

Metropolia Ammattikorkeakoulu
Elektroniikan koulutusohjelma

Karri Sirén

**UHF-alueen RFID-tunnisteen prototyypin antennin
suunnittelu, simulointi ja mittaaminen**

Insinööriyö 26.4.2010

Ohjaaja: tutkimuspäällikkö Marko Mattila
Ohjaava opettaja: koulutuspäällikkö Heikki Valmu

Kiitossanat

Haluan kiittää puolisoani ja perhettäni saamastani tuesta ja ymmärryksestä. Hyvistä neuvoista ja rakentavasta kritiikistä haluan kiittää Marko Mattilaa, Heikki Valmua sekä Jari Juoksukangasta. Kiitos tuesta ja avusta kuuluu myös Jari Holopaiselle.

Helsingissä keväällä 2010

Karri Sirén

Tekijä Otsikko	Karri Sirén UHF-alueen RFID-tunnisteen prototyypin antennin suunnittelu, simulointi ja mittaaminen
Sivumäärä Aika	75 sivua 26.4.2010
Koulutusohjelma	elektroniikka
Tutkinto	insinööri (AMK)
Ohjaaja Ohjaava opettaja	tutkimuspäällikkö Marko Mattila koulutus­päällikkö Heikki Valmu
<p>Insinööriyössä perehdyttiin UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin suunnitteluprosessiin sekä mittaamiseen. Työn tavoitteina oli toteuttaa antenni, jota voitaisiin käyttää paristoavusteisessa UHF-alueen RFID-tunnisteessa (Battery Assisted Passive Tag, BAP) sekä opetella mittaamenetelmä, jonka avulla voidaan mitata balansoidun antennin impedanssi suoraan antennin syöttöpisteestä.</p> <p>Työssä käsitellään antennisuunnittelussa tarvittavia perustietoja ja antennien perusominaisuuksia. Dipoliantennin perusrakenne käydään läpi ja selvitetään lyhyesti myös piirilevyllä toteutun dipoliantennin toimintaa. Lisäksi esitellään UHF-alueen RFID-tunnisteen suunnitteluvuorokki sekä tarkastellaan UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin kokoon ja muotoon liittyviä asioita. Impedanssien sovittamista tutkitaan sekä yleisellä tasolla että RFID-tunnisteen tapauksessa.</p> <p>Antennien suunnittelussa käytetyt menetelmät olivat lähdemateriaaleihin pohjautuva analyttinen menetelmä sekä kenttäsimulaattorin (Ansoft HFSS) käyttöön perustuva menetelmä. Esitellään kaksi prototyypiantennia: mutkittileva dipoliantenni (Meander Dipole Antenna) sekä suora puoliaaltodipoliantenni. Analyttisesti suunnitellusta antennista tehtiin myös simulaatiomalli vertailua varten. Suoraa puoliaaltodipoliantennia käytettiin tunnisteessa prototyypivaiheessa.</p> <p>Antennien mittaamisessa käytetty menetelmä ja saadut mittaustulokset esitellään ja mittaustuloksia vertaillaan simuloinnista saatuihin tuloksiin. Mitattujen antennien resonanssitaajuus paluuhäviön avulla mitattuna oli lähes sama kuin simuloituilla antenneilla. Mitattu sisäänmenoimpedanssi ei ollut yhteneväinen simulointitulosten kanssa. Myöhemmin, tämän insinööriyön jälkeen selvisi, että mittauksen kalibroinnissa tapahtuneen virheen vuoksi mitattujen s-parametrien vaiheet ilmenivät virheellisinä. Vaihe on mahdollista korjata mittauksiin myös jälkikäteen.</p> <p>Mitattu impedanssi on tärkeä tieto tunnisteen suunnittelussa, sillä sen avulla voidaan tarkistaa simulaation luotettavuus ja varmistua siitä, mikä antennin impedanssi on silloin, kun se on kiinnitetty tunnisteen muihin materiaaleihin.</p>	
Hakusanat	RFID, UHF, antenni, mittaaminen, impedanssi, simulointi, HFSS

Author Title	Karri Sirén Designing, simulating and measuring a prototype antenna for an UHF range RFID tag
Number of Pages Date	75 26 April 2010
Degree Programme	Electronics Engineering
Degree	Bachelor of Engineering
Instructor Supervisor	Marko Mattila, Research Manager Heikki Valmu, Director of Degree Programme
<p>This final year project focuses on the process of designing and measuring an RFID tag antenna for UHF range. The goals for this project were to make an antenna that could be used for a Battery Assisted Passive Tag (BAP tag) and to study a method for measuring the impedance of a balanced antenna directly from the antenna's feeding point.</p> <p>The methods used for designing prototype antennas were an analytical approach based on source material and an approach based on the use of Ansoft HFSS electromagnetic field simulator. Two antennas are presented, the antenna types are Meander Dipole Antenna and a straight half-wave dipole antenna. The latter was used in the tag at the prototype phase.</p> <p>The measurement method and the results are presented. The results were compared to those from simulation. The resonant frequency, based on return loss measurement, for the measured antennas was nearly the same as it was in simulation. The measured input impedance was not congruent with simulation. Later, after this project was completed, it was found that there had been an error in the calibration process of the measurement. Due to this error, the phase information of the measured s-parameters was incorrect. It is possible, however, to correct the phase error for the measurements afterwards.</p> <p>The measured impedance is important information when designing an RFID tag since it can be used for verifying the simulation results and to measure the antenna impedance when the antenna is attached to additional tag materials.</p>	
Keywords	RFID, UHF, antenna, measurement, impedance, simulation, HFSS

Sisällys

Tiivistelmä
Abstract

1	Johdanto	7
2	RFID-tekniikka	8
3	Antennit.....	9
3.1	Antennin kenttäalueet.....	10
3.2	Antennin parametrit	11
3.2.1	Suuntakuviot	11
3.2.2	Suuntaavuus ja vahvistus	14
3.2.3	Säteilyhyötysuhde.....	16
3.2.4	Antennin sisäänmenoimpedanssi	17
3.2.5	Polarisaatio	19
3.2.6	Efekttiivinen pinta-ala.....	20
3.2.7	Sirontapoikkipinta-ala.....	22
3.3	Dipoliantenni.....	24
3.3.1	Dipoliantennin säteilymekanismi.....	24
3.3.2	Lankadipoli.....	27
3.3.3	Piirilevyllä valmistettu dipoliantenni.....	27
3.4	Impedanssin sovittaminen	29
3.4.1	UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin impedanssin sovittaminen..	30
3.5	UHF-alueen RFID-tunnisteen antennit	32
3.5.1	Antennin koko	32
3.5.2	Valmistustekniikka	34
4	Antennien suunnittelu	35
4.1	Suunnitteluvuorot.....	35
4.2	Vaatimukset.....	36
4.3	Antennien rakenne	36
4.3.1	Mutkitteleva dipoliantenni (meander dipole antenna).....	37
4.3.2	Suora puoliaaltodipoliantenni	40
5	Antennien simulointi.....	42
5.1	Simulaattori	43
5.2	Simuloitavat parametrit.....	43
5.3	Simuloinnin tulokset	43
5.3.1	Suora dipoliantenni	43
5.3.2	Mutkitteleva dipoliantenni.....	48
6	Antennien mittaukset	52
6.1	Menetelmä ja laitteisto.....	52
6.1.1	Teoria.....	53
6.1.2	Mittausjärjestelmä.....	55
6.1.3	Kalibrointi- ja mittausprosessi	56
6.2	Mittaustulokset	58
6.2.1	Suora puoliaaltodipoli.....	59
6.2.2	Mutkitteleva dipoliantenni.....	61
7	Yhteenveto.....	65
	Lähteet.....	68

Liitteet	72
Liite 1. Testiantenni_xx:n heijastus- ja läpäisykertoimet.....	72
Liite 2. Testiantenni_1:n heijastus- ja läpäisykertoimet	73
Liite 3. Simulointitulosten vertailu	74

1 Johdanto

Työ tehtiin Metropolia Ammattikorkeakoulun Electrian T&K-tutkimusyksikköön. Electria on elektroniikka-alan valmistus-, tutkimus- ja koulutuspalveluita tarjoava yksikkö.

Työ liittyi hankkeeseen, jossa integroidaan e-paperinäytöt ja RFID-teknologia ihmisvirtojen ohjaamiseksi. Työssä perehdyttiin piirilevyllä toteutetun UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin suunnitteluprosessiin ja suunniteltiin erilaisia prototyyppiantenneja. Antennin oli alun perin tarkoitus toimia osana erilliskomponenteilla toteutettua UHF-alueen RFID-tunnistetta, mutta myöhemmin projektissa siirryttiin käyttämään integroitua RFID-sirua.

Työssä hyödynnettiin aikaisemmin esitettyjä suunnittelu- ja mittaamenetelmiä. Työn pääasialliset tavoitteet olivat toimivan antennin suunnittelu, balansoidun antennin impedanssin mittaaminen, kenttäsimulaattorin käytön opetteleminen ja hyödyntäminen antennin suunnittelussa sekä simulaatiotulosten tarkistaminen mittauksilla.

Työn alkuvaiheessa ei ollut mahdollisuutta käyttää kenttäsimulaattoria, joten antennin suunnittelu oli melko hankalaa ja hidasta. Lopullinen antennisuunnitelma projektiin toteutettiin yhteistyössä Tampereen Teknillisen Yliopiston RFID-tutkimusryhmän kanssa.

2 RFID-tekniikka

RFID (Radio Frequency Identification) eli radiotaajuinen tunnistaminen on tekniikka, jonka avulla voidaan tunnistaa kohteita langattomasti. RFID vastaa toimintaperiaatteeltaan jo laajasti käytössä olevaa viivakooditekniikkaa, jossa jokainen tunnistettava kohde yksilöidään siihen kiinnitettävällä viivakoodilla ja luetaan optisesti. RFID-järjestelmä koostuu RFID-tunnisteesta ja RFID-lukijasta. RFID-tekniikassa tunnistettava kohde varustetaan RFID-transponderilla eli tunnisteella, joka koostuu antennista ja siihen liitettävästä RFID-sirusta. [4, s. 1,6,7]

RFID-järjestelmän etuja verrattuna viivakoodijärjestelmään on, että tarvetta suoraan näköyhteyteen lukijan ja tunnisteiden välillä ei ole, useiden kohteiden samanaikainen tunnistaminen on mahdollista sekä toiminta on mahdollista myös vaativissa olosuhteissa, esimerkiksi kosteassa, jäisessä tai likaisessa ympäristössä [14].

RFID-järjestelmiä, joissa tunniste voidaan lukea yli metrin päästä, kutsutaan pitkän matkan järjestelmiksi. Nämä järjestelmät toimivat UHF- ja mikroaaltotaajuuksilla. Lyhyen matkan järjestelmät toimivat alle metrin lukuetaisyyksillä ja käyttävät matalampia taajuuksia, yleisesti alle 30 MHz. [4, s. 47] Yleisesti UHF-alueen RFID-laitteet toimivat taajuusalueella n. 860–960 MHz. Tämä alue on jaoteltu osiin siten, että eri maanosat käyttävät tiettyjä alueita. Muita yleisiä RFID-taajuuksia ovat esimerkiksi 9–135 kHz, 13.56 MHz, 433 MHz, 2.40–2.45 GHz. [15; 4, s. 161–167]

Kun sähkömagneettinen aalto törmää johonkin esteeseen, osa aallon sisältämästä tehosta heijastuu eli siroaa kohteesta sitä ympäröivään avaruuteen. Tutkatekniikassa hyödynnetään kohteen sirottamaa RF tehoa sen sijainnin määrittämisessä. RFID-tekniikassa hyödynnetään sironnutta tehoa kommunikointiin tunnisteelta lukijalle. Tunnistettavan kohteen sirontaominaisuudet kasvavat taajuuden kasvaessa, ja tästä syystä

takaisinsirontaan perustuvia järjestelmiä käytetään UHF- ja mikroaaltoalueilla. [4]

Passiivisessa tunnistuksessa kommunikointi tunnisteelta lukijalle tapahtuu takaisinsironnan avulla. Lukija lähettää tunnisteele moduloitua kantoaaltoa, joka sisältää tunnisteen tarvitseman energian sekä komentoja ja dataa. Tunniste vastaa lukijalle moduloimalla sisäänmenoimpedanssiaan haluamansa datan tahdissa, jolloin myös takaisinsiroava signaali moduloituu. Tunniste lähettää lukijalle oman yksilöllisen tunnistekoodinsa (EPC Electronic Product Code) ja mahdollisesti muuta dataa. [10; 4] *Semipassiivinen tunniste* on muuten samanlainen kuin passiivinen, mutta tunnisteeseen on lisätty paristo, joka tarjoaa energiaa tunnisteen toiminnoille. Pariston energiaa ei kuitenkaan käytetä lähettämiseen, vaan kommunikointi tapahtuu edelleen takaisinsironnan avulla. *Aktiivinen tunniste* sisältää sekä pariston että radiolähtetimen, jonka avulla kommunikointi tapahtuu. [15]

3 Antennit

Antenneilla voidaan synnyttää säteileviä sähkömagneettisia aaltoja sekä vastaanottaa niitä. Antenni toimii muuntimena, joka muuttaa ohjatun, siirtojohdossa värähtelevän sähkömagneettisen aallon vapaassa tilassa säteileväksi aalloksi samaan tapaan kuin kaiutin muuttaa jännitteen ilmanpaineen vaihteluksi ja edelleen ääneksi. Radiolinkkejä ja antenneja käytetään esimerkiksi siksi, että pitkillä matkoilla (esimerkiksi VHF-taajuuksilla yli 40 km etäisyydet) radioteitse kulkeva signaali vaimenee huomattavasti vähemmän, kuin jos samalla matkalla signaali siirrettäisiin metallia sisältäviä kaapeleita (aaltojohtoja) pitkin. Tämä johtuu siitä, että radioyhteydellä säteilytehon tiheys ilmassa pienenee etäisyyden r funktiona kaavalla $1/r^2$, kun taas aaltojohdossa vaimennus on vakio pituusyksikköä kohden, jolloin etäisyyden kasvaessa kokonaisvaimennus kasvaa eksponentiaalisesti. [1, s. 7]

Antennin säteilyominaisuudet riippuvat suurelta osin sen fyysisestä koosta suhteessa aallonpituuteen, ja jotta antenni pystyy tehokkaasti muuttamaan ohjatun jänniteaallon säteileväksi aalloksi, olisi sen hyvä olla kooltaan puoliaallon pituinen tai sen monikerta. [2] Antennit toimivat resiprookkisesti, eli niiden ominaisuudet ovat samanlaiset sekä lähetyksessä, että vastaanotossa [3, s. 156].

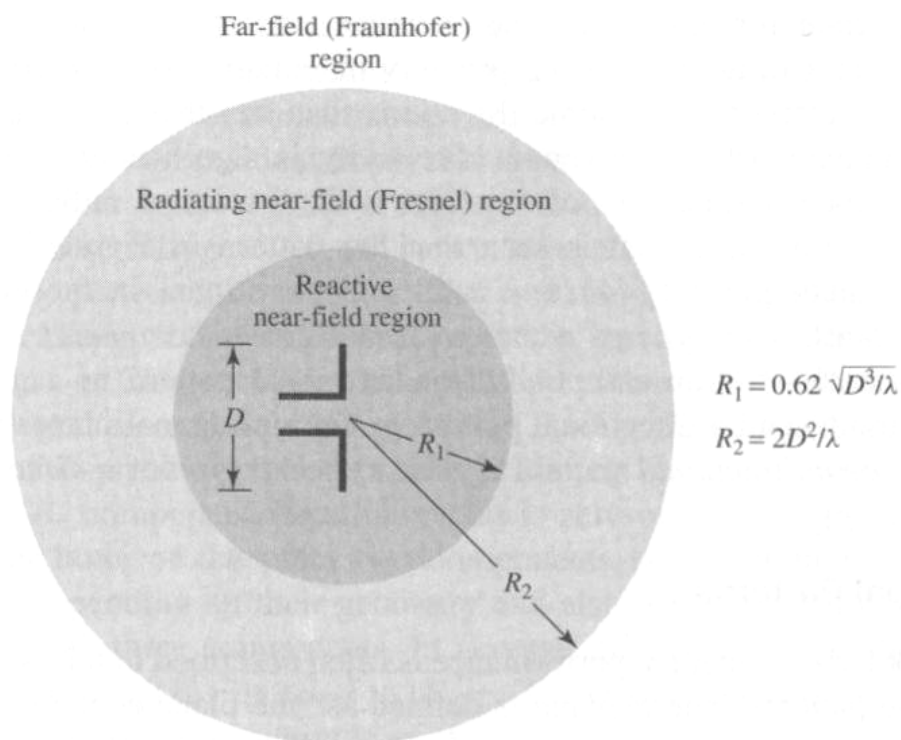
Yleisesti antennien rooli radiojärjestelmissä on välittää tai vastaanottaa informaatiota, mutta passiivisissa RFID-tunnisteissa antennilla on myös toinen rooli. Antenni kerää energiaa RFID-lukijan lähettämästä radiotaajuisesta kantoaallostaa ja välittää sen edelleen tunnisteen RFID-sirulle. Siru ei tarvitse toimintoihinsa muita energianlähteitä.

3.1 Antennin kenttäalueet

Antennia ympäröivä alue jaetaan yleensä kolmeen alueeseen: reaktiiviseen lähikenttään (reactive near-field), säteilevään lähikenttään (radiating near-field) ja kaukokenttään (far-field). Alueiden avulla voidaan kuvata kentän rakennetta kussakin pisteessä. Reaktiivisessa lähikentässä kentän reaktiivinen osa hallitsee eikä kenttä säteile. Säteilevässä lähikentässä reaktiivinen osa on huomaamattoman pieni ja säteilevät kentät hallitsevat. Säteilyominaisuudet riippuvat tarkasteluetaisyydestä. [3, s. 156]

Kaukokentän tarkastelu on yleensä antennin ominaisuuksia tutkittaessa kaikkein tärkein alue. Kaukokentän raja tarkoittaa sellaista etäisyyttä pois päin antennista, jonka jälkeen sähkömagneettinen aalto on täysin muodostunut ja irtaantunut antennista. Alueet rajasta ulospäin ovat antennin kaukokenttää. Kaukokentässä oleva sähkömagneettinen aalto ei voi enää kytkeytyä induktiivisesti tai kapasitiivisesti antenniin, mistä se on irtaantunut. [4, s. 113] Kaukokentän raja riippuu antennin pituudesta ja aallonpituudesta, ja usein se lasketaan kaavalla $2D^2/\lambda$, jossa D on antennin suurin dimensio ja λ on aallonpituus. Usein on hyödyllistä tietää antennin ominaisuudet juuri

kaukokentän alueella, sillä etäisyydet antennien välillä ovat yleensä suuria. [3, s. 157] Havaintokuva kenttäalueista on esitetty kuvassa 1.

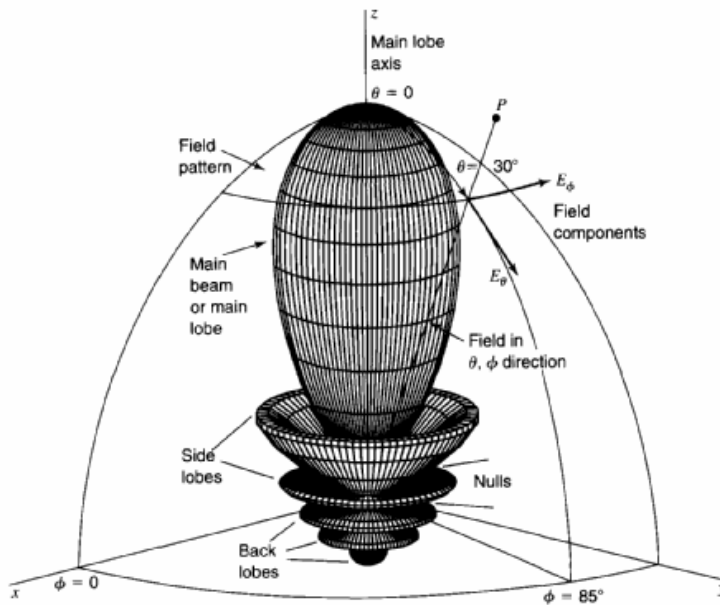


Kuva 1. Antennin kenttä-alueet [5, s. 34].

3.2 Antennin parametrit

3.2.1 Suuntakuvio

Suuntakuvio tai säteilykuvio ilmaisee antennin säteilemän tehotiheyden $P(\theta, \varphi)$ tai sähkökentänvoimakkuuden $E(\theta, \varphi)$ muutosta pallokoordinaatistossa kulmien θ ja φ funktiona [6, s. 14-15]. Suuntakuvio kuvaa antennin ominaisuutta säteillä siihen syötettyä tehoa ympäröivään avaruuteen. Antennin suuntakuvioiden esityksessä käytetään yleensä pallokoordinaatistoa. Pallokoordinaatisto ja erään antennin suuntakuvio on esitetty kuvassa 2.



Kuva 2. Antennin suuntakuvio pallokoordinaatistossa esitettyinä [6].

Antennin suuntakuvioista on usein havaittavissa *pääkeila* (*main lobe*), johon suurin osa säteilystä on keskittynyt (pääsäteilysuunta), sekä säteilyteholtaan heikommat *sivukeila* (*side lobe*) ja *takakeila* (*back lobe*).

On tavallista, että suuntakuviossa teholle ja kentälle käytetään normalisoituja arvoja $P_n(\theta, \varphi)$ ja $E_n(\theta, \varphi)$. Tällöin esimerkiksi kenttäkomponentti jaetaan sen maksimiarvolla, jolloin kentän maksimiarvoa pääsäteilysuuntaan voidaan merkitä ykkösellä tai 0 dB:llä. [6, s. 14, 15; 3, s. 157].

Pistemäisestä lähteestä säteilevä energia loittonee säteittäin ulospäin. Hetkellisesti pinta-alayksikön läpi virtaavaa energiaa kuvataan *Poyntingin vektorilla* $S(\theta, \varphi)$ eli tehotiheydellä (W/m^2)(1). [6, s. 73]

$$S(\theta, \varphi) = \frac{E_\theta^2(\theta, \varphi) + E_\varphi^2(\theta, \varphi)}{\eta} [\text{W/m}^2] \quad [6, \text{s. } 15] \quad (1)$$

Minkä tahansa antennin tai pistemäisen lähteen kaukokentässä Poyntingin vektorilla on vain radiaali komponentti S_r , siten $S_\theta = S_\varphi = 0$. Tällöin siis $|S| = S_r$ [6, s. 73]. Jos sähkökenttä E tai magneettikenttä H voidaan mitata, saadaan

Poyntingin vektori määritettyä, sillä kaukokentässä E:n ja H:n suhde on $\eta = 376.7 \Omega$. $|S|$ saadaan kaavasta 2, jossa E on rms arvo [7, s. 2].

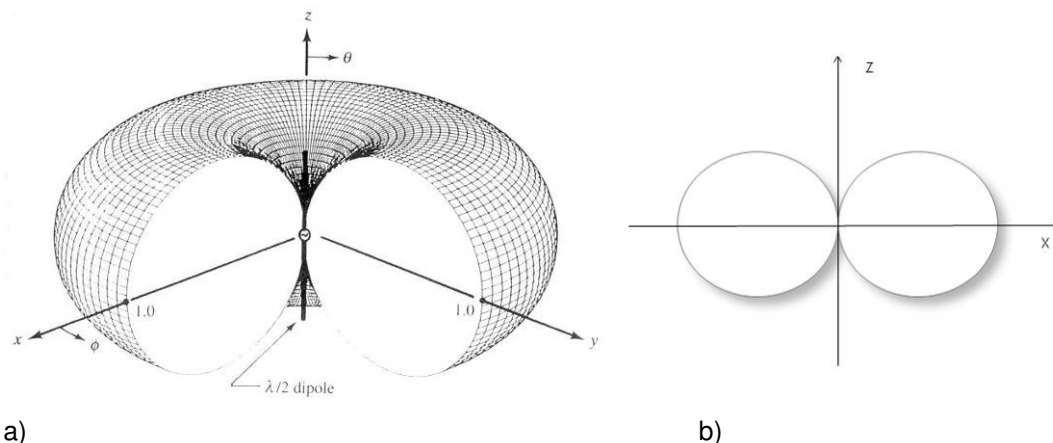
$$|S| = \frac{|E|^2}{\eta} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (2)$$

Keskiarvoinen tehotiheys voidaan laskea kaavasta 3, jossa kenttäkomponentit, E ja H, ovat huippuarvoina. Koska tehotiheys antennin kaukokentässä on pääosin reaalinen, kaavassa käytetään reaaliosaa sähkökentän ja magneettikentän ristitulosta. [5, s. 39]

$$S_{AV} = \frac{\text{Re}[E \times H^*]}{2} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (3)$$

Suuntakuviota voidaan esittää myös kaksiulotteisina leikkauksina, jolloin joko θ tai φ on vakio. *Pääleikkaukset (principal plane patterns/cuts)* ovat yleensä tärkeimmät, ja ne ovat kohtisuorassa toisiaan vastaan. Kuvassa 2 pääleikkaukset ovat tasot xz ja yz. Jos suuntakuviota on symmetrinen z-akselin suhteen, on riittävää tarkastella vain toista leikkausta. [6, s. 15] Lineaarisesti polarisoituneen antennin tapauksessa päätasot ovat suoraan E- ja H-kentän suuntaiset [3, s. 191].

Puoliaaltodipolin suuntakuviota on esitetty kuvissa 3a ja 3b. Kuvasta 3b nähdään, että dipolin tapauksessa varsinaisia sivu- ja takakeiloja ei ole, joten voidaan ajatella, että dipolilla on symmetrisesti kaksi pääkeilaa säteilykuvion leikkaavassa tasossa. Kolmiulotteisesta kuvasta (3a) havaitaan, että säteilykuviota muistuttaa donitsia. Dipolin suuntakuviota muistuttaa *isotrooppisen* eli ympärisäteilevän antennin suuntakuviota.



a) Kuva 3a. Puoliaaltodipolin 3D-suuntakuviokuva [5] b) Kuva 3b. Puoliaaltodipolin 2D-suuntakuviokuva xz-tasossa.

3.2.2 Suuntaavuus ja vahvistus

Suuntaavuus D epäisotrooppiselle säteilijälle voidaan määrittellä sen määrätyn suunnan säteilyintensiteetin U [W/avaruuskulmayksikkö] suhteena isotrooppisen säteilijän säteilyintensiteettiin. Jos suuntaa ei ole erikseen määritetty, suunta on antennin maksimisäteilysuunta. [5, s. 44] Suuntaavuus kertoo, miten vahvasti antenni säteilee siihen syötetyn tehon maksimisäteilysuuntaansa.

Suuntaavuus maksimin suuntaan määritellään kaavalla 4 [5]:

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (4)$$

U_{\max} = maksimisäteilyintensiteetti [W/yksikköavaruuskulma]

U_0 = keskimääräinen säteilyintensiteetti, isotrooppisen antennin säteilyintensiteetti [W/yksikköavaruuskulma]

P_{rad} = antennin säteilemä keskimääräinen kokonaisteho

U_{\max} voidaan laskea kertomalla tehotiheys maksimin suuntaan (S_{\max}) etäisyyden r neliöllä eli $U_{\max} = r^2 S_{\max}$. P_{rad} saadaan integroimalla Poyntingin vektori antennin kaukokentässä olevan pallon pinnan yli. [5, s. 39, 40; 6, s. 75]

Isotrooppisen säteilijän suuntaavuus on 1, koska se säteilee joka suuntaan tasaisesti yhtä paljon, tällöin $U_{\max} = U_0$. Suuntaavuus on siis yksikötön suhdeluku, joka on ≥ 1 . Usein D ilmoitetaan myös desibeleinä, tällöin $D_{\text{dB}} = 10 \cdot \log D$.

Langasta tehdyn puolialttopolin maksimisuuntaavuus tunnetaan (ks. kaava 5).

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = 4\pi \frac{U |_{\theta=\pi/2}}{P_{\text{rad}}} = \frac{4}{C_{\text{in}}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \cong 1.643 = 2.156 \text{ dB} \quad (5)$$

Kaavassa 5 C_{in} koostuu kosini-integraaleista, joita ei tässä tarkemmin esitellä. [5, s. 183]

Vahvistus G on lähes sama asia kuin suuntaavuus. Vahvistus on todellinen, epäideaalinen arvo, joka on aina pienempi kuin D . Tämä johtuu antennin tehohäviöistä. Häviöt voivat olla ohmisia johtavuushäviöitä tai dielektrisyshäviöitä, ja epäsovitus antennin syötössä voi pienentää myös antennin vahvistusta. [6, s. 23; 5, s. 66] IEEE-standardin määritelmän mukaan vahvistuksessa G ei kuitenkaan huomioida impedanssiepäsovituksesta tai polarisaatioepäsovituksesta johtuvia häviöitä [8, s. 15]. Vahvistuksen verrannollisuus suuntaavuuteen on esitetty kaavassa 6, jossa k on *säteilyhyötysuhde (radiation efficiency)* eli G/D . [6, s. 24]

$$G = kD \quad (6)$$

G = vahvistus

D = suuntaavuus

k = säteilyhyötysuhde ($0 < k < 1$)

Vahvistus voidaan laskea kaavasta 7, joka on muuten käytännössä sama kuin suuntaavuuden kaava 4, mutta nimittäjässä on antennin säteilemän kokonaistehon P_{rad} sijasta antenniin syötetty teho P_{in} [5, s. 66].

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{in}}}, \quad (7)$$

jossa $U(\theta, \phi) = r^2 S(\theta, \phi)$ [7, s. 4; 6, s. 119]

Kokonaissäteilyteho on verrannollinen sisäänmenoon syötettyyn tehoon hyötysuhteella k (ks. kaava 8) [5, s. 66].

$$P_{\text{rad}} = kP_{\text{in}} \quad (8)$$

Usein antennin tehovahvistus annettuun suuntaan jaetaan jonkin tunnetun referenssiantennin, kuten dipolin tai isotrooppisen säteilijän, vahvistuksella, jolloin kyseessä on *suhteellinen vahvistus*. Sisään menevän tehon tulee olla molemmille antennille sama. Usein referenssiantenni on dipoli- tai torviantenni. Yleisin referenssiantenni on kuitenkin häviötön isotrooppinen säteilijä. [5, s. 66]

3.2.3 Säteilyhyötysuhde

Antennin *kokonaishyötysuhde* e_0 määritellään kaavalla 9:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (9)$$

e_0 = kokonaishyötysuhde

e_r = sovituksen hyötysuhde = $(1 - |\rho|^2)$

e_c = johtavuushyötysuhde

e_d = dielektrisyshyötysuhde

ρ = jännitteen heijastuskerroin = $\frac{(Z_{\text{in}} - Z_0)}{(Z_{\text{in}} + Z_0)}$,

jossa Z_{in} = antennin sisäänmenoimpedanssi ja Z_0 = siirtolinjan ominaisimpedanssi. [5, s. 64, 65]

Käytännössä e_c :n ja e_d :n määrittäminen laskennallisesti on vaikeaa joten usein ne määritetään kokeellisesti. Kokeellisessa määrittäyksessä parametrien erottaminen toisistaan on vaikeaa, usein kirjoitetaan $e_0 = e_{cd}(1-|\rho|^2)$, jossa e_{cd} on antennin *säteilyhyötysuhde* eli $e_{cd} = k$. Antennin säteilyhyötysuhde voidaan ilmaista kaavalla 10, säteilyresistanssin R_r ja häviöresistanssin R_L avulla. [5, s. 64, 65, 86]

$$k = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (10)$$

3.2.4 Antennin sisäänmenoimpedanssi

Antennin sisäänmenoimpedanssi Z_A voidaan esittää seuraavasti:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (11)$$

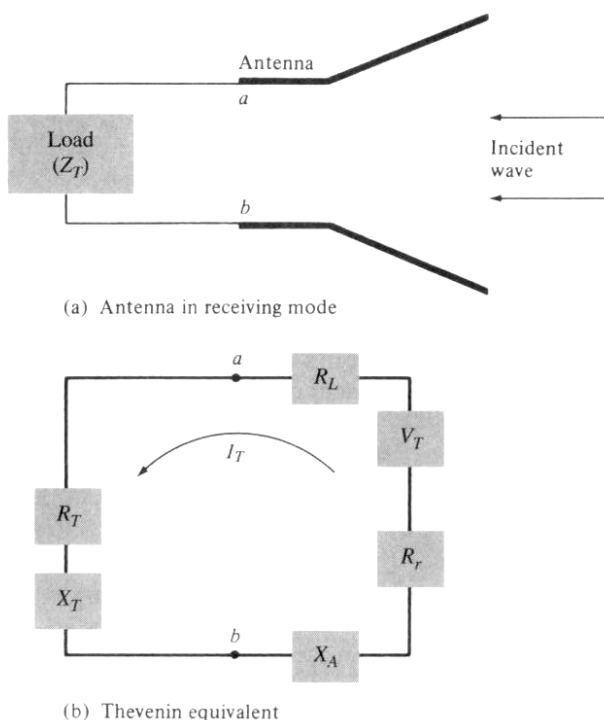
R_A = antennin resistanssi

X_A = antennin reaktanssi

Z_A on antennin syöttönavoissa näkyvä impedanssi, joka on jännitteen ja virran suhde. R_A koostuu säteilyresistanssista R_r ja häviöresistanssista R_L . [5, s. 80, 81] Säteilyresistanssiin syötetty teho ajatellaan antennin avaruuteen säteilemänä tehona. Häviöresistanssiin syötetty teho muuttuu sen sijaan lämmöksi.

Antenni on resiprookkinen komponentti, joten lähetys- ja vastaanottomalli ovat hyvin yhteneväisiä. Tästä syystä tässä esitetään vain vastaanottoantennin malli. Vastaanottoantennin malli ja vastinpiiri (Thevenin) on esitetty kuvissa 4a ja 4b. Z_A on kuvassa 4a näkyvistä syöttöpisteistä a ja b oikealle näkyvä impedanssi.

Tämä malli (4b) soveltuu vain yksinkertaisille pienille antenneille, joissa ei ole häviöllistä dielektristä materiaalia tai johtavaa maatasoa lähellä, joiden aiheuttamaa häviöresistanssia ei voida esittää sarjassa säteilyresistanssin kanssa. [5, s. 82–84]



Kuva 4. Vastaanottavan antennin vastinpiiri. Pisteet a ja b ovat antennin syöttöpisteet, kuva 4a on vastaanottoantennin malli ja kuva 4b sen Thevenin vastinpiiri. [5, s. 84]

$Z_T =$ RFID-transponderin sisäänmenoimpedanssi ($Z_T = R_T + X_T$)

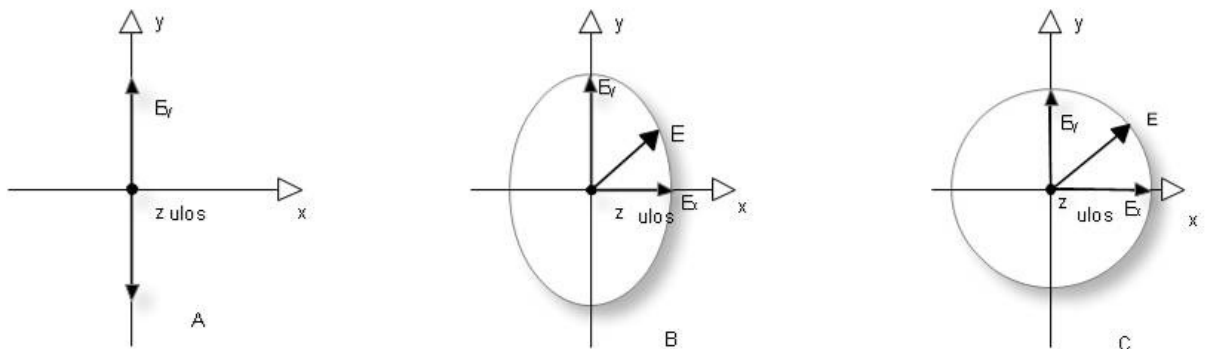
$V_T =$ antenniin tulevan aallon (incident wave) aiheuttama jännite antennissa, voidaan ajatella generaattorijännitteenä

Yleisesti Z_A muuttuu taajuuden funktiona, joten antenni voidaan sovittaa syöttöjohtimeen jollakin taajuusalueella, ei kaikilla taajuuksilla.

Sisäänmenoimpedanssiin vaikuttavat lisäksi esimerkiksi antennin muoto, sen lähellä olevat materiaalit sekä herätemenetelmä (excitation method). Antennien moninaisuuden vuoksi vain muutamille antennityypeille on kehitetty analyttisiä menetelmiä sisäänmenoimpedanssin määrittämiseksi, muille antennityypeille sisäänmenoimpedanssi on määritetty kokeellisesti. [5, s. 85]

3.2.5 Polarisaatio

Polarisaatio kuvaa tasoaallossa värähtelevän sähkökentän komponenttien värähtelysuuntia. Antennin polarisaatio tunnettuun suuntaan määräytyy sen säteilemän aallon polarisaation mukaan. Jos suuntaa ei ole erityisesti määritelty, se on antennin maksimivahvistuksen suunta [8, s. 25]. Jos tasoaallossa värähtelevällä sähkökentällä ei ole kuin esimerkiksi vertikaalinen komponentti ja horisontaalinen komponentti on nolla, puhutaan *lineaarisesti vertikaalisesti polarisoituneesta tasoaallosta (LP)*. Jos taas vertikaalinen sähkökenttäkomponentti on nolla ja vain horisontaalinen sähkökenttäkomponentti värähtelee, kyseessä on *lineaarisesti horisontaalisesti polarisoitunut tasoaalto*. Lisäksi aalto voi olla lineaarisesti polarisoitunut, jos sillä on kaksi toisiinsa kohtisuorassa olevaa komponenttia, joiden välinen vaihe-ero δ on 180° tai sen monikerta. [6, s. 44; 5, s. 74] Lineaarisesti vertikaalisesti (y-suunnassa) polarisoitunut aalto on esitetty kuvassa 5a.



Kuva 5. Lähestyvän aallon eri polarisaatiot, kuvissa b ja c vektori E pyörii myötäpäivään.

Jos sähkökenttä värähtelee sekä x- että y-suunnissa ja komponenttien välillä on vaihe-ero δ , puhutaan *elliptisesti polarisoituneesta aallosta (EP)*.

Kokonaissähkökenttävektori E pyörii ajan funktiona, ja jos z akselin arvo on vakio, E :n kärki piirtää ellipsin. [6, s. 44] E :n pyörimissuunta määräytyy siten, että jos aallon kulkusuunta on katsojasta poispäin, niin E pyörii vaiheessa edellä olevasta komponentista myötäpäivään kohti vaiheessa jäljempänä olevaa

komponenttia. Jos E pyörii etenemissuuntaan katsottuna myötäpäivään, on kyse oikeakätisestä elliptisestä polarisaatiosta. Jos E pyörii etenemissuuntaan vastapäivään, aalto on vasenkätisesti elliptisesti polarisoitunut.

Pyörimissuunnan määrittämisessä vaihe-ero tulisi olla alle 180° ja vaiheet $0-180^\circ$ ajatella johtaviksi ja vaiheet $180-360^\circ$ seuraaviksi. [5, s. 75] Elliptisesti polarisoitunut aalto on esitetty kuvassa 5b. Akselisuhde AR (Axial Ratio) kuvaa ellipsin isoakselin suhdetta pikkuakseliin, kuvasta 5b AR on $2|E_y|/2|E_x| = |E_y|/|E_x|$. [3, s. 44] Lisäksi polarisaatio on elliptinen, jos erisuuruisten komponenttien $\delta \neq 0^\circ$ tai 180° monikerta. Lisäksi jos komponentit ovat samansuuruisia ja $\delta \neq 90^\circ$ tai sen pariton monikerta, on polarisaatio elliptinen. Erikoistapauksena on elliptisesti polarisoitunut aalto, jonka $AR = \infty$, jolloin kyseessä on siis lineaarisesti polarisoitunut aalto. [5, s. 74, 75]

Ympyräpolarisoituneella aallolla (CP) AR = 1 eli komponentit ovat samansuuruiset. Lisäksi $\delta = 90^\circ$ tai sen pariton monikerta.

Ympyräpolarisoituneelle aallolle pyörimissuunta noudattaa samaa kuin elliptiselle polarisaatiolle. Ympyräpolarisoitunut aalto on esitetty kuvassa 5c.

Energia siirtyy optimaalisesti kahden lineaarisesti polarisoidun antennin välillä, jos molemmilla on sama polarisaatiosuunta. Heikoimmin energia siirtyy, jos lähettävän antennin polarisaatio on 90° tai 270° kulmassa vastaanottavan antennin polarisaatioon. Polarisaatiosta aiheutuva häviö on tällöin noin 20 dB. Jos lähettävän antennin polarisaatio on CP ja vastaanottavan antennin polarisaatio on LP, polarisaatiosta aiheutuva häviö on 3 dB. [4, s. 116, 117]

3.2.6 Efektiivinen pinta-ala

Antennin efektiivinen pinta-ala eli *sieppauspinta (effective aperture) A_e* on tehollinen pinta-ala, joka voidaan ajatella haavina tai ikkunana, jonka avulla antenni sieppaa pinnan läpi tehotiheydellä S kulkevan tehon ja siirtää sen kuormaan. Vastaanotettu teho P_r voidaan laskea kaavasta 12. Tässä oletetaan,

että tehon siirtymisen kannalta olennaiset parametrit, kuten polarisaatio ja kohdistus, ovat optimaaliset. [1, s. 33; 4, s. 122]

$$P_r = A_e S \quad (12)$$

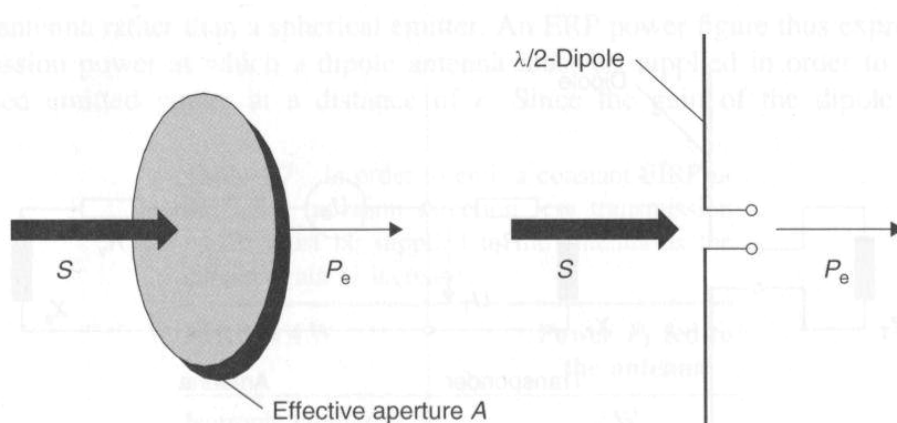
Sieppauspinta voidaan laskea kaavasta 13:

$$A_e = \frac{P_r}{S} = \frac{V_0^2 \cdot R_r}{S \cdot [(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2]}, \quad (13)$$

missä V_0 on antenniin indusoitunut jännite. Tehosovitetussa tapauksessa ($Z_A = Z_T^*$) ja $R_L = 0$ kaava 13 voidaan yksinkertaistaa kaavan 14 muotoon [4, s. 122, 123]:

$$A_e = \frac{U_0^2}{4SR_r} \quad (14)$$

Havaintokuva sieppauspinnasta ja antennille tulevasta tehosta on esitetty kuvassa 6, jossa $P_e = P_r$.



Kuva 6. Sieppauspinnan ja vastaanotetun tehon suhde [4].

Sieppauspinta voidaan myös laskea tunnisteen antennin vahvistuksen G avulla kaavasta 15 [9; 4, s. 124].

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (15)$$

Minkä tahansa antennin maksimisieppauspinta voidaan määrittää kyseisen antennin maksimisuuntaavuuden D_0 avulla, jolloin kaavassa 15 vahvistuksen G paikalla on D_0 [5, s. 93].

3.2.7 Sirontapoikkipinta-ala

Kun antennista säteilevä sähkömagneettinen aalto kohtaa jonkin esteen, osa aallon sisältämästä energiasta absorboituu esteeseen ja muuttuu lämmöksi. Jäljelle jäävä energia siroaa esteestä eri suuntiin. Osa sironneesta tehosta palaa takaisin alkuperäisen säteilyn aiheuttaneeseen antenniin. Tutkatekniikassa hyödynnetään tätä sironnutta tehoa kohteen sijainnin määrittämisessä. [4, s. 117]

Sirontapoikkipinta σ eli Radar Cross Section on kaukokenttäparametri, jonka avulla kuvataan tutkakohteen sirotusominaisuuksia. Joillekin kohteille tämä parametri halutaan mahdollisimman pieneksi, jotta kohde ei näkyisi tutkassa, esimerkkinä häivetekniikalla varustetut lentokoneet. [5, s. 98, 99]

RFID-tekniikassa on hyödyllistä, jos tutkakohteella eli RFID-tunnisteella on mahdollisimman voimakas sironta tai kaiku katsottuna RFID-lukijasta. Tunnisteen antenni heijastaa tehon P_s , joka riippuu antennille tulevasta tehotiheydestä S ja antennin sirontapoikkipinnasta (ks. kaava 16) [4, s. 117].

$$P_s = S \sigma \quad (16)$$

Sirontapoikkipinta on lähes analoginen sieppauspinnan kanssa, ja σ voidaan laskea korvaamalla kaavasta 13 osoittajan R_T säteilyresistanssilla R_r (17). Tämä johtuu siitä, että kuten kuvasta 4 voidaan havaita, virta, joka kulkee antennilta kuormaan Z_T , kulkee myös antennin säteilyresistanssin läpi aiheuttaen

säteilytehon P_s . Lisäksi tehosovitetulla antennilla ($Z_A = Z_T^*$) $\sigma = A_e$.

Konjugaattisessa sovituksessa puolet tehosta menee kuormaan ja puolet jää generaattoriin, tässä tapauksessa antennin ulosmenoimpedanssiin, ja säteilee avaruuteen. [4, s. 123]

$$\sigma = \frac{V_0^2 \cdot R_r}{S \cdot [(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2]} \quad (17)$$

Sirontapoikkipinta on merkityksellinen tekijä RFID-tekniikan tapauksessa, sillä informaation siirto tunnisteelta lukijalle tapahtuu kuormaa Z_T moduloimalla.

Seuraavassa on esitetty, miten σ käyttäytyy, jos Z_T saa arvot 0 ja ∞ , eli kaavaan 17 R_r :n ja X_T :n paikalle sijoitetaan edellä mainitut arvot. [4, s. 123]

$$\sigma_{\max} = 4A_e, \text{ kun } Z_T = 0 \text{ (} R_T = 0 \text{ ja } X_T = -X_A\text{)}. \quad (18)$$

$$\sigma_{\min} = 0, \text{ kun } Z_T = \infty. \quad (19)$$

Lukijan antennille palaava, sironneen tehon aiheuttama tehotiheys S_{back} voidaan laskea kaavasta 20 [4, s. 117]:

$$S_{\text{back}} = \frac{P_{\text{EIRP}} \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot r^4} \quad (20)$$

P_{EIRP} = lukijan antennille syötetty teho (teho jolla isotrooppista antennia tulisi syöttää, jotta saavutetaan standardin mukainen säteilyteho etäisyydellä r)

r = etäisyys säteilylähteestä (tunnisteesta)

3.3 Dipoliantenni

Dipoliantenni on yksi yleisimmistä, vanhimmista ja parhaiten tunnetuista antennirakenteista. Dipoli on yleensä keskeltä katkaistu ja syötetty suora johdin. Etenkin lanka-antenneissa dipoli on erittäin paljon käytetty antennityyppi. Dipoli- ja monopoliantennit ovat laajimmin käytettyjä antenneja esimerkiksi matkaviestinjärjestelmissä [5, s. 195]. [3, s. 164]

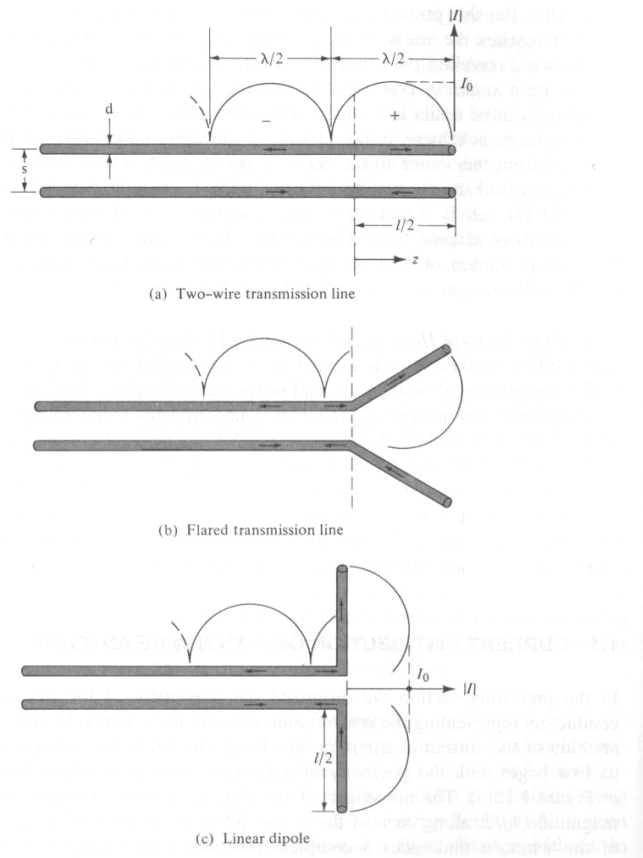
Dipoliantenneista ehkä tunnetuin ja käytetyin antenni on puoliaaltodipoli. Nimensä mukaisesti antenni on puolen aallon mittainen ($L=\lambda/2$). Puoliaaltodipolin säteilyresistanssi on n. 73Ω , joka on lähellä yleisesti käytettyjen 50 ja 75Ω :n siirtolinjojen ominaisimpedanssia. Antennin sovittaminen tällaisiin siirtolinjoihin yksinkertaistuu etenkin resonanssitaajuudella. [5, s. 182] Useat antennirakenteet UHF-alueen RFID-tunnisteissa pohjautuvat tavalliseen dipoliantenniin.

3.3.1 Dipoliantennin säteilymekanismi

Yksittäinen johdin voi synnyttää säteilyä, jos siinä on ajan suhteen muuttuva virta tai johtimessa kulkeva varaus kiihtyy tai hidastuu. Jos varaus liikkuu tasaisella nopeudella, säteilyä ei synny. Varauksen kiihtymistä ja hidastumista aiheuttaa johtimessa mutka, taitos, epäjatkuvuuskohta tai se, että johdin on katkaistu tai se on kuormaan päätetty. [5, s. 9–11]

Dipolin säteilymekanismia ja sen rakenteen syntyä voidaan tarkastella häviöttömän, ohuista johtimista koostuvan parijohdon avulla. Johtimissa varausten liike synnyttää etenevän virta-aallon, kuva 7a. Kun virta tulee johtimien avoimeen päähän, se heijastuu täydellisesti takaisin ja sen vaihe kääntyy 180° amplitudin säilyessä samana. Heijastunut aalto yhdistyy saapuvaan aaltoon ja syntyy sinimuotoinen seisova aalto. Puolen jakson välein virran vaihe kääntyy 180° molemmissa johtimissa. Virran kääntymistä kuvataan

suuntaa vaihtavilla nuolilla kuvassa 7a. Molemmat johtimet aiheuttavat säteilyä, koska niissä on muuttuva virta ja ne ovat päistään avoimet. [5, s. 17, 18]



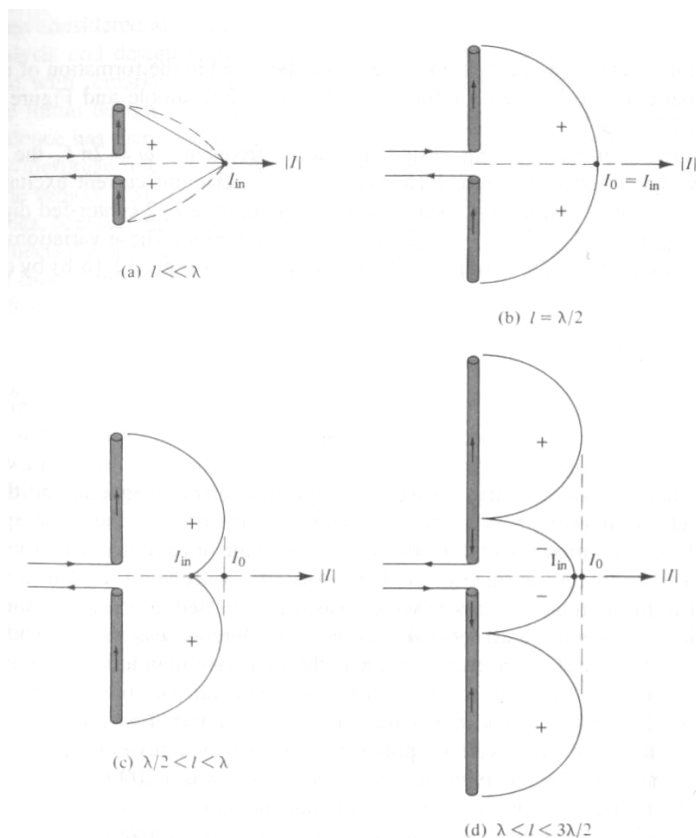
Kuva 7. Virranjakauma häviöttömässä parijohdossa, suora parijohdin (7a), levitetty parijohdin (7b) ja suora dipoli (7c) [5].

Jos parijohdon johtimien välinen etäisyys s on pieni ($s \ll \lambda$), lankojen vastakkaisvaiheisten virtojen aiheuttamat kentät kumoavat toisensa eikä kyseinen siirtolinja ideaalissa tapauksessa säteile. Tämä on yleisesti toivottavaa, jos halutaan vain siirtää signaalia johdossa paikasta toiseen. Kun johtimien välinen etäisyys alkaa kasvaa, kuten kuvassa 7b on esitetty, virtojen aiheuttamat kentät eivät välttämättä kumoakaan toisiaan, jolloin siirtolinja alkaa säteillä. Virranjakauman oletetaan säilyvän pääosin muuttumattomana molemmissa johdoissa. [5, s. 17, 18]

Lopulta, kun siirtolinjan levitetty osa saa kuvan 7c muodon, sitä voidaan kutsua dipoliantenniksi. Jos antennin pituus $l < \lambda$, niin virta-aallon vaihe pysyy samana

koko antennin mitalla. Molemmissa langoissa on siis samanvaiheinen virta, mikä tarkoittaa sitä, että useimpiin suuntiin katsottuna lankojen aiheuttamat kentät vahvistavat toisiansa, mutta joistain tarkastelusuunnista katsottuna kentät vaikuttavat vastakkaisvaiheisilta ja osittain kumoutuvat, ks. dipolin säteilykuvio kuvassa 3.

Eripituisten, suorien dipoliantennien virtajakaumia on esitetty kuvassa 8. Kuvasta nähdään, että esimerkiksi puoliaaltodipolilla sinimuotoisen virta-aallon maksimi I_0 on sama kuin syöttöpisteen virta I_{in} . Erilaisilla dipoleilla on erilaisia virtajakaumia ja tästä syystä erilaisia säteilykuvioita. [5, s. 19]



Kuva 8. Eripituisten dipoliantennien virtajakaumia: pieni dipoli (8a), puoliaaltodipoli (8b), n. yhden aallon pituinen dipoli (8c) ja n. 1.5 aallon dipoli (8d) [5].

Vastaanottava dipoliantenni kerää tehoa ohitse kulkevista sähkömagneettisista aalloista resiprookkisuteen perustuen [7, s. 1].

3.3.2 Lankadipoli

Lanka-antennit tarkoittavat ohuesta langasta valmistettuja antenneja tai säteilijöitä, joiden poikkipinta-ala on merkittävästi pienempi kuin aallonpituus. Merkittävä osa antenneista on juuri lanka-antenneja, koska ne ovat monikäyttöisiä, yksinkertaisia, halpoja ja niiden ominaisuudet tunnetaan hyvin. [5, s. 151]

Suoran lankadipolin impedanssi käyttäytyy yksinkertaistetusti siten, että ensimmäinen resonanssi saavutetaan noin puolen aallon pituisella antennilla ja siitä lyhyemmät antennit ovat kapasitiivisia ja vastaavasti sitä pidemmät antennit ovat induktiivisia. Tällainen käyttäytyminen on tyypillistä suorilla antennielementeillä [5, s. 195, 467]. Dipolin säteilyresistanssi käyttäytyy aaltoilevasti siten, että se on erittäin lyhyellä dipolilla n. 0Ω ja kasvaa n. 200Ω :iin asti antennin pituuden lähestyessä λ :aa, jonka jälkeen se laskee. Lyhyt dipoli näyttää siis syöttöpisteessään kapasitanssilta. Kun pituus kasvaa, säteilyresistanssi kasvaa ja kapasitanssi pienenee. Juuri ennen puolen aallon mittaa kapasitanssi menee nolnaan. Resonanssipiste, missä reaktanssi on nolla, riippuu mm. antennin paksuudesta ja syöttöaukon leveydestä. [7, s. 222]

Puoliaaltodipolin sisäänmenoimpedanssi $Z_{in} = 73 + j42,5 \Omega$ [5, s. 216]. Pieni induktiivinen reaktanssi voidaan eliminoida esimerkiksi lyhentämällä antennia [5 s. 184]. Usein lyhennys on n. 5 %. Lyhennys pienentää myös resistanssia, ja se on puoliaaltodipolilla resonanssissa n. 67Ω [7, s. 222]. Puoliaaltodipolilla $R_r = R_{in}$ eli säteilyresistanssi on sama kuin sisäänmenoresistanssi R_{in} , koska puoliaaltodipolin virtamaksimi on syöttöpisteen kohdalla [5, s.184].

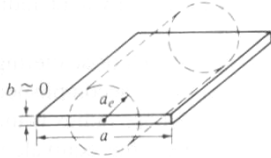
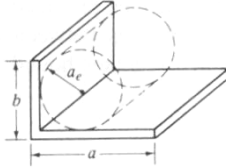
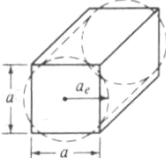
3.3.3 Piirilevyllä valmistettu dipoliantenni

Piirilevyllä valmistettu dipoliantenni poikkeaa vapaassa tilassa olevasta langasta tehdystä tavallisesta dipolista esimerkiksi siten, että antennia ympäröivä

materiaali ei ole homogeenistä. Esimerkiksi voimakkaasti permittiivinen materiaali antennin lähellä voi vaikuttaa antennin toimintaan merkittävästi.

Mikroliuskajohdoissa osa kenttäviivoista kulkee vain substraatin sisällä, johtimen ja maatasen välissä. Samalla tavalla voidaan ajatella, että piirilevydipoleissa ympäröivä permittiivinen materiaali vaikuttaa kenttään siten, että osa kentästä on substraatin sisällä. Tosin piirilevyille toteutetuissa dipoleissa ei yleensä ole johtavaa maatasoa substraatin toisella puolella. Voidaan ajatella, että piirilevy toimii pääosin tukilevynä, missä antenni on kiinni.

Sylinterimäisen johtimen ominaisuudet tunnetaan parhaiten. Piirilevyllä oleva kupariveto ei ole sylinterimäinen, vaan sen poikkileikkaus näyttää enemmän suorakulmiolta. Muita kuin sylinterimäisiä johtimia voidaan käsitellä *ekvivalentin säteen* avulla. Ekvivalentin säteen avulla erilaisia, pyöreästä poikkeavia poikkileikkauksia voidaan suhteuttaa vastaamaan pyöreän johtimen poikkileikkausta. Ekvivalentti säde kuvaa sylinterimäistä johtoa, jonka kapasitanssi on sama kuin esimerkiksi suorakulmiomaisella johdolla. Kuvassa 9 on esitetty muutaman geometrisen muodon ekvivalentti säde. [5, s. 513–514]

Geometrical Shape	Electrical Equivalent Radius
	$a_e = 0.25a$
	$a_e \approx 0.2(a + b)$
	$a_e = 0.59a$

Kuva 9. Johtimen muoto ja sen ekvivalenttinen säde [5, s. 514].

3.4 Impedanssin sovittaminen

Impedanssin sovittamisella pyritään maksimoimaan generaattorilta kuormaan siirtyvä teho, ja se tehdään minimoimalla kuormasta heijastunut jänniteaalto. Kun jänniteaalto ei heijastu, se absorboituu kuormaan. [3, s. 65]

Impedanssi mitataan piirin tai antennin syöttönavoista piirianalysaattorilla, minkä jälkeen kyseinen impedanssi sovitetaan joko syöttöjohtoon tai syöttävään piiriin. Sovittamisessa käytetään apuna esimerkiksi Smithin karttaa.

Sovittaminen toteutetaan lisäämällä sovituspiiri, joka sisältää reaktiivisia komponentteja. Reaktiiviset komponentit aiheuttavat heijastuksia, jotka kumoavat kuormasta syntyvät heijastukset, jolloin teho siirtyy kuormaan. Sovituspiiri voidaan toteuttaa mm. keskitetyillä komponenteilla, virityspätkillä tai neljännesaaltomuuntajalla. Kaikkia kuormaimpedansseja ei voida sovittaa kaikilla menetelmillä eivätkä kaikki sovitusmenetelmät sovi käytettäväksi esimerkiksi korkeataajuussovelluksissa. Sovellusmenetelmä tulee valita tapauskohtaisesti. [3, s. 65] Sovitusta kuvataan usein (kuorman) heijastuskertoimella ρ_L (25).

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (25)$$

Z_L = kuorman impedanssi

Z_0 = siirtolinjan ominaisimpedanssi

Yleisimmässä tapauksessa kuorma sovitetään ominaisimpedanssiltaan esimerkiksi 50, 75 tai 300 Ω syöttöjohtoon. Tällöin sovituksen tarkoituksena on kumota kuorman reaktiivinen osa sekä tuoda resistiivinen osa mahdollisimman lähelle syöttöjohtoon impedanssia.

3.4.1 UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin impedanssin sovittaminen

UHF-alueen RFID-tunnisteiden sovittaminen poikkeaa tavallisesta, esimerkiksi 50Ω johtoon sovittamisesta, sillä RFID-sirulla voi olla täysin mielivaltainen kompleksinen impedanssi. Tavallisesti RFID-sirun impedanssin reaktanssi on voimakkaasti kapasitiivinen. Maksimiteho antennille saadaan, kun impedanssit sovitetaan konjugaattisesti eli $Z_A = Z_T^*$ [5, s. 82; 10]. Tällöin antennin reaktiivinen osa kumoaa sirun reaktiivisen osan. Sovitus tehdään yleensä worst-case-periaatteella sirun kynnystehoon eli alimpaan tehoon, millä siru kykenee vielä moduloimaan vastauksen [10].

Hyvä impedanssisovitus on erittäin tärkeä osa RFID-tunnisteen antennin suunnittelua. Passiivisessa UHF-alueen RFID-tunnisteessa antenniin syntyvä jännite tarjoaa energian RFID-sirulle. Jotta saadaan mahdollisimman paljon siirrettyä energiaa antennilta sirulle, täytyy näiden impedanssit olla hyvin sovitetut. Passiivisessa tunnisteessa teho P_T , jonka siru voi antennilta ottaa, riippuu läpäisykerroimesta τ (27) ja antennin maksimitehosta P_A kaavan 26 mukaisesti. Läpäisykerroin kertoo suoraan impedanssisovituksen hyvyyden antennin ja sirun välillä. Tunnisteen lukuetaisyyttä optimoitaessa on huolehdittava, että läpäisykerroin on maksimoitu. Täydellisesti sovitetussa tapauksessa $\tau = 1$ ($Z_A = Z_T^*$). [10]

$$P_T = \tau \cdot P_A \quad (26)$$

$$\tau = \frac{4R_T R_A}{|Z_T + Z_A|^2} \quad (27)$$

Semipassiivisessa eli paristoavusteisessa (Battery Assisted Passive Tag, BAP) tunnisteessa sirun tarvitsema energia otetaan erilliseltä energianlähteeltä (paristo), ja antennia käytetään vain kommunikointiin. Semipassiivisella tunnisteella lukuetaisyyteen vaikuttavat eniten takaisinsironnan tehokkuus ja

lukijan herkkyys, joten takaisinsironnan optimoiminen on tärkeää [11].

Takaisinsironnan hyötysuhde α tunnisteele voidaan optimoida maksimoimalla differentiaalinen heijastuskerroin $|\Delta\rho| = |\rho_{on} - \rho_{off}|$ ja tunnisteen antennin vahvistus G_T . ρ_{off} on heijastuskerroin, kun modulointi on pois, ja ρ_{on} silloin, kun modulointi on päällä, ideaalisessa tapauksessa $\rho_{on}=1$ ja $\rho_{off}=0$.

Takaisinsironnan hyötysuhde α lasketaan kaavalla 28. [12]

$$\alpha = G_T^{2*} |\Delta\rho|^2 \quad (28)$$

Semipassiiviset tunnisteeet voivat heijastaa takaisinsironnan avulla jopa 90 % vastaanotetusta energiasta, kun passiiviset tunnisteeet heijastavat vain 10–15 % tulevasta energiasta [11].

Kaupalliset UHF-alueen RFID-tunnisteeet pyritään suunnittelemaan siten, että ne toimivat kaikissa maissa ns. globaalilla UHF-alueen RFID-taajuuskaistalla. Tällöin impedanssisovituksen pitää olla laajakaistainen, jotta toiminta on mahdollista halutuilla taajuusalueilla. Lisäksi laajakaistainen sovitus auttaa antennia sietämään paremmin ulkoisia sovitukseen vaikuttavia häiriötekijöitä. Esimerkiksi antennin lähellä oleva metalli voi aiheuttaa merkittävää epäsovitusta ja johtaa epäluotettavaan toimintaan. Lähellä oleville materiaaleille epäherkkiä antenneeja on olemassa, mutta ne ovat usein rakenteeltaan enemmän kolmiulotteisia kuin tasomaisia. [13, s. 162]

RFID-tunnisteen antennin suunnittelussa käytetään yleensä kenttäsimulaattoria, jolla voidaan ratkaista antennirakenteen impedanssi ja edelleen suunnitella sovitusta RFID-siruun. Kaupallisissa RFID-tunnisteissa antennin sovittaminen siruun on toteutettu yleensä antennin geometriaa muokkaamalla.

3.5 UHF-alueen RFID-tunnisteen antennit

UHF-alueen RFID-tunnisteen antennille haluttuja ominaisuuksia ovat usein esimerkiksi pieni koko, halpa hinta, hyvät ja kompaktit sovitussominaisuudet tehonsiirron optimoimiseksi sekä oikea polarisaatio. Lisäksi suunnittelijan pitää huomioida tunnisteen käyttöympäristö, mihin materiaaliin tunniste kiinnitetään ja miten lähellä oleva materiaali vaikuttaa antennin suorituskykyyn. Tunnisteen antennin polarisaatiolla ei ole yleensä merkitystä, sillä useissa tapauksissa lukija-antenni lähettää ympyräpolarisoitua tehoa. Jos tunnisteen antenni halutaan ympyräpolarisoiduksi, kasvaa yleensä antennin koko sekä hinta. [15]

Yleensä kaupalliset UHF-alueen RFID-tunnisteet toteutetaan siten, että niissä on vain RFID-siru sekä antenni, jonka sovituskomponentit on integroitu antennin rakenteeseen (vrt. stubbeilla eli virityspätkillä sovittaminen). Kun tunnisteen antennin hinta halutaan pieneksi, on edullista sisällyttää sovituskomponentit antennin rakenteeseen [17].

Tässä työssä esitetyt antennit on suunniteltu kiinnitettäväksi tunnisteisiin, joissa sovituskomponentit ovat tavallisia keskitettyjä komponentteja.

3.5.1 Antennin koko

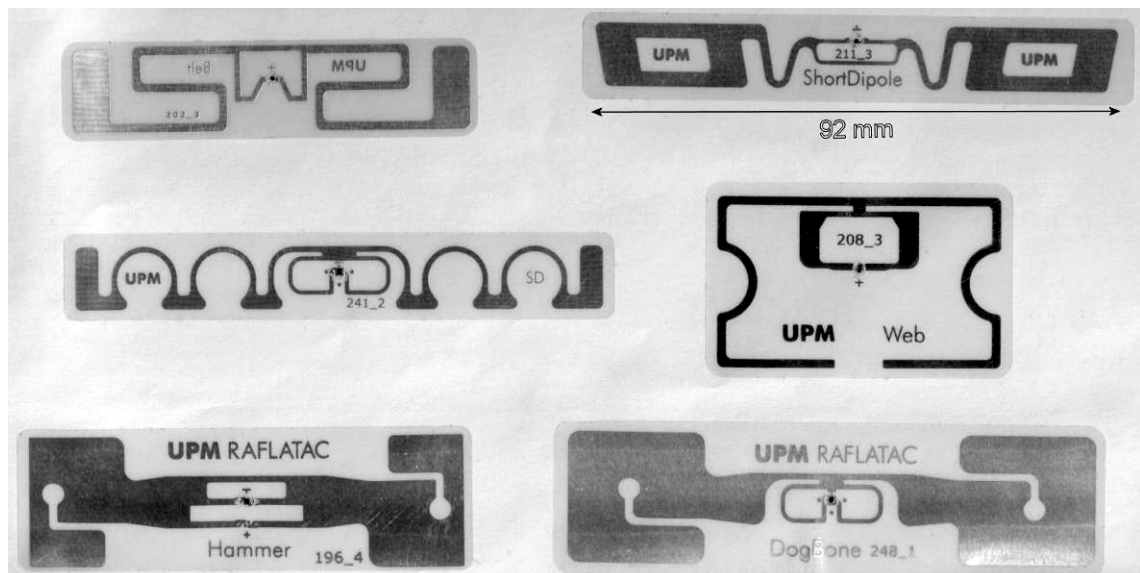
Antenni on RFID-tunnisteen suurin komponentti, joten tunnisteen koko määräytyy pääasiassa antennin koon perusteella. Kompakteja antennirakenteita tarvitaan monilla alueilla, esimerkiksi mobiilielektroniikan laitteet (PDA:t, MP3-soittimet jne.) pienenevät jatkuvasti ja yleistyvien RF ominaisuuksien vuoksi niihin tarvitaan kompakteja antenneja. RFID-tekniikassa on yleensä hyödyllistä, jos tunniste on pieni ja huomaamaton.

Antennin fyysisten mittojen pienentäminen vaikuttaa antennin kaistanleveyteen, vahvistukseen, hyötysuhteeseen ja polarisaation säilymiseen haluttuna. [2]

Sähköisesti pieni antenni tarkoittaa antennia, joka mahtuu pallon sisään, jonka halkaisija on pieni suhteessa aallonpituuteen toimintataajuudella. Sähköisesti pieni dipoli määritellään siten, että dipolin kokonaispituus on pieni suhteessa aallonpituuteen. [8]

Antennin kokoa voidaan pienentää esimerkiksi lisäämällä antennirakenteeseen keskitettyjä komponentteja tai vahvasti dielektristä materiaalia, hyödyntämällä maatasoja ja oikosulkuja tai muuttamalla antennin geometriaa (aukot, mutkittelu, ”tip loading” eli esimerkiksi kapasitanssin lisääminen johtimen päähän kuparialuetta kasvattamalla). Antennia voidaan myös pienentää käyttämällä ympäröivää koteloa hyödyksi säteilyn synnyttämisessä. [2]

Esimerkkejä kaupallisista UHF-alueen RFID-tunnisteista antennineen on esitetty kuvassa 10. Esimerkkitunnisteiden antennit pohjautuvat dipoliantenniin, ja voidaan havaita, että koon pienentämisessä on käytetty useita edellä mainittuja tekniikoita. Matkaviestinässä edellä mainittuja pienennystekniikoita on käytetty laajalti, ja mielenkiintoisimmat tulokset on saavutettu käyttämällä useita pienennystekniikoita samanaikaisesti [2].



Kuva 10. UHF-alueen RFID-tunnisteita.

3.5.2 Valmistustekniikka

RFID-tunnisteen antenneissa käytettyjä johdinmateriaaleja ovat esimerkiksi kupari, alumiini sekä hopeamuste. Johtavalla musteella voidaan painaa antennikuviota käyttämällä erilaisia painotekniikoita, mutta kuparista valmistetut antennit etsataan. Substraatin materiaalit ovat usein joustavaa polyesteriä (muovikalvoa), kangasta tai jäykkiä piirilevy materiaaleja, kuten FR-4:ää. [18; 19]

Painamalla valmistetut antennit voivat auttaa valmistuskustannusten alentamista, ja lisäksi painaminen mahdollistaa antennien (ja muiden elektronisten piirien) lisäämisen erilaisiin pintoihin ja materiaaleihin [18].

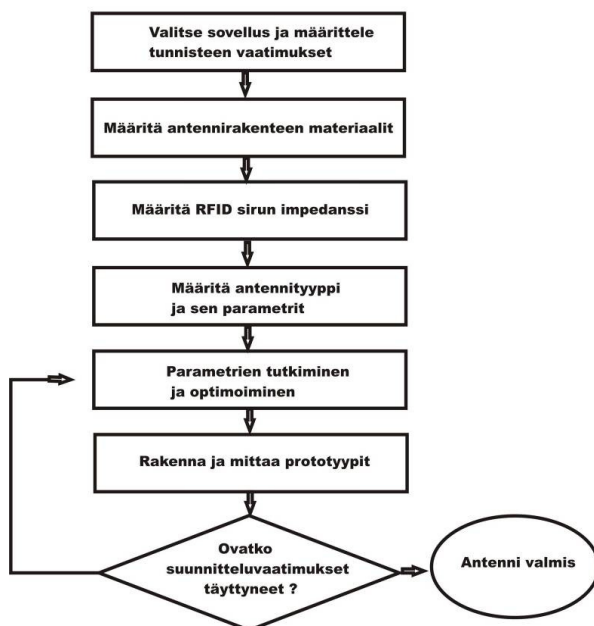
4 Antennien suunnittelu

Antennit suunniteltiin aluksi ilman simulointimahdollisuutta, myöhemmässä vaiheessa simulaattori saatiin käyttöön. Tarkoituksena oli testata ja mitata erilaisia piirilevyille toteutettuja antennirakenteita ja erilaisten suunnitteluteorioiden toimivuutta sekä toteuttaa antenni, joka soveltuu UHF-alueen RFID-tunnisteen prototyyppiin. Useita, hieman toisistaan poikkeavia, testiantenneja suunniteltiin. Tässä työssä keskitytään yksinkertaisuuden vuoksi kuitenkin vain kahteen toteutettuun anteeniin.

4.1 Suunnitteluvuo

Passiivisen UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin suunnitteluvuo suomeksi käännettynä on esitetty kuvassa 11 [20]. Semipassiivisen tunnisteen antennin suunnitteluvuo ei poikkea merkittävästi passiivisesta tapauksesta.

Semipassiivisen tunnisteen antennin suunnittelussa tulee huomioida esimerkiksi pariston kytkeminen anteeniin sekä se, että antennia pyritään optimoimaan hieman eri lähtökohdista.



Kuva 11. Passiivisen UHF-alueen RFID-tunnisteen antennin suunnitteluvuo, joka on suomennettu alkuperäisestä dokumentista [20].

Sovelluksen valinnan kautta tiedetään tunnisteen vaatimukset. Sen jälkeen voidaan määrittää tunnisteen ja antennin materiaalit. RFID-sirun impedanssi on usein ilmoitettu valmistajan datalehdessä, ja se voidaan myös mitata. Antennityyppi valitaan tarvittavien perusominaisuuksien perusteella. [20]

Antennirakenteen optimoiminen ja parametrien tutkiminen tehdään simulaattorilla, jolla voidaan simuloida suuritaajuisia sähkömagneettisia kenttiä mielivaltaisissa rakenteissa. Optimointia tehdään, kunnes päästään haluttuihin suunnitteluvaatimuksiin. Yleensä suunnitteluprosessissa simulointituloksia verrataan mittauksiin. [20]

Mallinnuksen onnistuttua voidaan rakentaa prototyypit ja suorittaa tarvittavat mittaukset. Jos mittauksissa ilmenee jotakin poikkeavaa, voidaan simulaatiomallin optimoimista jatkaa. Jos mittaukset osoittavat antennin toimivan halutusti, niin voidaan todeta antenni valmiiksi. [20]

4.2 Vaatimukset

Antennit suunniteltiin UHF-alueen RFID-tunnisteen prototyyppiä varten. Suunnittelun alkuvaiheessa tavoitteena oli suunnitella antenni, joka tulisi kulkukortin kokoiselle levyille (85,4 x 54 mm), jolloin antennin suurin dimensio sai olla maksimissaan n. 85 mm. Antennit tuli suunnitella toimimaan taajuudella 868 MHz.

Antennit tuli toteuttaa piirilevyille, jonka materiaalina oli koulun 1,6 mm paksu FR-4. Antennit valmistettiin Metropolian piirilevyjyrsimellä.

4.3 Antennien rakenne

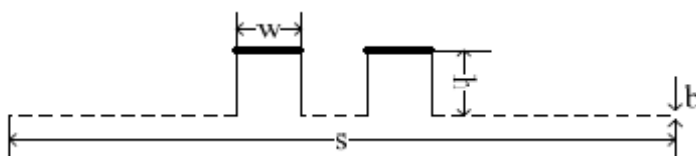
Suunniteltiin useita versioita kahdesta erilaisesta antennityypistä: mutkittelevasta dipoliantennista ja suorasta puolialtodipoliantennista.

Mutkittelevalla antennilla pyrittiin pieneen antennikokoon dipolimaisella säteilykuviolla. Puoliaaltodipoli oli yksinkertainen, toimiva ja tunnettu antenni, joka toimi hyvänä referenssinä mittausta varten, sillä sen ominaisuudet, esimerkiksi sisäänmenoimpedanssi, ovat hyvin tunnettuja.

4.3.1 Mutkitteleva dipoliantenni (meander dipole antenna)

Ensimmäiset testiantennit suunniteltiin pääosin mittausmenetelmän testaamista varten. Mutkitteleva eli Meander-dipoli toteutettiin myös sen takia, että antennirakenne olisi lähempänä lopullisempaa, kompaktia antenna.

Meander-dipolit suunniteltiin dokumentin [21] perusteella. Dokumentissa esitetyn kaavan avulla voidaan numeerisesti laskea haluttu resonanssitaajuus antennin fyysisten mittojen perusteella. Menetelmä perustuu siihen, että suoraan puoliaaltodipoliin lisätään mutkittelevia rakenteita ja mutkat kasvattavat induktiivista reaktanssia, mutta kapasitiivinen reaktanssi ei kasva vastaavasti. Resonanssitaajuus muuttuu, koska antennista tulee kokonaisuudessaan induktiivisempi. Tämä kompensoidaan lyhentämällä antennijohdinta, jolloin induktiivinen reaktanssi pienenee. Oletuksena on, että antennin kapasitiivinen reaktanssi pysyy suoran puoliaaltodipolin kaltaisena. Lopulta antenni saadaan resonoimaan samalla taajuudella kuin alkuperäinen suora puoliaaltodipoli. [21] Kuvassa 12 on esitetty Meander-rakenne ja osa sen parametreista.



Kuva 12. Meander-antennin rakenne, s = molempien johtimien suorien osien yhteenlaskettu pituus, b = vedon leveys, w = Meanderin leveys ja h = Meanderin korkeus [21].

Resonanssin määrittämiseksi tarvitsee ratkaista yhtälö 29 [21]. Osa yhtälön parametreista pidettiin vakioina, ja vain yhtä parametria muutettiin kerrallaan, kunnes yhtälö toteutui. Lisätietoja menetelmästä löytyy lähteestä 21.

$$\frac{\mu_0}{2\pi} s \left(\log \frac{4s}{b} - 1 \right) + m \frac{\mu_0 h}{\pi} \log \frac{2w}{b} \left(1 + \frac{1}{3} (\beta h)^3 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{1}{4} \lambda \left(\log \frac{2\lambda}{b} - 1 \right) \quad (29)$$

μ_0 = tyhjiön permeabiliteetti

s = antennin kokonaispituus

b = antennin johtimen vedon leveys

m = Meanderien lukumäärä

h = Meanderin korkeus

w = Meanderin leveys

λ = aallonpituus, tyhjiössä $\lambda = \text{valonnopeus tyhjiössä/taajuus} = c/f$

$\beta = 2\pi/\lambda$

Kaava 29 tarkistettiin vertaamalla laskettuja tuloksia lähteen 21 samoilla parametrien arvoilla laskettuihin tuloksiin ja todettiin laskenta onnistuneeksi.

Lähteessä 21 on esitetty, että kaava toimii parhaiten, kun Meanderien lukumäärä m on 14 tai enemmän. Lisäksi lähteen 21 mukaan suurempi meanderien lukumäärä heikentää antennin säteilytehokkuutta.

Osassa testiantenneista λ :n arvo laskettiin vapaassa tilassa ($\lambda = c/f$), ja osassa λ :n laskemisessa huomioitiin substraatin permittiivisyys. Ilman simulaattoria ja aikaisempaa kokemusta on vaikeaa ennustaa, miten dielektrinen materiaali vaikuttaa aallonpituuteen ja antennin toimintaan. Arvioinnissa käytettiin hyväksi normaaleja mikroliuskajohdon mitoituskaavoja. Samoja kaavoja on hyödynnetty vastaavassa tapauksessa myös lähteessä [22]. Jokaisella aallonpituudella tehtiin kaksi tai kolme eri versiota eri m :n arvolla. Kaikista kuitenkin toteutettiin vähintään versio, jolla $m = 14$ toiminnan varmistamiseksi.

Substraatin tehollinen, suhteellinen dielektrisyysvakio laskettiin kaavasta 30 ja aallonpituus substraatissa laskettiin kaavasta 31 [3].

$$\epsilon_{\text{reff}} \approx \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h_m / w_m}} + 0.04 \left(1 - \frac{w_m}{h_m} \right)^2 \right] \quad (30)$$

ϵ_r = dielektrisyysvakio (suhteellinen permittiivisyys)

h_m = substraatin korkeus

w_m = mikroliuskan leveys

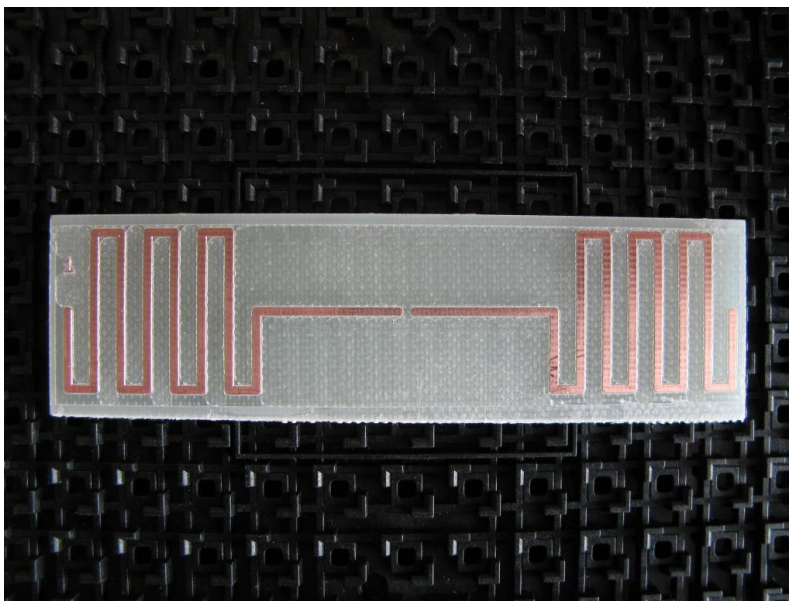
Kun tehollinen permittiivisyys, ϵ_{reff} , oli laskettu, se sijoitettiin kaavaan 31, josta saatiin aallonpituus piirilevy materiaalissa. Tämä aallonpituus sijoitettiin kaavaan 29.

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (31)$$

c = valon nopeus tyhjiössä

f = taajuus

Työssä käsitellyn vapaan tilan aallonpituuden perusteella suunnitellun mutkittelevan dipoliantennin (Testiantenni_1) mitat olivat seuraavat (ks. kuva 12): $m = 14$, $s = 85$ mm, $w = 3,5089$ mm, $h = 10$ mm, $b = 1$ mm, $\lambda = 0,345622$, $f_{\text{res}} = 868$ MHz, $\text{gap} = 2$ mm. Antennin kokonaispituus on 87 mm (= $s+2$ mm (gap)). Testiantenni_1 on esitetty kuvassa 13.



Kuva 13. Mutkitteleva dipoliantenni Testiantenni_1.

4.3.2 Suora puoliaaltodipoliantenni

Meander-antennien lisäksi suunniteltiin erilaisia puoliaaltodipoleja. Aluksi simulaattoria ei ollut käytössä, joten suunniteltiin kaksi puoliaaltodipolia ”käsini”, joista toisen pituus määritettiin vapaan tilan aallonpituudella (antenni A) ja toisen pituus (antenni B) määritettiin substraatin aallonpituuden perusteella edellä mainituista kaavoista (30 ja 31) laskettuna. Lopullinen antennin pituus L laskettiin kaavalla 32.

$$L = \lambda/2 \quad (32)$$

Tavoitteena oli tutkia ja vertailla erilaisten dipoliantennien toimintaa ja sitä, miten piirilevyateriaali vaikuttaa puoliaaltodipolin pituuteen. Samalla voitiin testata mikroliuskan suunnittelukaavojen toimivuutta käytännössä tapauksessa, jossa piirilevyllä ei ole maatasoa. Puoliaaltodipolin (lanka-antenni) sisäänmenoimpedanssi tunnetaan ja se on $73+j42,5 \Omega$ [5]. Tätä pyrittiin käyttämään referenssinä mittauksissa.

Kun simulaattori saatiin käyttöön, suunniteltiin sen avulla dipoliantenni (Testiantenni_xx), jonka paluuhäviö optimoitiin taajuudelle 868 MHz. Tätä antennia käytettiin tunnisteen alkuvaiheen prototyypissä. Testiantenni_xx on esitetty kuvassa 14. Antenniin on suunniteltu paikka myös mahdolliselle sma-liittimelle sekä balunille (pyöreä kuparialue).



Kuva 14. Suora dipoliantenni Testiantenni_xx.

Antennien mitat:

Antenni A

Ilman simulaattoria suunniteltu suora puoliaaltodipoli, jonka pituus on laskettu tyhjiön aallonpituudella $\lambda = c/f$.

gap = 2 mm ja molemman langan pituus 86,5 mm, **kokonaispituus L = 175 mm**

Antenni B

Ilman simulaattoria suunniteltu suora puoliaaltodipoli, jonka pituus laskettu mikroliuskan mitoituskaavan avulla, FR-4, jonka permittiivisyys on 4,4 ja paksuus 1,6 mm ($\epsilon_{\text{reff}} = 3,1027$ kaavasta 30, $\lambda = c/(f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}})$) gap = 2 mm ja molemman langan pituus 49 mm, **kokonaispituus L = 100 mm.**

Testiantenni_xx

Simulaattorilla suunniteltu suora dipoli. Molempien langan pituus 64,5 mm, syöttöväli (gap) = 2 mm, johtimen leveys 1 mm, **Kokonaispituus $64,5 \text{ mm} * 2 + 2 \text{ mm} = 131 \text{ mm}$** . Substraatin mitat, x-suunnassa 23,5 mm, z-suunnassa 1,6 mm ja y-suunnassa 140 mm.

Resonanssissa olevan antennin (Testiantenni_xx) pituus oli siis n. 75 % tyhjiön aallonpituudella lasketusta antennista (antenni A). Käsillä suunnitellun suoran dipolin (antenni B) pituus oli n. 57 % antenni A:n pituudesta. Simulaation perusteella substraatti siis vaikutti antenniin siten, että antenni lyhentyi mutta vähemmän kuin mikroliuskan mitoituskaavojen avulla oli ennakoitu. Simulaatiossa havaittiin, että substraatin mitat vaikuttavat selkeästi myös siihen, mikä antennin pituus resonanssissa on.

5 Antennien simulointi

Usein antennirakenteiden analyttinen ratkaiseminen on vaikeaa esimerkiksi monimutkaisen ympäristön takia. Simuloinnin avulla suunnittelija saa hyvän kuvan antennin käyttäytymisestä. [20]

Simuloinnissa antennirakenteesta tehdään kolmiulotteinen malli. Malliin voidaan määrittää kaikki materiaalit ja niiden sähköiset ominaisuudet joko itse, tai niitä voidaan hakea ohjelman omasta kirjastosta. Myös ympäröivä materiaali voidaan simuloida, esimerkiksi ympäröivä ilma, antennin substraatti tai kotelo, mihin antenni asennetaan. Mallin syöttöportti voidaan määrittää ja sen ominaisimpedanssi voidaan määrittää halutuksi.

Työssä haluttiin tutkia simuloinnin ja mittauksen yhtenevyyttä. Antennin impedanssi pyrittiin mittaamaan ja vertaamaan sitä simuloituun tulokseen. Simulaattorilla voidaan ratkaista antennin impedanssin lisäksi esimerkiksi vahvistus, suuntakuvio ja pintavirrantiheys antennirakenteessa.

5.1 Simulaattori

Antennirakenteet simuloitiin Ansoft HFSS 12.0 -simulaattorilla, joka on kehitetty sähkömagneettisten kenttien simuloimiseen erilaisissa kolmiulotteisissa rakenteissa. Simulaattori perustuu elementtimenetelmään (Finite Element Method, FEM), jossa simuloitava rakenne jaetaan pieniin soluihin, toisiinsa kiinnittyneinä solut muodostavat verkon (mesh). Herätejännitteen vaikutus yksittäisten solujen kenttiin voidaan ratkaista ja yhdistää kokonaisuudeksi. [23]

5.2 Simuloitavat parametrit

Simuloimalla haluttiin tutkia antennirakenteiden sisäänmenoimpedanssia ja paluuhäviötä (s11 dB). Simulaatioissa syöttöportin ominaisimpedanssiksi asetettiin 50 ohmia. Jos antenni suunniteltaisiin suoraan RFID-sirun impedanssiin sovitettavaksi, voisi syöttöportin ominaisimpedanssina olla RFID-sirun sisäänmenoimpedanssi. Tässä kuitenkin haluttiin vain mitata antenna, joten syöttöportin impedanssiksi asetettiin mittalaitteen lähtöimpedanssi.

5.3 Simuloinnin tulokset

5.3.1 Suora dipoliantenni

Simuloinnissa havaittiin, että antennin A pituus oli liian pitkä saavuttaakseen resonanssin halutulla taajuudella. Paras resonanssitaajuus oli merkittävästi matalammalla kuin 868 MHz, ja antennin B pituus oli taas liian lyhyt ja paras resonanssitaajuus korkeammalla kuin 868 MHz. Tässä esitetään tarkemmin simulointitulokset dipoliantennille (Testiantenni_xx), joka suunniteltiin simulaattorin avulla ja joka resonoi parhaiten 868 MHz:llä.

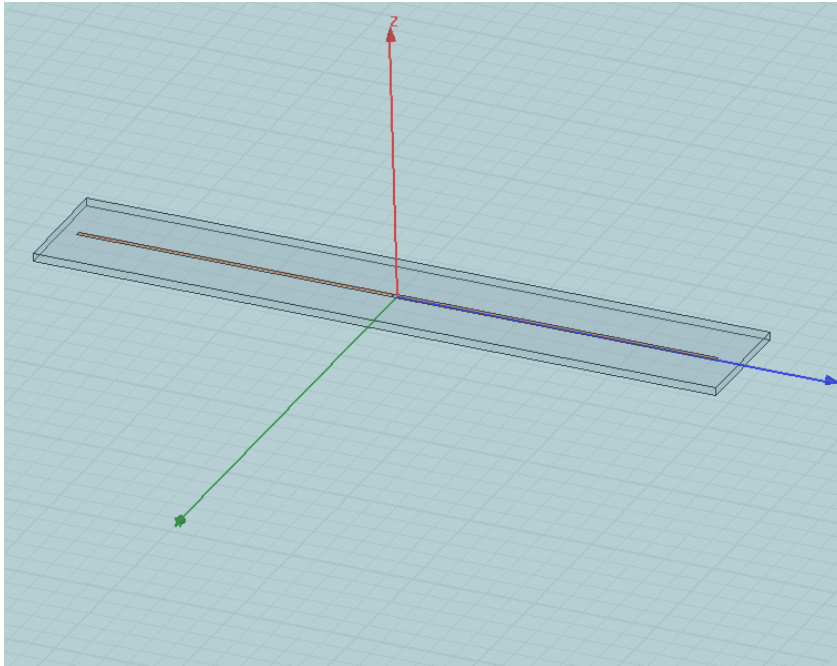
Simuloinnissa käytetyt materiaalit:

- Substraatti FR-4 , $\epsilon_r = 4,4$, häviötangentti 0,02 (HFSS-kirjastosta), paksuus 1,6 mm
- Säteilijät (johtimet), kuparin johtavuus 58 000 000 S/m (HFSS-kirjastosta)
- Ympäröivä materiaali, ilma $\epsilon_r = 1,006$ (HFSS-kirjastosta)

Antennin mitat:

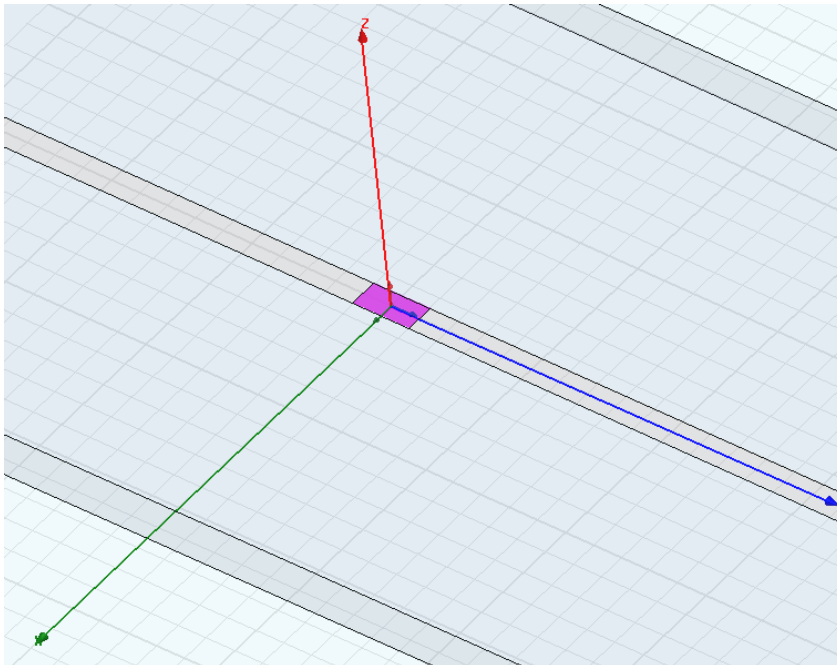
- Yhden langan pituus 64,5 mm
- Syöttöväli (gap), 2 mm
- Johtimen leveys 1 mm (x-suunnassa)
- Kokonaispituus $64,5 \text{ mm} * 2 + 2 \text{ mm} = 131 \text{ mm}$
- Substraatin mitat, x-suunnassa 23,5 mm, z-suunnassa 1,6 mm ja y-suunnassa 140 mm

Suoran, 868 MHz:llä resonoivan dipoliantennin malli on esitetty kuvassa 15. Kuvasta ei näy ilmaa mallintavaa kuutiota, joka ympäröi koko rakennetta. Mallissa ei ole esitetty varsinaisessa fyysisessä mallissa olevaa ympyrän muotoista kuparialuetta, joka on tarkoitettu mahdollisen sma-liittimen ja balunin kiinnittämiseen (ks. 6.2.1). Simulaatiossa alueen vaikutusta testattiin antennin toimintaan ja havaittiin, että näin pieni kuparialue lähellä syöttöpistettä ei muuttanut simulaatiotuloksia merkittävästi.



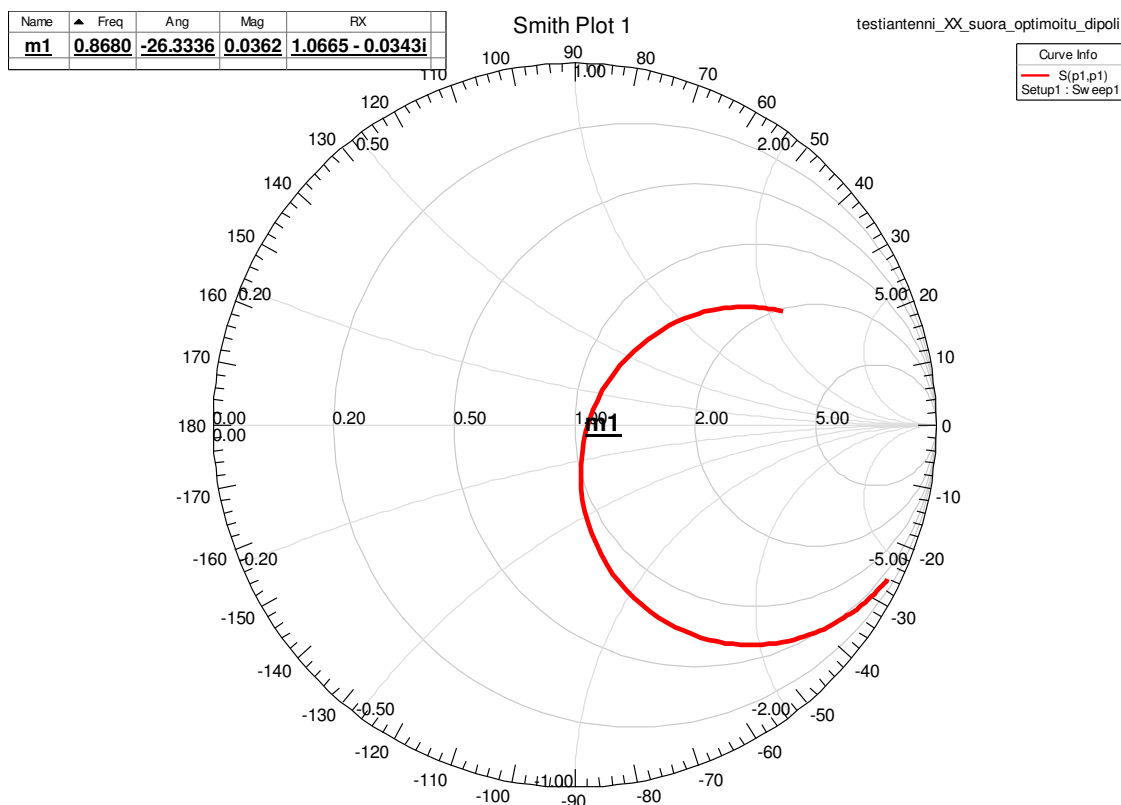
Kuva 15. Suoran optimoidun dipoliantennin simulaatiossa käytetty malli (Testiantenni_xx).

Kuvassa 16 on esitetty antennin syöttöpiste. Syöttöportti on origon kohdalla oleva suorakulmio (purppura).



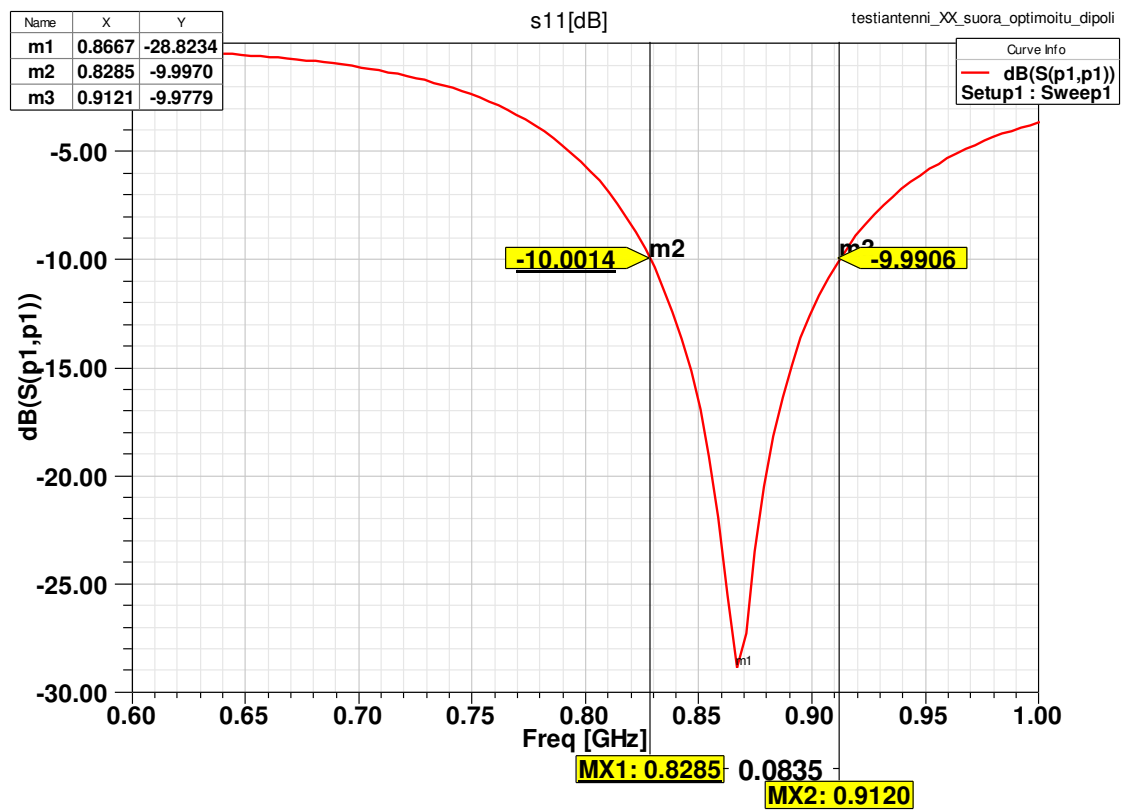
Kuva 16. Antennin syöttöpiste (Testiantenni_xx)

Antennin (Testiantenni_xx) simuloitu sisäänmenoimpedanssi (normalisoitu 50Ω) Smithin kartalla on esitetty kuvassa 17.



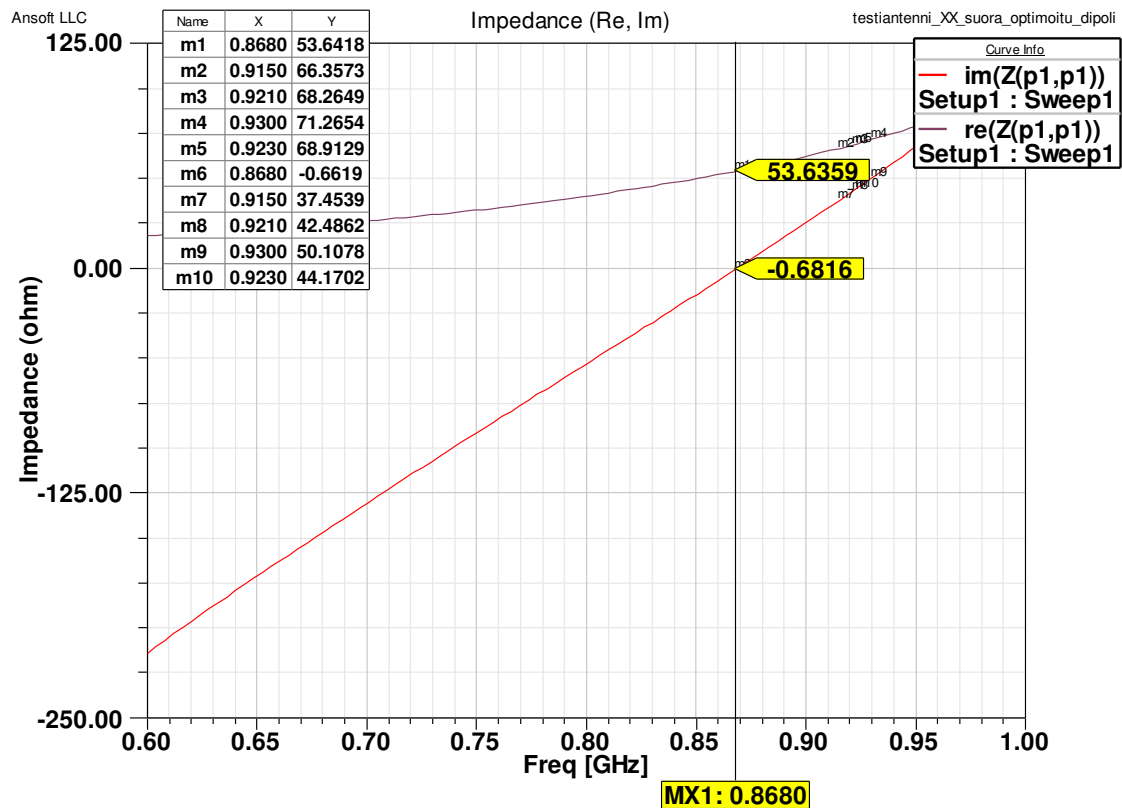
Kuva 17. Antennin simuloitu sisäänmenoimpedanssi (normalisoitu 50 Ω) Smithin kartalla (Testiantenni_xx).

Antennin (Testiantenni_xx) simuloitu paluuhäviö (s11 dB) on esitetty kuvassa 18. Paras resonanssi on taajuudella 868 MHz, 10 dB:n kaistanleveys on n. 83,5 MHz. Mitattu paluuhäviö taajuudella 868 MHz on noin -14,5 dB, mikä on huonompi kuin simulaatiossa (simulaatio n. -28,8 dB). Mitatun paluuhäviön optimi on kuitenkin oikealla taajuudella, kuten myöhemmin on esitetty.



Kuva 18. Antennin simuloitu paluuhäviö (Testiantenni_xx).

Antennin (Testiantenni_xx) simuloitujen resistanssi- ja reaktanssikäyrien esittämiseksi on esitetty kuvassa 19. Kuten kuvasta 19 voidaan nähdä, antennin sisäänmenoimpedanssi resonanssitaajuudella ei ole sama kuin tavalliselle dipolille esitetty $n \cdot 67 \Omega$. Tämä johtuu todennäköisesti juuri antennin lähellä olevasta piirilevysubstraatista. Näitä tuloksia on verrattu mitattuun differentiaalisen impedanssiin Z_d mittaustulosten yhteydessä.



Kuva 19. Antennin simuloitunut resistanssi- ja reaktanssikäyrät (Testiantenni_xx).

5.3.2. Mutkittileva dipoliantenni

Mutkittilevan dipolin tapauksessa ilman simulaattoria suunnitellut antennit eivät resonoineet oikealla taajuudella. Tulokset olivat samansuuntaisia kuin suoralla puolialtodipolilla, eli joko antennit vaikuttivat liian pitkiltä tai liian lyhyiltä.

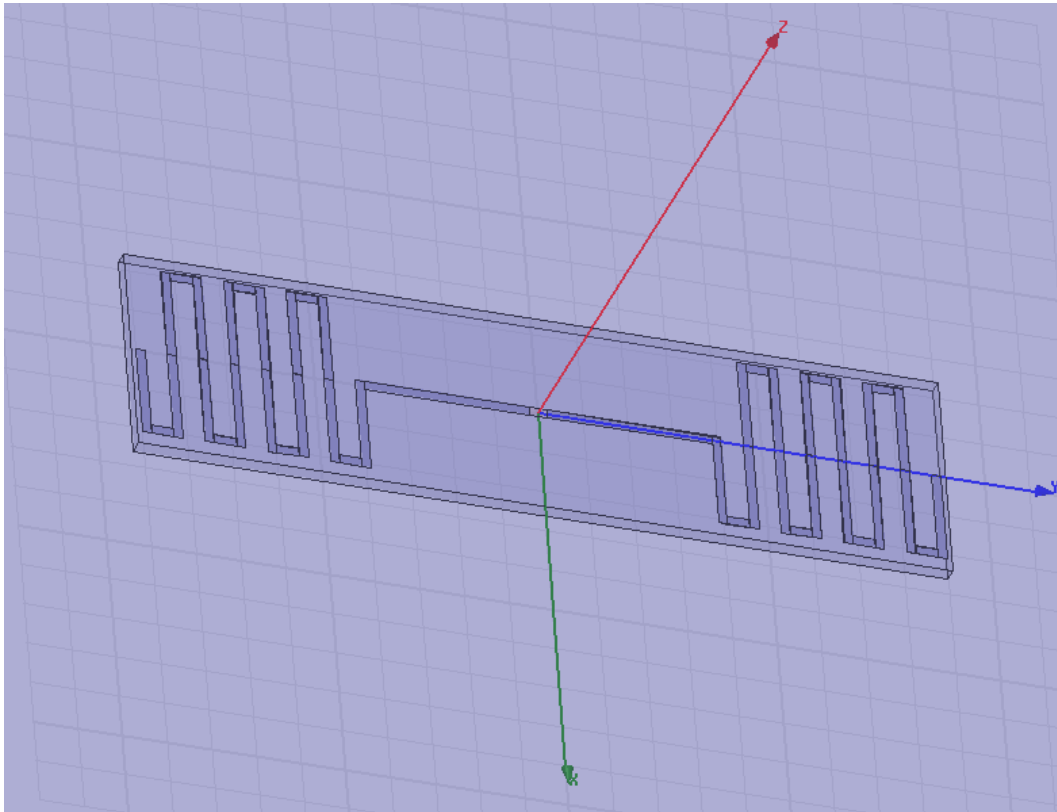
Mutkittilevan antennin simulointitulokset on esitetty Testiantenni_1:lle.

Simuloinnissa käytetyt materiaalit olivat samoja kuin suoran Testiantenni_xx :n tapauksessa.

Antennin mitat:

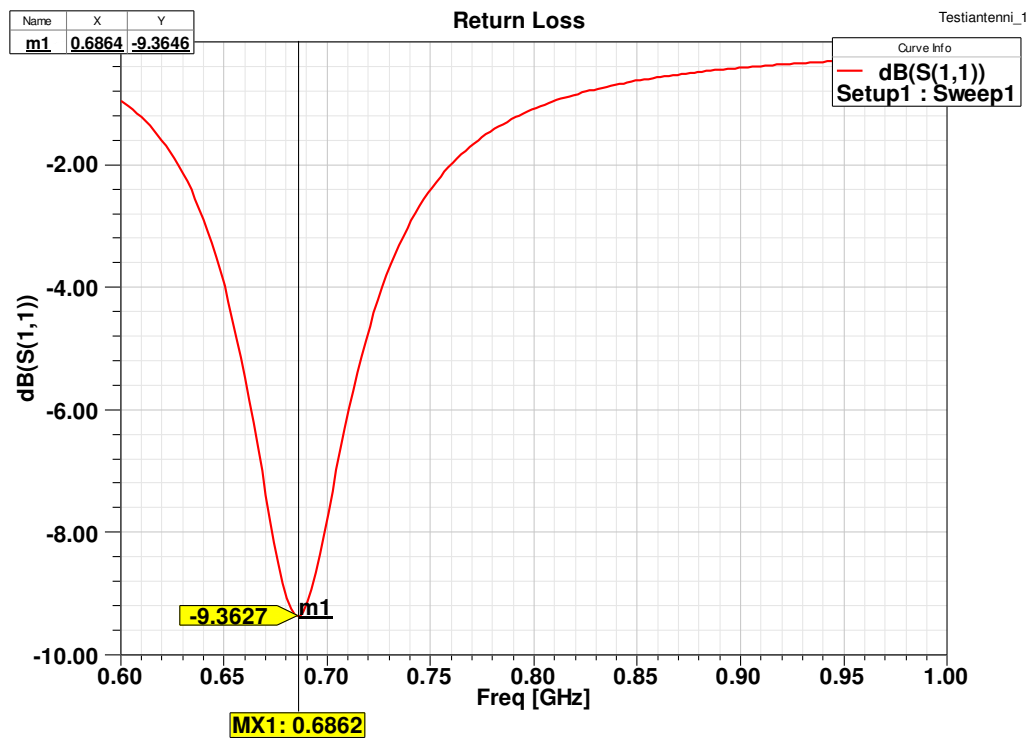
- Johtimen mitat: $w = 3,5089$ mm, $h = 10,5$ mm (mitat kuvasta 12) ja syöttöpisteestä (origosta) lähtevän pitkän y-suuntaisen osan pituus on 43 mm (suoran osan kokonaispituus $2 \cdot 43$ mm)
- Substraatin mitat: korkeus x-suunnassa 24 mm, leveys y-suunnassa 91 mm ja korkeus z-suunnassa 1,6 mm (piirilevyn paksuus)

Mutkittelevan dipoliantennin simulaatiomalli on esitetty kuvassa 20. Kuvasta ei näy ilmaa mallintavaa kuutiota, joka ympäröi koko rakennetta.



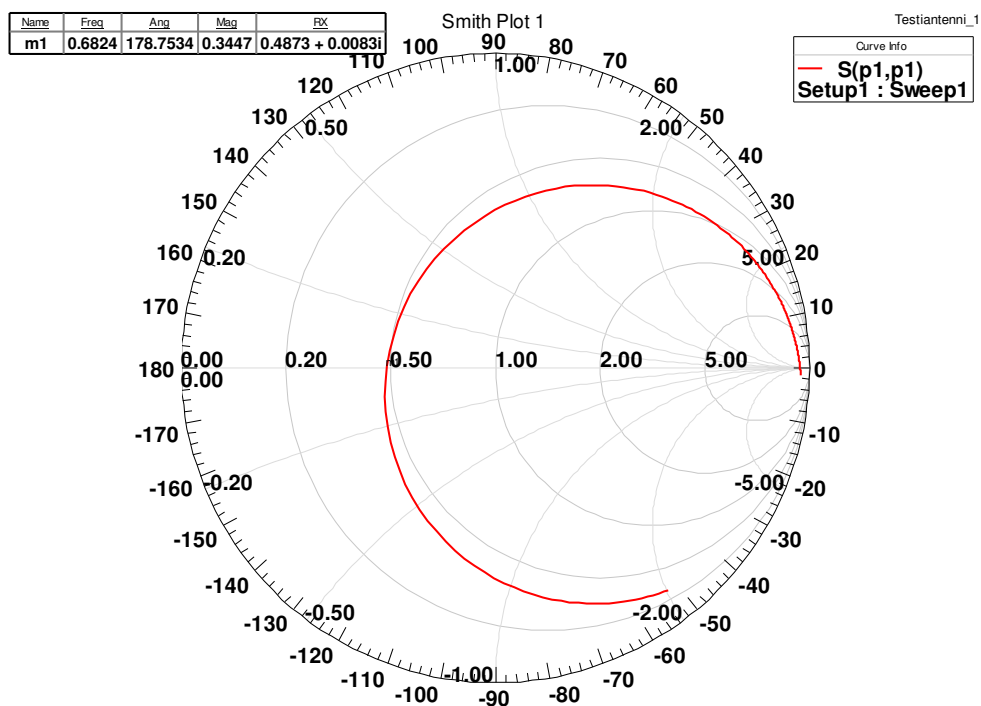
Kuva 20. Mutkittelevan dipoliantennin simulaatiomalli (Testiantenni_1).

Kuvassa 21 on esitetty mutkittelevan dipoliantennin simuloitu paluuhäviö (s_{11} dB). Paras resonanssi on taajuudella 686 MHz. Resonanssi ei mene alle -10 dB:n joten kaistanleveyttä (10 dB) ei voida määrittää. Verrattuna mitattuun paluuhäviöön (s_{11} dB) voidaan havaita, että resonanssi 686 MHz on lähellä mitattua arvoa 668 MHz ($\Delta f = 18$ MHz). Huomioitavaa on myös, että mitattu paluuhäviö resonanssitaajuudella on huomattavasti voimakkaampi kuin simuloidussa tapauksessa (-32,58 dB vs. -9,36 dB). Syitä tähän on esitetty mittaustulosten yhteydessä.



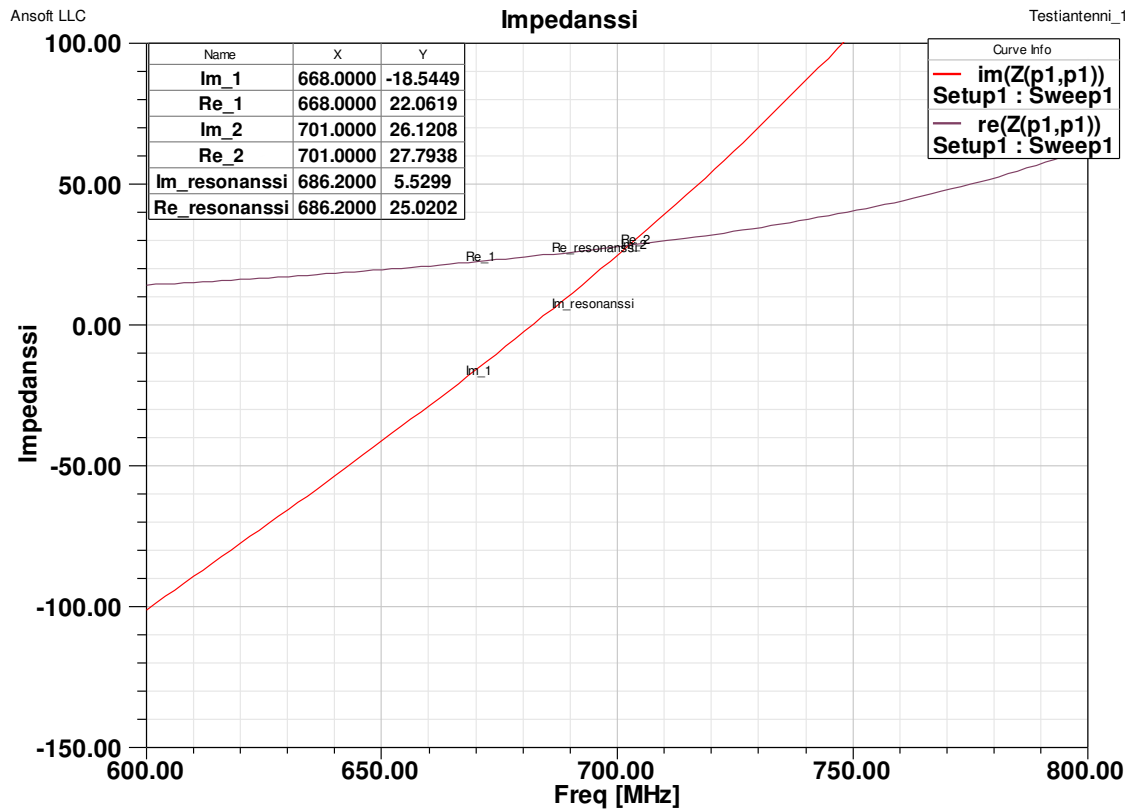
Kuva 21. Mutkittitelevan dipoliantennin simuloitu paluuhäviö (s11 dB) (Testiantenni_1).

Testiantenni_1:n normalisoitu sisäänmenoimpedanssi Smithin kartalla on esitetty kuvassa 22.



Kuva 22. Mutkittitelevan dipoliantennin simuloitu sisäänmenoimpedanssi (Testiantenni_1).

Testiantenni_1:n sisäänmenoimpedanssin simuloitunut resistanssi- ja reaktanssikäyrät on esitetty kuvassa 23. Näitä tuloksia on verrattu mitatuista s-parametreistä laskettuun differentiaalisen impedanssiin Z_d mittaustulosten yhteydessä.



Kuva 23. Mutkittelleen dipoliantennin resistanssi- ja reaktanssikäyrät (Testiantenni_1).

6 Antennien mittaukset

Antenneista haluttiin mitata niiden sisäänmenoimpedanssi. Balansoitujen, symmetristen antennien (dipolit, silmukat) mittaaminen aiheuttaa erityistoimenpiteitä, sillä normaalisti mittalaitteiden portit ovat epäsymmetrisiä, esimerkiksi koaksiaaliportteja. Jos dipoliantenni kytketään suoraan koaksiaalijohtoon, niin syöttöjohdon vaippaan syntyy virtoja, jotka aiheuttavat säteilyä ja antennin virranjakauma ja suuntakuvio vääristyy. Yleensä balansoitujen antennien mittaamisessa käytetään balunia eli symmetrintimuuntajaa, jonka avulla ulkovaipan säteily voidaan estää. Mittauksen tarkkuus riippuu siis siitä, kuinka ideaalinen baluni on. [3; 24; 25]

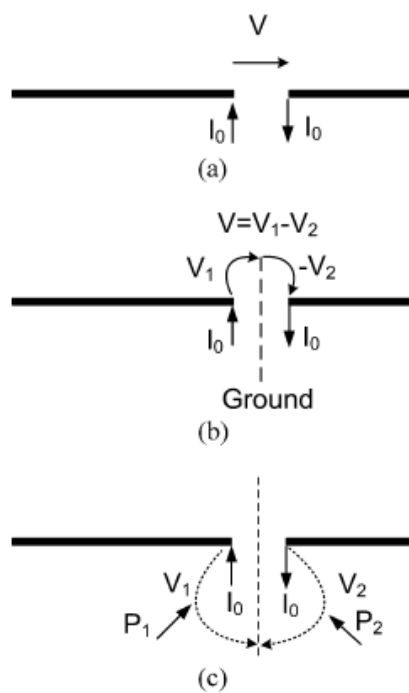
Tässä työssä antennin impedanssi pyrittiin mittaamaan menetelmällä, jossa ei tarvita balunia. Näin voidaan ohittaa balunin epäideaalisuudesta johtuvat ongelmat, sekä pystytään mittaamaan antennin impedanssi suoraan siitä kohdasta, mistä se on kiinnitetty RFID-siruun.

6.1 Menetelmä ja laitteisto

Antennin impedanssi mitattiin menetelmällä, joka on esitetty tarkemmin lähteessä 24. Menetelmän perusajatuksena on, että antenni ajatellaan kaksiporttisenä piirinä ja antennin impedanssi saadaan määritettyä mittaamalla ensin sen s-parametrit ja niiden avulla voidaan laskea antennin sisäänmenoimpedanssi. Menetelmä on esitetty ensi kertaa viitteessä 25 ja sitä on sovellettu esimerkiksi viitteissä 24, 26, 27 ja 28. Viitteiden menetelmät poikkeavat toisistaan lähinnä kalibroinnissa ja mittakalusteen (test fixture) ominaisuuksien määrittämisessä. Edellä mainituissa viitteissä 24, 26, 27 ja 28 mittausmenetelmän luotettavuus on tarkistettu vertaamalla mitattuja tuloksia simuloituihin tuloksiin, ja joissain on käytetty myös muita mittausmenetelmiä tulosten vertailuun.

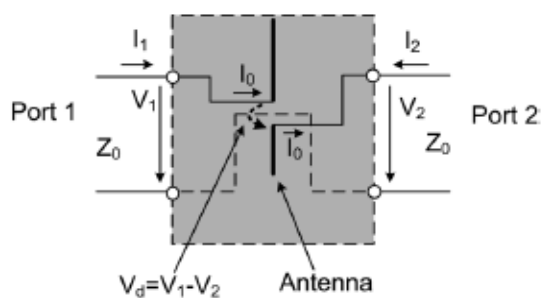
6.1.1 Teoria

Differentiaalisesti syötetty asymmetrisesti muotoiltu dipoliantenni on esitetty kuvassa 24. Herätejännite V on kytketty antennin säteilijöiden syöttöpisteisiin (24a). Herätejännite voidaan jakaa komponentteihin V_1 ja V_2 , ja näiden välillä on virtuaalinen maa eikä antennin virranjakauma muutu (24b). Antennin syöttöpisteet voidaan täten ajatella portteina virtuaalista maata vasten (24c). [24; 25]



Kuva 24. Asymmetrisen dipoliantennin herätteen ja porttien määrittäminen: (a) herätejännite, (b) virtuaalinen maa, (c) portit P_1 ja P_2 . [24]

Antenni voidaan ajatella kaksiporttina kuvan 25 mukaisesti.



Kuva 25. Antennin esitys kaksiporttina, katkoviiva on virtuaalinen maa [24].

Kuvasta 25 antennin normalisoitu impedanssi voidaan ilmaista kaavan 33 avulla [24].

$$\tilde{Z}_d = \frac{V_d}{I_0} = \frac{V_1 - V_2}{I_0} \quad (33)$$

Impedanssimatriisin perusteella [3]:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (34)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (35)$$

Kun $I_1 = I_0$ ja $I_2 = -I_0$, niin differentiaalinen jännite V_d saadaan kaavasta 36 [24].

$$V_d = V_1 - V_2 = (Z_{11} - Z_{21} - Z_{12} + Z_{22})I_0 \quad (36)$$

$$\tilde{Z}_d = \frac{V_d}{I_0} = \frac{V_1 - V_2}{I_0} = (Z_{11} - Z_{21} - Z_{12} + Z_{22}) \quad (37)$$

Muutetaan Z-parametrit S-parametreiksi ja puretaan normalisointi, niin saadaan differentiaalinen impedanssi Z_d [24; 25].

$$Z_d = \frac{2Z_0(1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21}S_{12}} \quad (38)$$

Z_0 on syöttölinjan ominaisimpedanssi, mikä on yleensä 50 Ω .

Symmetriselle balansoidulle antennille $S_{11} = S_{22}$ ja $S_{12} = S_{21}$ ja kaava 38 yksinkertaistuu kaavan 39 muotoon [25; 24].

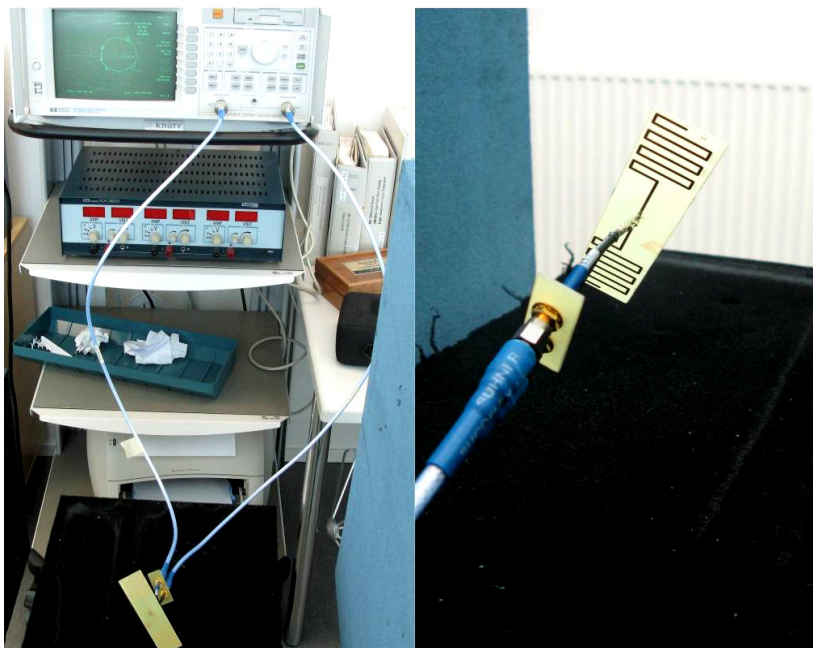
$$Z_d = \frac{2Z_0(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 - 2S_{21})}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (39)$$

On huomioitava, että viitteessä [24] kaavan (39) osoittajan termi $-2S_{21}$ on kirjoitettu muotoon $-2S_{12}$, mikä on todennäköisesti kirjoitusvirhe, sillä samaisessa viitteessä on todettu $S_{12} = S_{21}$ ja lisäksi viitteessä [25] kaavassa termi on $-2S_{21}$. Kaava (39) voidaan viitteen [29] mukaan esittää yksinkertaistetussa muodossa:

$$Z_d = 2Z_0 \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (40)$$

6.1.2 Mittausjärjestelmä

Mittausjärjestelmä koostui piirianalysoitsorista HP 8714 ET, kalibrointititistä HP 85033D, Mini-circuits- ja Huber-Suhner-kaapeleista sekä mittakalusteesta (test fixture). Mittausjärjestelmä on esitetty kuvassa 26. Mittakaluste koostuu kahdesta koaksiaalikaapelista, sma-liittimistä sekä piirilevyn palasta, joka toimii kiinnitystukena. Koaksiaalikaapelien ulkojohtimet (vaipat) on juotettu yhteen, ja keskijohdin tulee ulos eristeen sisältä hieman, jotta se voidaan juottaa antenniin kiinni. Mittakaluste on esitetty kuvassa 27.



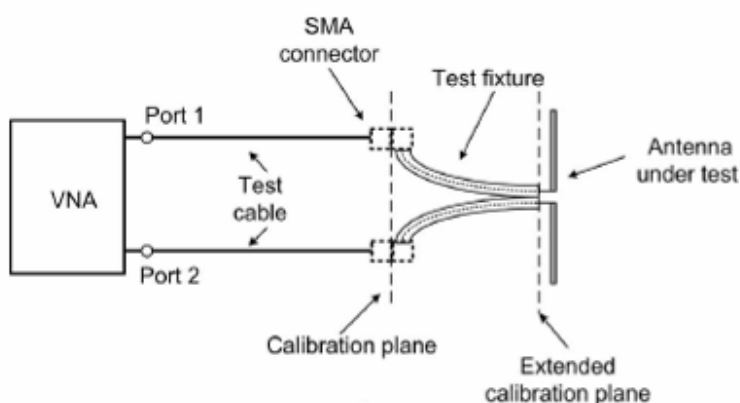
Kuva 26. Mittausjärjestelmä



Kuva 27. Mittakaluste, jossa osittain kuorittujen koaksiaalikaapelien vaipat on juotettu yhteen.

6.1.3 Kalibrointi- ja mittausprosessi

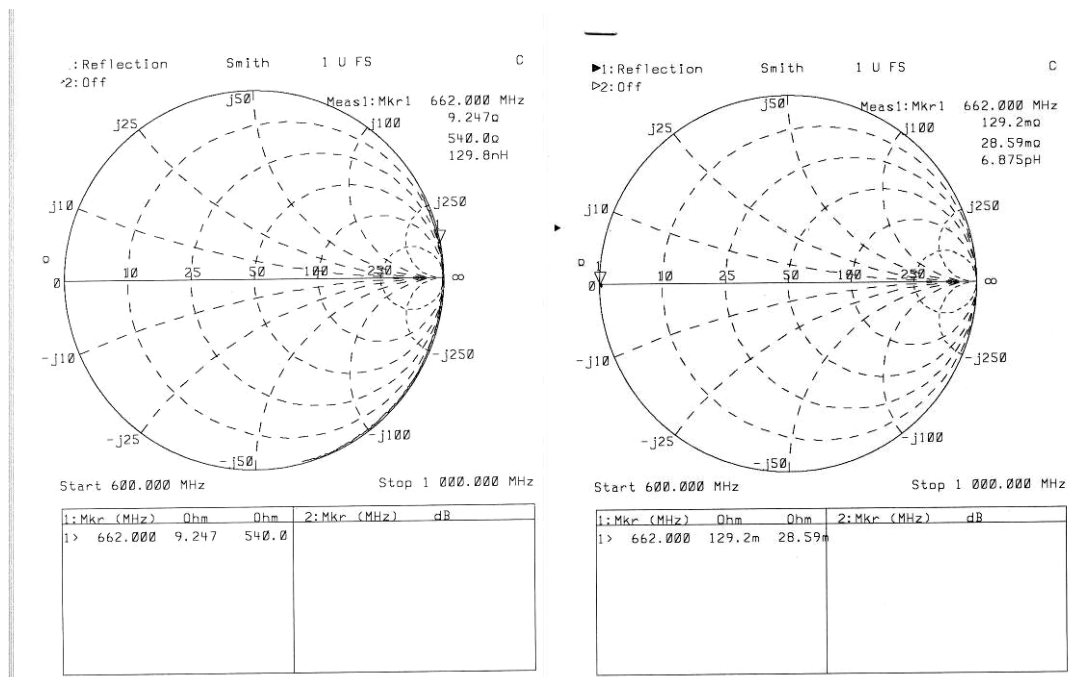
Mittaus aloitettiin piirianalysoijan kalibroinnilla. Yleensä kalibrointi voidaan suorittaa kalibroitistandardien avulla siten, että kalibrointitaso on mittajohtimien päässä. Tässä tapauksessa kuitenkin lisätään vielä mittakaluste siihen kohtaan, mihin kalibrointitaso on standardien avulla määritetty. Lopulta piirianalysoijan ”port extension” -toiminnon avulla kumotaan mittakalusteen aiheuttama vaiheen muutos kalibrointiin ja siirretään kalibrointitaso mittakalusteen päähän. Periaate kalibrointitason siirtämisestä on esitetty kuvassa 28. [24]



Kuva 28. Kalibrointitaso (calibration plane) ennen mittakalustetta ja jatkettu kalibrointitaso (extended calibration plane) ”port extension” -toiminnon jälkeen mittakalusteen ollessa kiinnitettynä. ”VNA” on vektoriirianalysoija [24].

Kalibrointi:

1. Suoritetaan normaali (SOLT = short, open, load, through) kalibrointi läpäisymoodissa, through suoritetaan i-kappaleen avulla kytkien koaksiaalikaapelit yhteen.
2. Kytetään mittakaluste koaksiaalikaapeleihin kiinni ja juotetaan kalusteen keskijohtimet kiinni toisiinsa.
3. Tarkastellaan läpäisyn vaihevastetta ja kasvatetaan piirianalysaattorin "port extensions" -valikosta "transmission port extension" -arvoa, kunnes vaihevaste näyttää lineaariselta [24].
4. Juotetaan keskijohtimet vaippaan ja avataan heijastuskertoimen Smithin kartta -esitys
5. Tarkastellaan Smithin karttaa ja säädetään "reflection port extension" -arvoa, kunnes impedanssi näyttää Smithin kartalla oikosululta eli impedanssin kuvaaja (viiva) keskittyy Smithin kartan vasempaan reunaan (kuva 29). Vaihtoehtoisesti voidaan myös kalibroida käyttäen avointa impedanssia. Tällöin mittakalusteen keskijohtimet juotetaan toisistaan irti ja vastaavasti Smithin kartalla piirin tulee näyttää avoimelta. Viitteessä [24] on suositeltu oikosuljetun mittakalusteen käyttöä.



Kuva 29. Oikosuljetun mittakalusteen impedanssi Smithin kartalla, ennen port extensionia (vasen) ja kun port extension on lisätty (oikea).

Kalibroinnin jälkeen voidaan kytkeä antenni mittakalusteeseen ja mitata antennin s-parametrit ja laskea antennin impedanssi kaavan 39 tai 40 avulla.

6.2 Mittaustulokset

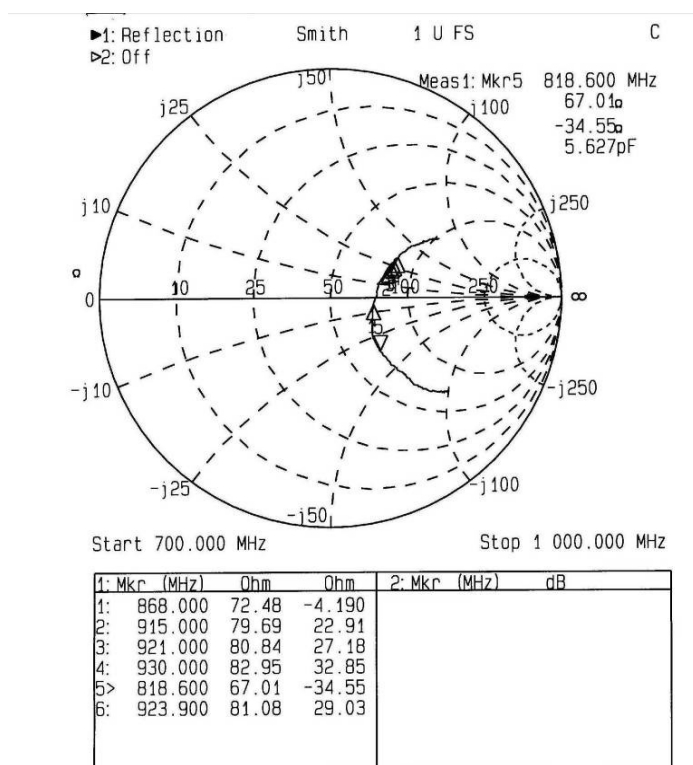
Antennin s-parametrit mitattiin piirianalysointilaiteella. Oletuksena oli, että symmetriselle antennille $s_{11} = s_{22}$ ja $s_{21} = s_{12}$ antenni mitattiin siten vain yhteen suuntaan [25; 24]. Mitatut s-parametrit syötettiin laskentakaavaan 40, josta voitiin laskea antennin differentiaalinen impedanssi Z_d . Mitatuille antennille on ensin esitetty piirianalysointilaiteella mitatut s-parametrit ja lopuksi niiden perusteella laskettu antennin impedanssi Z_d , on esitetty taulukoissa.

Useita antennia mitattiin, mutta vain olennaisimmat tulokset on esitetty. Resonanssitaajuus paluuhäviön avulla mitattuna oli molemmilla esitetyillä antennilla lähes sama kuin simuloinnissa. Ilman simulaattoria suunnitellut antennit vaikuttivat yleisesti epäonnistuneen halutun resonanssitaajuuden suhteen, mikä todettiin kyseisten antennien simulaatiotuloksista. Suurin syy

tähän lienee se, että substraatin vaikutusta antennin toimintaan on vaikeaa arvioida analyttisin menetelmin.

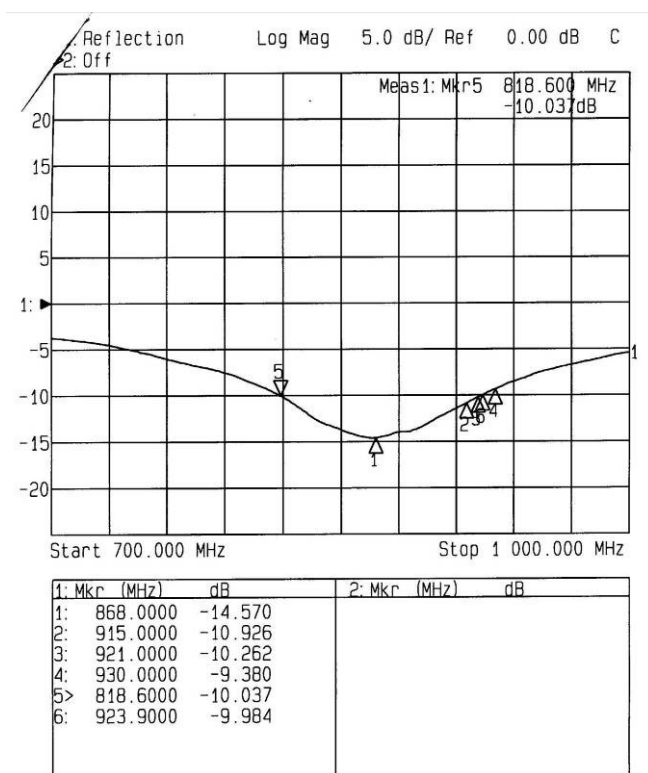
6.2.1 Suora puoliaaltodipoli

Alla on esitetty mittaustulokset simulaattorilla suunnitellulle suoralle dipoliantennille (Testiantenni_xx), taulukossa 1 on esitetty mitatut s-parametrit sijoitettuna kaavaan 40. Kaikki kuvissa esiintyvät mittaustulokset ovat suoraan piirianalysaattorilta saatuja. Kuvassa 30 on piirianalysaattorilla mitattu impedanssi Smithin kartalla. Resonanssitaajuudella impedanssi on lähellä puoliaaltodipolille esitettyä $73+j42,5 \Omega$ impedanssia. Verrattaessa simuloituun impedanssiin $53,6-j0,6 \Omega$, havaitaan, että resistanssi vaikuttaa mittauksessa suuremmalta. Resistanssin kasvu voi johtua esimerkiksi mittakalusteen aiheuttamasta häviöstä, joka näkyisi mittauksessa resistanssin kasvuna. Tästä syystä voi olla, että mitattu impedanssi vaikuttaa samalta kuin puoliaaltodipolin teoreettinen impedanssi.



Kuva 30. Impedanssi Smithin kartalla (Testiantenni_xx).

Kuvassa 31 on esitetty antennin paluuhäviö S_{11} (dB) mittattuna piirianalysaattorilla (Testiantenni_xx). Antennin resonanssi tämän mittauksen mukaan on taajuudella 868 MHz, ja tämä tulos on lähellä simuloitua tulosta, vaikka resonanssi ei ole yhtä voimakas (simulaatio n. -28,8 dB). 10 dB:n kaistanleveys mitatussa tapauksessa on n. 103 MHz, kun simuloituna se on 83,5 MHz.



Kuva 31. Antennin paluuhäviö (S_{11} dB) (Testiantenni_xx).

Liitteessä 1 on esitetty Testiantenni_xx:n heijastus- ja läpäisykertoimet.

Taulukossa 1 on esitetty mittaustulokset Testiantenni_xx:lle kahdella taajuudella. Paras resonanssi oli taajuudella 868 MHz, ja piste 915 MHz on valittu vertailun vuoksi. Differentiaalinen impedanssi Z_d on laskettu kaavalla 40. Taulukosta voidaan havaita, että simuloitu ja mitattu impedanssi poikkeavat toisistaan merkittävästi.

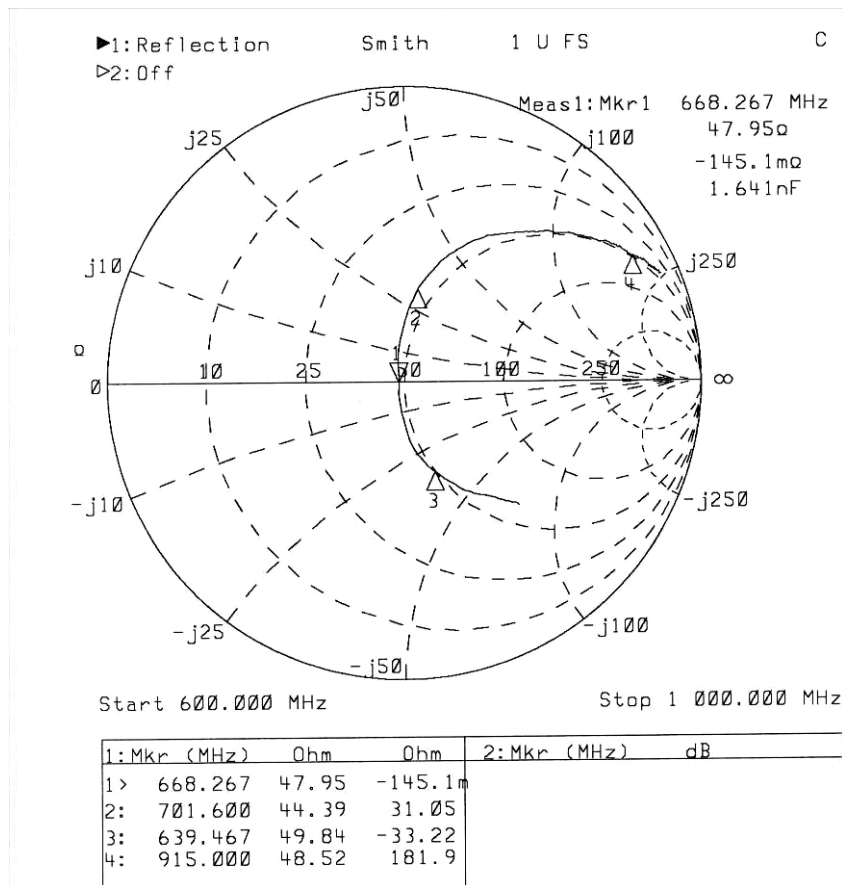
Taulukko 1. Testiantenni _xx:n mittaustulokset

<u>TESTIANTENNI XX</u>		
<u>Taajuus (MHz)</u>	<u>868</u>	<u>915</u>
Rin	72,48	79,69
Xin	-4,19	22,91
s11 (dB)	-14,57	-10,93
ρ	0,1869	0,2842
vaihekulma (s11)	-8,799	28,011
s21 (ei dB)	0,507	0,456
vaihekulma (s21)	115,85	104,03
simuloitu Zin	53,64-0,68i	66,36+37,45i
$Zd=2*Z0*((1+s11-s21)/(1-s11+s21))$	<u>102.07-164.88i</u>	<u>151.38-122.79i</u>

6.2.2 Mutkitteleva dipoliantenni

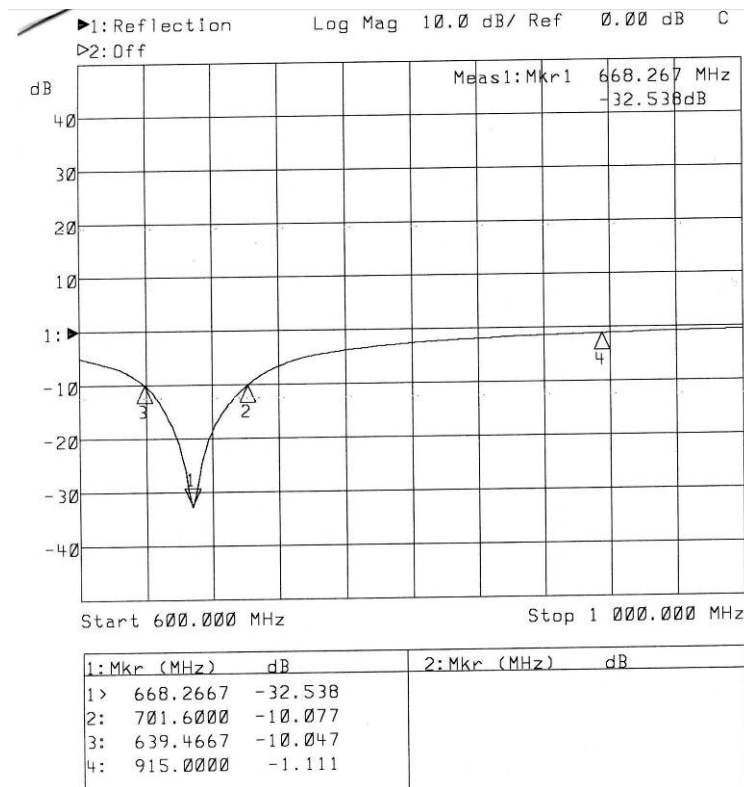
Mutkittelevan dipoliantennin mittaustulokset on esitetty vapaan tilan aallonpituuden avulla lasketulle mutkittelevalle dipolille (Testiantenni_1), jonka mutkien lukumäärä $m=14$. Mutkittelevissa antenneissa kävi kuten suorissa dipoliantenneissa, eli ilman simulaattoria suunniteltujen antennien resonanssitaajuudet vaikuttivat menneen yli (substraatin aallonpituudella laskettu) tai ali (vapaan tilan aallonpituudella laskettu) halutun resonanssitaajuuden.

Kuvassa 32 on esitetty piirianalysaattorilla mitattu antennin (Testiantenni_1) impedanssi Smithin kartalla.



Kuva 32. Piirianalysaattorilla mitattu impedanssi Smithin kartalla (Testiantenni_1).

Kuvassa 33 on mutkittelevan antennin mitattu paluuhäviö S11 (dB). Poikkeuksellisen voimakas resonanssi mittauksessa (-32,54 dB @ 668,3 MHz) viittaa siihen, että mittauksessa on ollut joitakin häiritseviä tekijöitä, sillä muissa suoritetuissa mittauksissa mikään antenni ei saavuttanut yhtä voimakasta resonanssia. Syytä voivat olla esimerkiksi epäonnistunut kalibrointi tai epäkuntoinen mittakaluste. Simulaatiossa saatu paluuhäviö taajuudella 686 MHz oli -9,36 dB, joka poikkeaa taajuudeltaan hieman mitatusta, mutta näin pieni heitto ($\Delta f = 18$ MHz) voi tulla esimerkiksi antennin lähellä olevista materiaaleista.



Kuva 33. Paluuhäviö (S11 dB) (Testiantenni_1).

Liitteessä 2 on esitetty Testiantenni_1:n heijastus- ja läpäisykertoimet.

Taulukossa 2 on esitetty mittaustulokset Testiantenni_1:lle. Differentiaalinen impedanssi on laskettu kaavalla 40. Yksinkertaisuuden vuoksi laskentatulokset on esitetty vain kahdella taajuudella. Taulukosta voidaan havaita, että simuloitu ja mitattu impedanssi poikkeavat toisistaan merkittävästi. Syitä poikkeavuuteen on tarkasteltu yhteenvedossa.

Taulukko 2. Testiantenni_1:n mittaustulokset

<u>TESTIANTENNI 1</u>		
<u>Taajuus (MHz)</u>	<u>668.2667</u>	<u>701.6</u>
Rin	47,95	44,95
Xin	-0,1451	31,05
s11 (dB)	-32,538	-10,077
ρ	0,0236	0,3134
vaihekulma (s11)	-131,98	81,493
s21 (ei dB)	0,628	0,531
vaihekulma (s21)	80,533	57,221
simuloitu Zin	22,06-18,54	27,79+26,12
$Z_d=2*Z_0*((1+s_{11}-s_{21})/(1-s_{11}+s_{21}))$	<u>34,98-76,83i</u>	<u>59,22-17,51i</u>

7 Yhteenveto

UHF-alueen RFID-antennin suunnittelu analyttisin menetelmin on hankalaa johtuen esimerkiksi siitä, että antennin muoto ja koko voivat vaatimusten takia olla hyvin erilaiset kuin antennilla, jotka ovat tunnettuja (esimerkiksi lankapuoliaaltodipoli). Lisäksi antennin lähistöllä olevan materiaalin vaikutusta sen toimintaan on vaikeaa analyttisesti ennakoita. Tunnisteen antennin suunnittelussa tarvitaan vahvaa osaamista erilaisista antennirakenteista ja antenniteoriasta. Tarjolla on esimerkkejä (IEEE Xplore -kirjasto), joiden pohjalta voi suunnittelua viedä eteenpäin, mutta tehokkaan antennin toteuttamiseksi suunnittelijan tulee osata myös mallintaa antennirakenteita kenttäsimulaattorilla ja hallita antennin mittaaminen ja tunnisteen testaus hyvin. Simuloinnin avulla pystytään tehokkaasti ennakoimaan fyysisen antennin käyttäytymistä ja tehostaa antennin suunnitteluprosessia.

Antennin impedanssin mittaaminen ei ole myöskään täysin yksinkertaista johtuen UHF-alueen RFID-tunnisteen antennille tyypillisestä balansoidusta rakenteesta. Suunnitellut testiantennit toimivat hyvänä alustana mittaamisen opettelulle, mutta eivät välttämättä RFID-tunnisteen antennina sellaisenaan.

Työn alkuvaiheessa ei ollut mahdollisuutta hyödyntää kenttäsimulaattoria, joten suunnittelu lähti hitaasti käyntiin. Lisäksi aiempaa kokemusta antennien suunnittelusta tai mittaamisesta ei ollut ja työssä hyödynnetty mittaamenetelmä oli ohjaajille ja kirjoittajalle vieras.

Simulointitulosten ja mittausten yhdistävä tekijä oli antennin resonanssitaajuus paluuhäviön (S_{11} dB) avulla mitattuna. Mitattu resonanssi oli hyvin lähellä simuloitua resonanssia. Antennin sisäänmenoimpedanssi poikkesi simuloitua impedanssista merkittävästi. Lähteissä [24; 25; 26; 27; 28] kyseistä mittaamenetelmää on sovellettu antennin mittaamisessa, ja mitatut tulokset ovat olleet hyvin yhteneviä simulaatiotulosten ja muiden mittaustekniikoiden kanssa. Virheen aiheuttajiksi arvioitiin huonosti toteutettua mittakalustetta,

virheitä kalibroinnissa, laskuvirheitä s-parametrien konvertoimisessa differentiaalisiksi sisäänmenoimpedanssiksi, simuloinnin epäonnistumista, piirianalysaattorin epäsopivuutta differentiaalisesti syötetyn antennin mittaamiseen ja/tai tuntemattomia tekijöitä. Kuitenkin tämän työn jälkeen selvisi, että virhe oli tapahtunut kalibroinnissa. "Port-extension" -toiminnon avulla toteutettu mittakalusteen aiheuttaman vaihesiirron poistaminen epäonnistui, koska ei tiedetty, että piirianalysaattori lisää automaattisesti reflection-portin "port-extension" -arvon myös transmission-porttiin. Jos kalibroitaessa transmission-portin "port-extension" -arvo asetetaan ensin ja sen jälkeen muutetaan vielä reflection-portin "port-extensionia", niin tulosten vaihe vääristyy. Tämä aiheutti virheelliset vaihekulman arvot s-parametreihin, mikä johti eroaviin tuloksiin simulaation kanssa. Vaiheen korjaaminen mittauksiin on mahdollista tehdä myös jälkikäteen esimerkiksi Smithin kartan avulla.

Vertailun vuoksi simuloitiin myös erilaisia UHF-alueen RFID-antenneja, joita löytyi IEEE Xplore -kirjastosta. Tarkoituksena oli varmistaa simuloinnin luotettavuus vertailemalla omia simulointituloksia dokumenteissa esitettyihin tuloksiin. Ongelmana oli, että dokumenteissa materiaaliominaisuudet ja mitat olivat usein puutteellisesti ilmoitettuja. Joitakin malleja saatiin kuitenkin simuloitua tuloksin, joita voi pitää melko yhtäläisinä verrattuna dokumenteissa esitettyihin tuloksiin. Liitteessä 3 on esitetty simulointitulosten vertailu eräälle antennille. Kohtalaisen hyvä yhtenevyys on saatu, erot tuloksissa johtuvat todennäköisesti esimerkiksi materiaalien ja mallin eroista sekä simuloinnissa käytetyistä erilaisista simulaattoreista (IE3D ja HFSS).

Tavoitteena oli suunnitella antenni RFID-tunnisteen prototyyppiä varten. Suoraa dipoliantennia (Testiantenni_xx) käytettiin yhdessä prototyyppivaiheessa menestyksekkäästi. Mutkittelevaa antennia ei ehditty kehittää niin pitkälle, että sitä olisi voitu käyttää prototyyppissä. Työssä hyödynnetyllä antennin impedanssin mittaamenetelmällä ei saatu täysin luotettavia mittaustuloksia.

Lopullinen antennirakenne toteutettiin yhteistyössä Tampereen Teknillisen Yliopiston RFID-tutkimusryhmän kanssa. RFID-tutkimusryhmä toimitti varsinaisen suunnitelman antennin mallista, ja Electriassa antennirakenne kehitettiin lopulliseen muotoonsa ja saatettiin toimivaksi kyseisessä RFID-tunnisteessa.

Projektin myöhäisemmässä vaiheessa, tämän työn jälkeen, tunnisteiden toimintaa testattiin Voyantic Tagformance Lite -RFID-tunnisteiden testauslaitteella häiriösuojatussa huoneessa. Mittauslaite toimii RFID-lukijan kaltaisesti, ja sillä voidaan mitata mm. tunnisteelta siroavan signaalin tehoa eri taajuuksilla pyyhkäistynä ja analysoida sen perusteella tunnisteiden toimintaa. Laitteen avulla voidaan tutkia esimerkiksi antennin sovitusta RFID-siruun ja arvioida tunnisteiden lukuetaisyttä. Kyseinen laite on erinomainen apuväline tunnisteiden testaamisessa ja kehittämisessä, ja sitä onkin käytetty esimerkiksi lähteissä [30; 31]. Jotta laitetta voitaisiin luotettavasti käyttää, tulisi käyttöympäristön olla mahdollisimman hyvin suojattu heijastuksilta sekä ulkopuolisilta häiriöiltä. Jatkossa kyseinen laite olisi varmasti tehokas apuväline antennien ja tunnisteiden mittaamisessa ja kehittämisessä.

Lähteet

- 1 Lindell, Ismo, Nikoskinen, Keijo. Antenniteoria. Otatieto, 2005.
- 2 Skrivervik, A.K., Zürher, J.-F., Staub, O., Mosig, J.R. "PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization", IEEE Antennas and Propagation Magazine vol.43, 08/2001.
- 3 Räsänen, Antti, Lehto, Arto. Radiotekniikan perusteet. Otatieto, 2007
- 4 Finkenzeller, Klaus. "RFID Handbook". Wiley & Sons, 2003.
- 5 Balanis, Constantine A. "Antenna Theory - Analysis and Design". Wiley & Sons, 2005.
- 6 Kraus, John D., Marhefka, Ronald J. "Antennas for all applications". McGraw-Hill, 2002.
- 7 Milligan, Thomas A. "Modern Antenna Design". Wiley & Sons, 2005.
- 8 The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas". New York, USA 1993.
- 9 Nikitin, P. V., Rao, K. V. S. "Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags". IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 48, No. 6, December 2006.
- 10 Rao, K. V. S., Nikitin, P.V., Lam, Sander F. "Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design", IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies 2005.

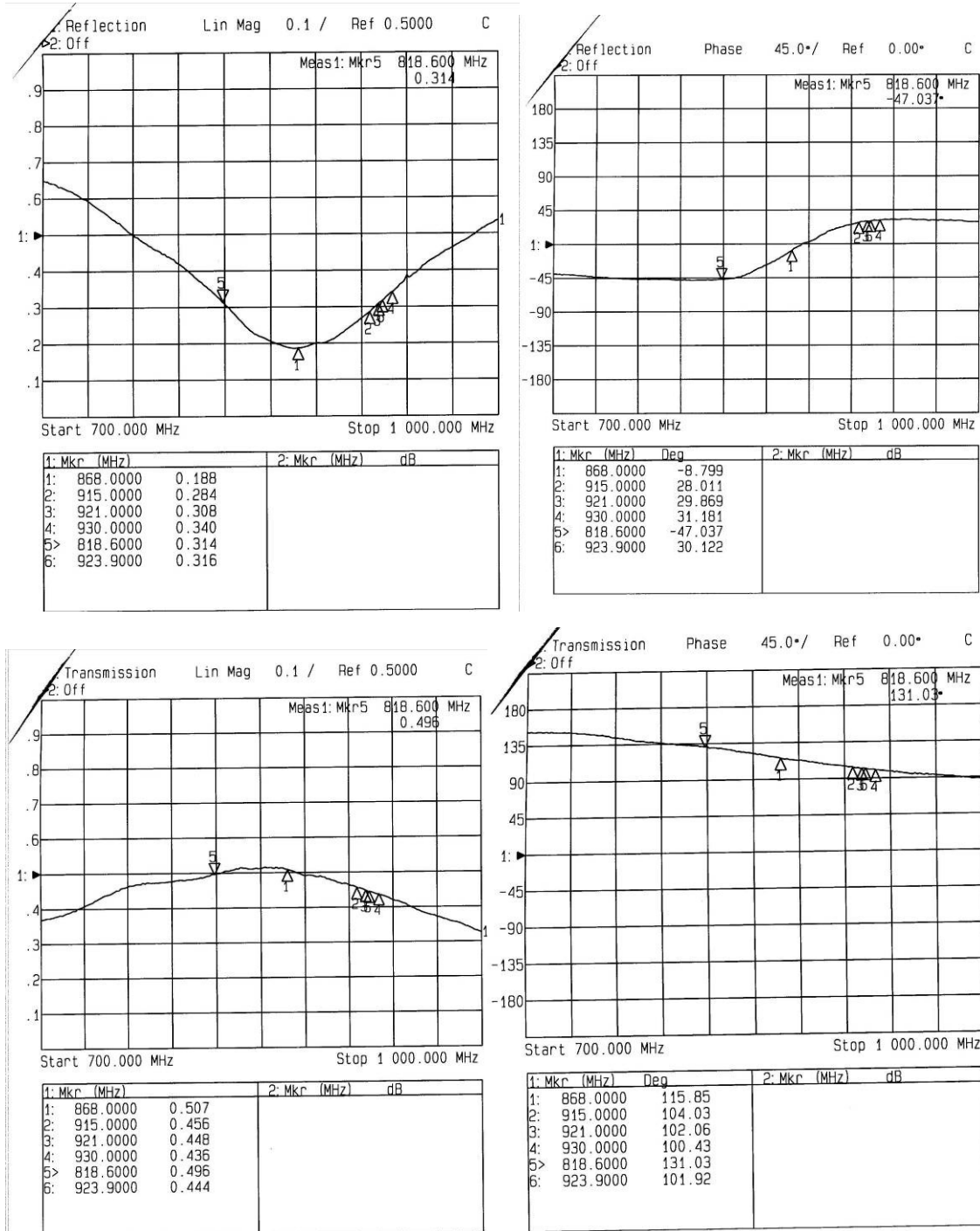
- 11 BAP-Technology, WWW -sivu,
http://www.power-id.com/Battery_Assisted_Rfid/BAP.aspx, luettu
28.1.2010.
- 12 Müller, Simon. "Getting Around the Technical Issues with Battery-Assisted UHF RFID Tags". EM Microelectronic Marin SA.
www.wirelessdesignmag.com. February, 2008.
- 13 Pesonen, N., Jaakkola, K., Lamy, J., Nummila, K., Marjonen, J.,
"Smart RFID Tags", "Development and Implementation of RFID
Technology", In-Tech 2009.
- 14 Rao, K.V.S. "An overview of backscattered radio frequency
identification system (RFID)", IEEE 1999.
- 15 Dobkin, D.M. "The RF In RFID Passive UHF RFID in Practice".
Newnes/Elsevier Inc. 2008.
- 16 Loo, C.-H. et al., "Chip Impedance matching for UHF RFID tag
antenna design", Progress In Electromagnetics Research, PIER 81,
359–370, 2008.
- 17 Babar, A., Ukkonen, L., Soini, M., Sydänheimo, L. "Miniaturized
UHF Planar Antenna, for Wireless Indoor Systems", IEEE 2009.
- 18 Björninen, T., Merilampi, S., Ukkonen, L., Sydänheimo, L.,
Ruuskanen, P. "The Effect of Fabrication Method on Passive UHF
RFID Tag Performance". Hindawi Publishing Corporation,
International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2009.
- 19 Laine-Ma, T., Mäkinen, R., Heikkinen, J., Kivikoski, M. "Antenni
istuu vaatteeseen". Proessori. Marraskuu 2005.

- 20 Rao, K. V. S., Nikitin, P.V., Lam, Sander F. "Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 53, no. 12, 12/2005.
- 21 HU, Zhonghao, Cole, Peter H., Zhang, Linxi. "A Method for Calculating the Resonant Frequency of Meander-line Dipole Antenna". IEEE 2009.
- 22 Jamaluddin, M.H., Rahim, M.K.A., Abd. Aziz, M. Z. A., Asrokin, A. "Microstrip Dipole Antenna Analysis with Different Width and Length at 2.4 GHz", Asia-Pasific Conference on Applied Electromagnetics Proceedings, IEEE 2005.
- 23 HFSS:n valmistajan WWW-sivu,
<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/overview.cfm>, luettu 5.2.2010.
- 24 Qing, Xianming, Goh, Chean Khan, Chen, Zhi Ning. "Impedance Characterization of RFID Tag Antennas and Application in Tag Co-Design", IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, no. 5, May 2009.
- 25 Meys, Rene, Janssens, Frederic, "Measuring the impedance of Balanced Antennas by an S-Parameter Method", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 40, No. 6, December, 1998.
- 26 Palmer, Keith Duncan, van Rooyen, Mel W., "Simple Broadband Measurements of Balanced Loads Using a Network Analyzer", IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 55, no. 1, February, 2006.

- 27 Kuo, S.-K., Chen, S.-L., Lin, C.-T. "An accurate method for impedance measurement of rfid tag antenna", Progress In Electromagnetics Research, PIER 83, 93-106, 2008.
- 28 Koskinen, Tomi, Rajagopalan, Harish, Rahmat-Samii, Yahya. "Impedance Measurements of Various Types of Balanced Antennas with the Differential Probe Method", IEEE 2009.
- 29 Kaldjob, Eddy Brice, Geck, Bernd, Eul, Herman. [comments on "Measuring the Impedance of Balanced Antennas by an S-parameter Method"], IEEE Antennas and propagation magazine, vol. 50, no. 6, December 2008.
- 30 Nikkari, Matti, et al. "Design and Comparison Between Two General Purpose Dipole Type UHF RFID Tag Antennas", IEEE 2008.
- 31 Loo Chye-Hwa, et al. "RFID Tag Antenna Matching to Frequency Dependent MicroChip Impedance", IEEE 2008.

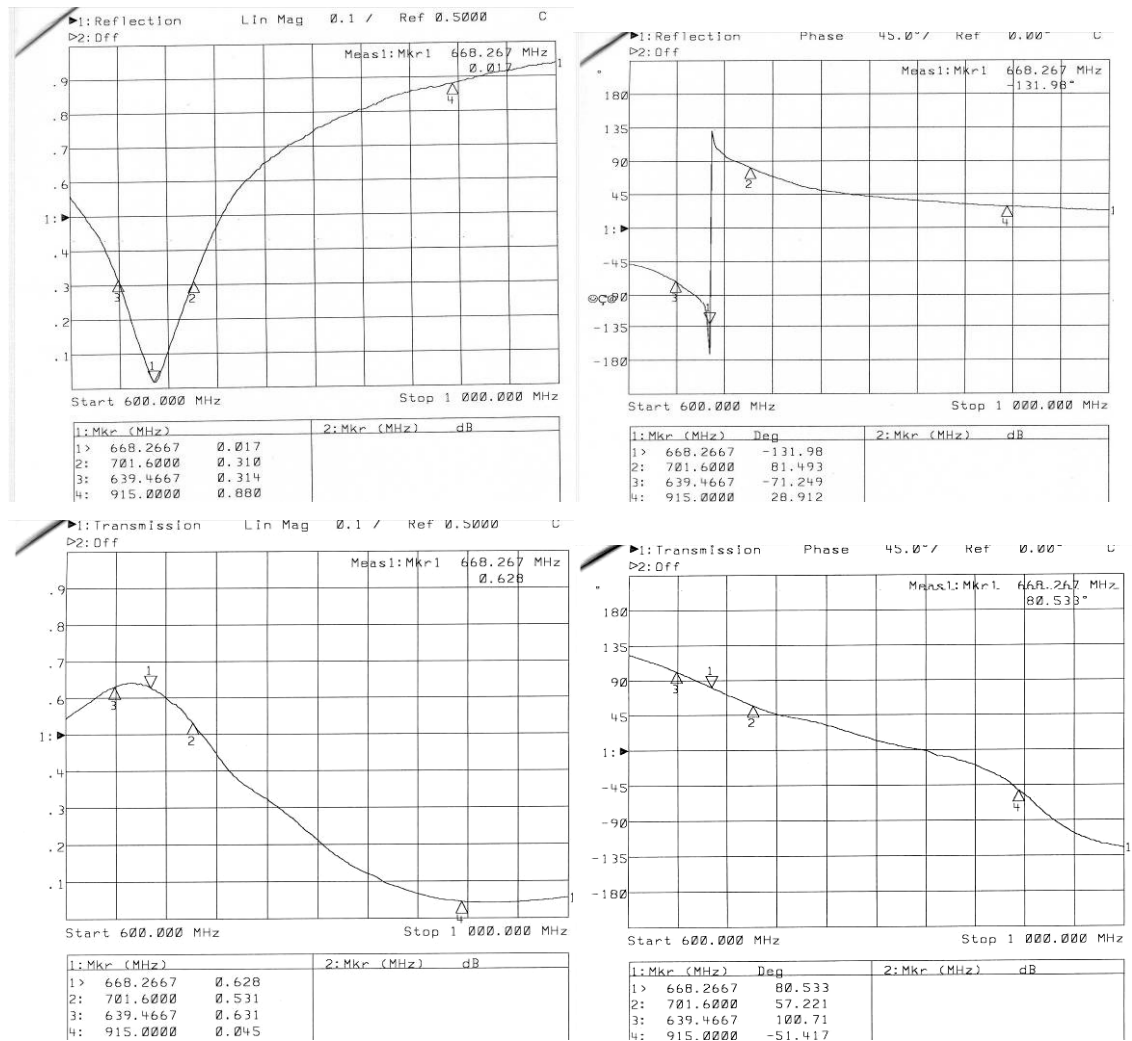
Liitteet

Liite 1. Testiantenni_xx:n heijastus- ja läpäisykertoimet



Kuva 1. Heijastuskerroin (vasen yläriivi), heijastuksen vaihe (oikea yläriivi), läpäisy (vasen alarivi) ja läpäisyn vaihe (oikea alarivi) (Testiantenni_xx).

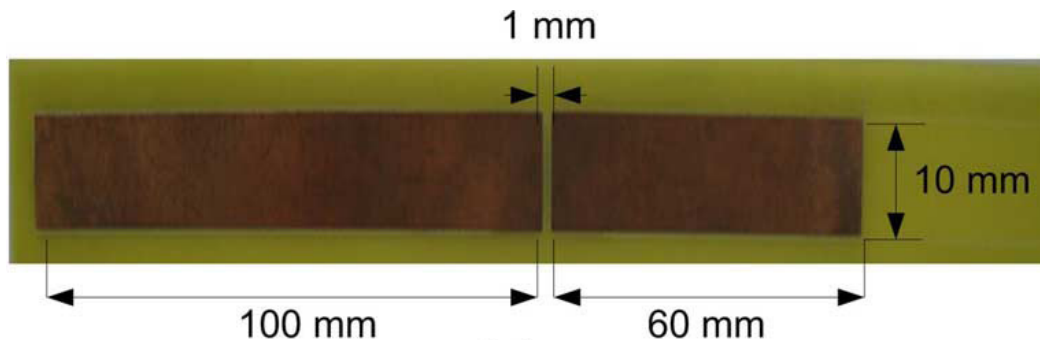
Liite 2. Testiantenni_1:n heijastus- ja läpäisykertoimet



Kuva 1. Heijastuskerroin (vasen yläriivi), heijastuksen vaihe (oikea yläriivi), läpäisy (vasen alarivi) ja läpäisyn vaihe (oikea alarivi) (Testiantenni_1).

Liite 3. Simulointitulosten vertailu

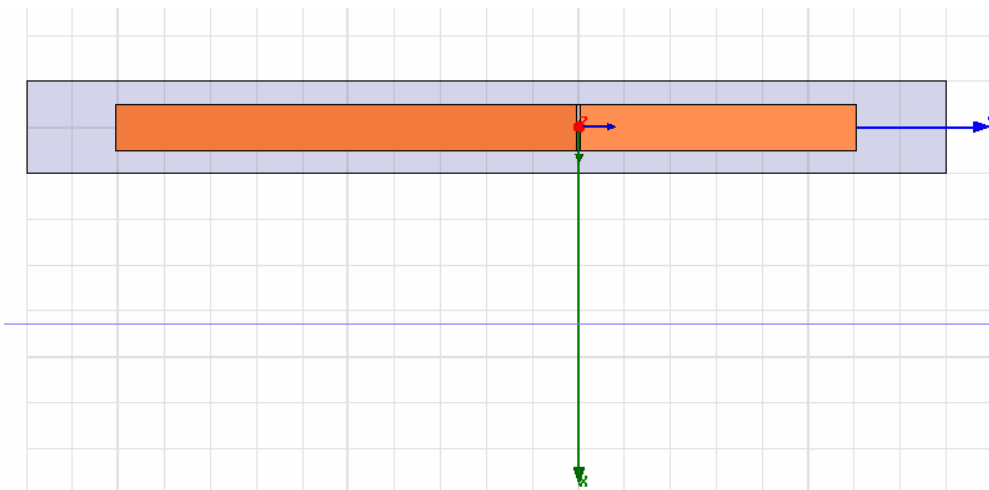
Kuvassa 1 on lähteen 21 antenni ja sille annetut tiedot: piirilevymateriaali FR4, permittiivisyys 4,4, häviötangentti 0,02 ja paksuus 0,504 mm. Substraatin muita mittoja ei annettu.



Kuva 1. Lähteessä 21 esitetyn antennin mitat.

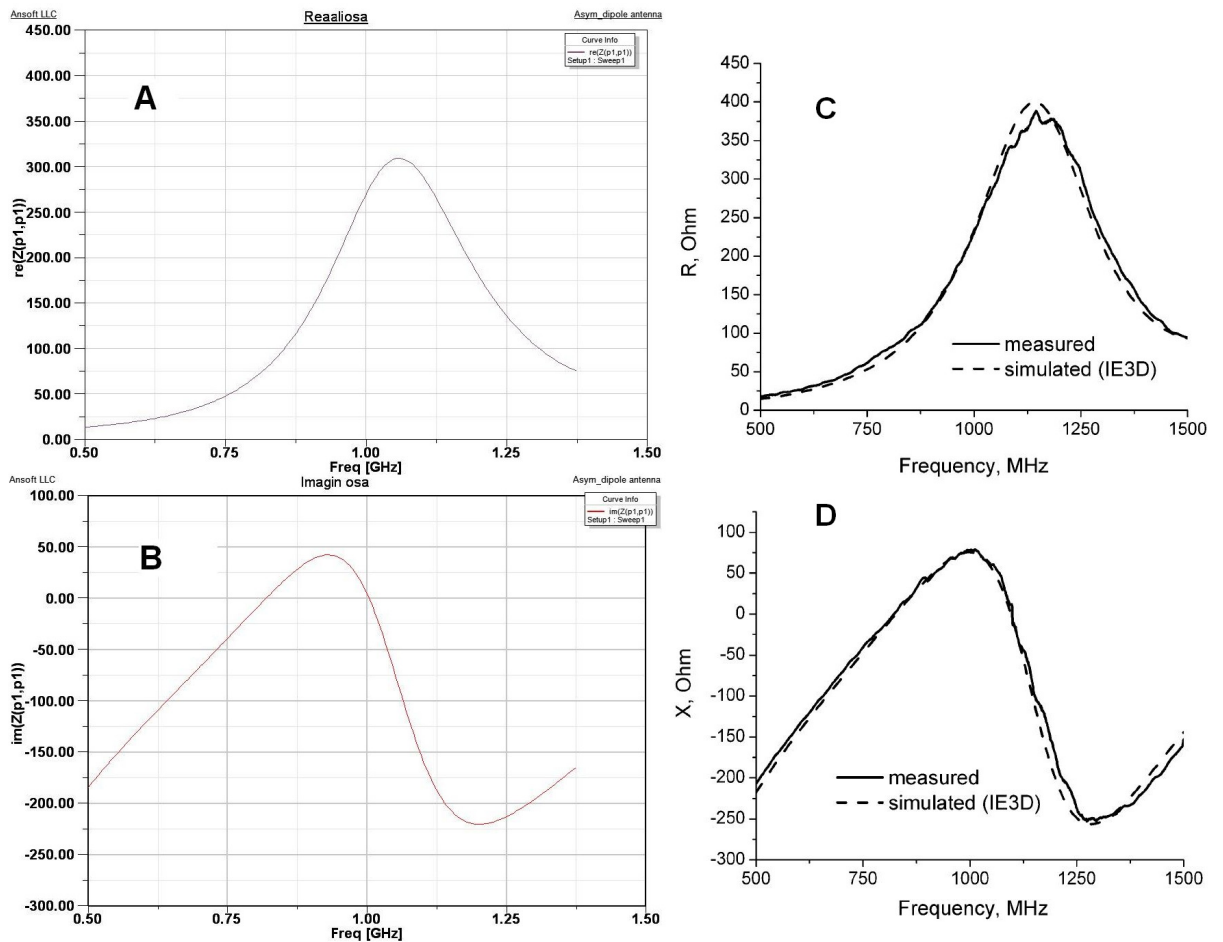
Omassa simuloidussa mallissa (kuva 2) mitat olivat muuten samat, mutta substraatin koko tehtiin arvion perusteella ja sen mitat olivat korkeus (x-suunta) = 20 mm ja leveys (y-suunta) = 200 mm.

Lähteessä 21 simulointiin on käytetty simulaattoria (Zeland IE3D), ja tässä simuloinnissa käytettiin HFSS:ää



Kuva 2. Tässä työssä simuloitu antenni joka mallintaa lähteen 21 antennia.

Kuvissa 3 A ja B on esitetty tässä työssä simuloitujen antennin resistanssi- ja reaktanssikäyrät, ja kuvissa 3 B ja C on esitetty lähteessä 21 esitetyt resistanssi- ja reaktanssikäyrät.



Kuva 3. Simuloitujen impedanssien vertailu, kuvat A ja B omista simulaatioista ja kuvat C ja D lähteestä 21.