaustulokset toistivat simuloidun säteilykuvion melko tarkasti. Kuvissa 12 ja 13 nähdään erot: simulaatiossa antennin vahvistus ja sivukeilatase ovat hieman suurempia. Kuitenkin erot ovat kokonaisuutena arvioiden hyvin pieniä.

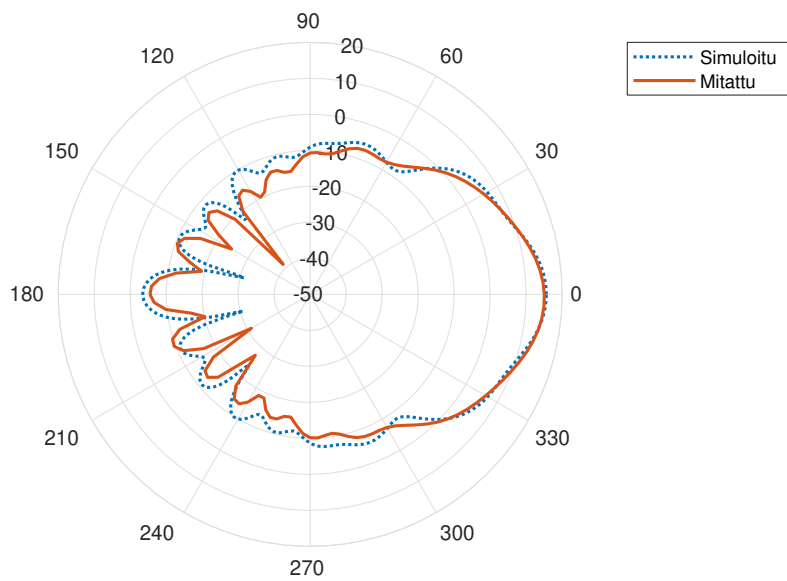
Antennin hieman heikompi vahvistus simulaatioon verrattuna johtuu todennäköisesti antennin resistiivisistä häviöistä ja sovituksen epätarkkuudesta. Simulaatiossa antennin materiaali mallinnettiin ideaalijohteenä, kun taas fyysisessä mallissa materiaalina käytettiin tinapronssia.

Taulukko 4: Antennin mittaustulokset

Ominaisuus	Mitattu arvo	Simuloitu arvo
Kokonaisvahvistus	15,1 dB	15,6 dB
E-tason keilanleveys	$28,1^\circ$	$24,8^\circ$
H-tason keilanleveys	$29,1^\circ$	$28,2^\circ$
S_{11} kaistalla 2,400 ... 2,485 GHz	$< -13,6$ dB	$< -18,1$ dB



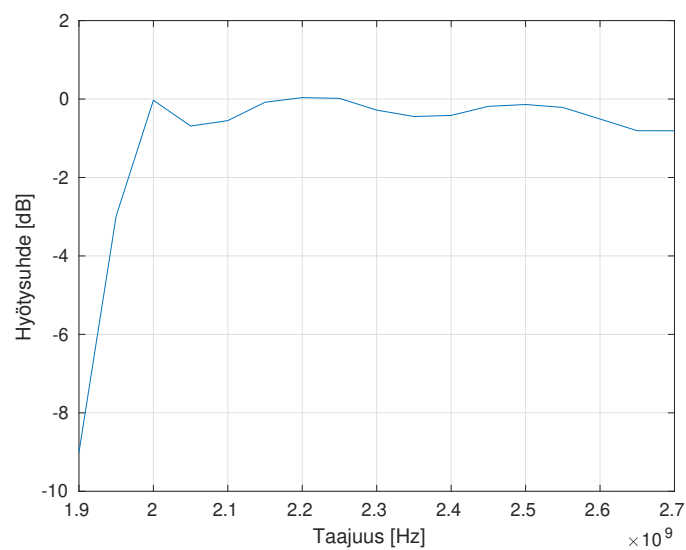
Kuva 12: Mittaustulokset verrattuna simulaatioon H-tasossa.



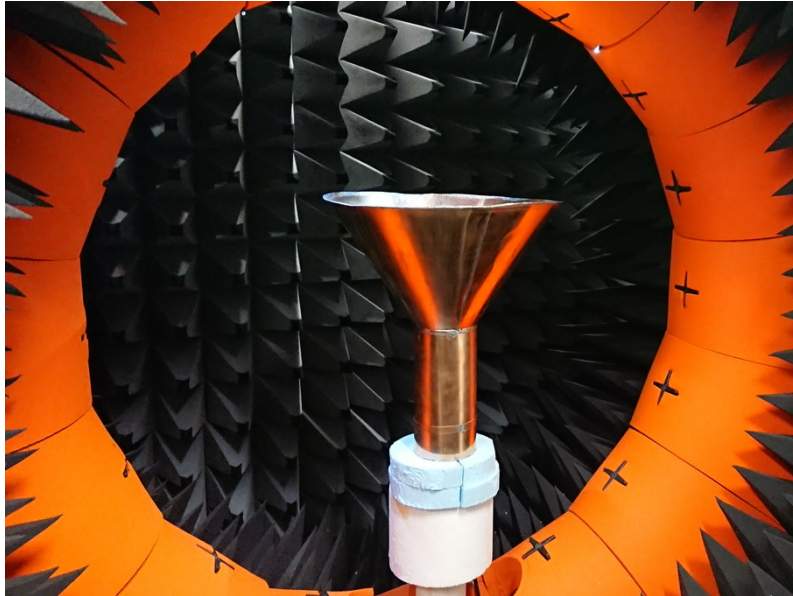
Kuva 13: Mittaustulokset verrattuna simulaatioon E-tasossa.

5.3 Kokonaissäteilyhyötysuhde

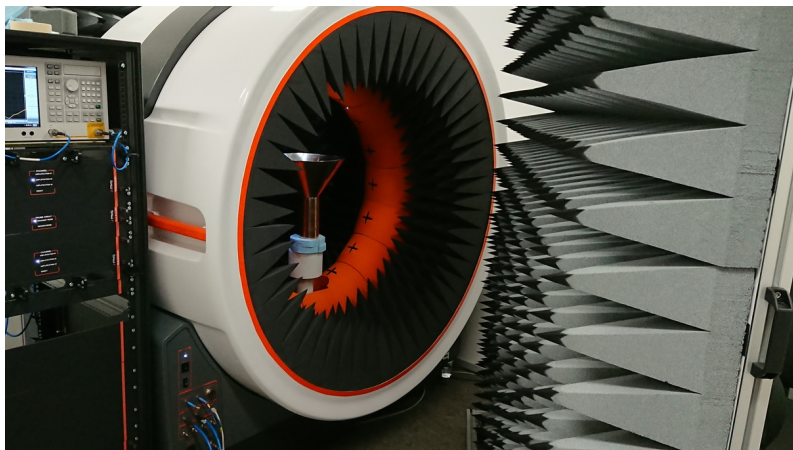
Antennin kokonaissäteilyhyötysuhde mitattiin StarLabilla. Säteilyhyötysuhteesta tämä suure eroaa siten, että se ottaa huomioon myös antennin impedanssin epäsovituksesta johtuvat häviöt [8]. Kuvassa 14 esitetyistä mittaustuloksista nähdään, että hyötysuhde on lähellä nollaa desibeliä halutulla taajuuskaistalla 2,400...2,485 GHz. Tulos osoittaa, että antennin sovitus on hyvä ja resistiiviset häviöt pienet. Hyötysuhteen kuvaajasta nähdään myös katkotasajuuden vaikutus antennin toimintaan: se mitoitettiin alun perin 1,91 gigahertsiin, ja antennin kokonaissäteilyhyötysuhde on oleellisesti heikompi tämän rajan alapuolella.



Kuva 14: StarLabilla mitattu antennin kokonaissäteilyhyötysuhde.



Kuva 15: Antennin asemointi mittauslaitteessa.



Kuva 16: Yleiskuva StarLab-antenninmittauslaitteesta. Keskellä kuvassa on mittauskammio ja vasemmalla vektoripiirianalysaattori.

6 Yhteenveto

Kandidaatintyön tavoitteena oli suunnitella pyöreä torviantenni käytettäväksi lyhyen kantaman tutkassa. Lisäksi tavoitteena oli kuvata suunnitteluprosessi ja antennisuunnittelun periaatteet kattavasti, koska alan kirjallisuudessa pyöreitä torviantenneita ei käsitellä yhtä laajasti kuin muita torviantennityyppejä. Työssä arvioitiin yksinkertaisen teorian, simulaation ja itse rakennetun antennin mittaustuloksien yhdenmukaisuutta ja pohdittiin, mistä erot johtuvat.

Antennin suunnittelussa yksinkertainen kenttäteoria osoittautui tehokkaaksi työkaluksi antennin mittasuhteisen laskemisessa ja säteilyominaisuuksien arvioinnissa. Aaltoputkiteoria puolestaan antaa lähtökohdan antennin kaistanleveyden määrittelylle. Säteilykuvion arvioiminen Fourier-muunnoksen avulla antaa hyvin osviittaa keilanleveydestä sekä säteilykuvion muodosta. Antennin vahvistus pystyttiin määrittämään teoriapohjaisen mallin pohjalta alle desibelin tarkkuudella verrattuna mittaustuloksiin.

Jos antennisimulaatio-ohjelma on käytettävissä, antennin ominaisuudet voi paremmin selvittää simulaation avulla. Simulaatio kykenee antamaan antennin säteilykuvion kaikissa avaruuskulmissa, mihin työssä esitelty teoria ei pysty. Ohjelmassa on myös mahdollista parametrisoida antennin mittoja, joita voidaan optimoida simulaatio-ohjelman sisäänrakennettujen algoritmien avulla. Tämän työn tapauksessa simulaatio-ohjelma kykeni kuvaamaan antennin säteilykuvion ja vahvistuksen lähes täydellisesti. Myös sirontaparametrien simulaatio onnistui odotetusti ja tulokset antoivat totuudenmukaisen kuvan antennin suorituskyvystä. Kuitenkin s-parametrisimulaation ja -mittausten välillä havaittiin pieniä eroja, jotka johtuvat todennäköisesti itse tehdyn antennin mittaepätarkkuuksista.

Työ osoittaa, että onnistuneen torviantennin suunnittelu ilman simulaatiota on mahdollista. Kuitenkin simulaatio-ohjelma tuo monia etuja verrattuna perinteiseen suunnitteluun, kuten mittojen optimoinnin. Vaikka simulaatiolla on mahdollista etsiä hyvin tarkkoja mittoja antennille, valmistusteknisistä syistä antenni on usein sovitettava piirianalysaattorin avulla: mittaepätarkkuuksien takia seisovan aallon suhde voi jäädä liian korkeaksi, jos sovitusta ei tehdä.

Viitteet

- [1] C. Balanis, *Antenna theory: Analysis and Design*, 4. painos. USA: John Wiley Sons, Incorporated, 2016.
- [2] O. Klemola ja A. Lehto, *Tutkatekniikka*, 2. painos. Helsinki: Otatieto, 1999.
- [3] A. Sihvola ja I. Lindell, *Sähkömagneettinen kenttäteoria: 2, Dynaamiset kentät*, 5. painos. Helsinki: Otatieto, 2004.
- [4] J. D. Kraus ja R. J. Marhefka, *Antennas For All Applications*, 3. painos. Boston, [MA]: McGraw-Hill, 2003.
- [5] I. Lindell ja K. Nikoskinen, *Antenniteoria*, 3. painos. Helsinki: Otatieto, 1995.
- [6] Wikimedia commons, käyttäjä Chetvorno. (maaliskuu 2012). Horn antenna types, [Verkkoaineisto]. Saatavissa: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Horn_antenna_types.svg [viitattu 24. 04. 2019].
- [7] W. L. Stutzman ja G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2. painos. USA: John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [8] “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas”, *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, 2014.
- [9] A. Räisänen ja A. Lehto, *Radiotekniikan perusteet*, 11. painos. Helsinki: Otatieto, 2003.
- [10] M. Valtonen ja A. Lehtovuori, *Piirianalyysi, osa 2: Muutosilmiöt, systeemi-funktiot ja siirto johdot*. Helsinki: Unigrafia Oy, 2017.
- [11] N. A. Aboserwal, “Gain and Loss Factor for Conical Horns, and Impact of Ground Plane Edge Diffractions on Radiation Patterns of Uncoated and Coated Circular Aperture Antennas”, tohtorinväitöskirja, Arizona State University, USA, 2014. [Verkkoaineisto]. Saatavissa: https://repository.asu.edu/attachments/140804/content/Aboserwal_asu_0010E_14316.pdf [viitattu 05. 05. 2019].
- [12] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*. 2016. [Verkkoaineisto]. Saatavissa: <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>.
- [13] Traficom, *Määräys luvasta vapaiden radiolähetimien yhteistajaajuuksista ja käytöstä*, 2019. [Verkkoaineisto]. Saatavissa: <https://www.finlex.fi/fi/viranomaiset/normi/480001/44836> [viitattu 05. 05. 2019].
- [14] A. King, “The Radiation Characteristics of Conical Horn Antennas”, *Proceedings of the IRE*, vol. 38, nro 3, s. 249–251, 1950.
- [15] Dassault Systèmes SE. (2019). Local Optimizers, [Verkkoaineisto]. Saatavissa: <https://www.cst.com/products/csts2/optimization/local-optimizer> [viitattu 04. 05. 2019].
- [16] Aalto-yliopisto. (2018). Aalto Electronics-ICT – Antennien karakterisointi, [Verkkoaineisto]. Saatavissa: <https://www.aalto.fi/fi/palvelut/aalto-electronics-ict-antennien-karakterisointi> [viitattu 26. 03. 2019].