

Metropolia ammattikorkeakoulu
Elektroniikan koulutusohjelma

Pasi Karjalainen

**2,45 GHz:n mikroliuska-antennin suunnittelu ja toteutus
Zigbee-sovellukseen**

Insinööritö 13.5.2009

Työn ohjaaja: yliopettaja Heikki Valmu

Työn valvoja: yliopettaja Heikki Valmu

| | |
|--|---|
| Tekijä | Pasi Karjalainen |
| Otsikko | 2,45GHz:n mikroliuska-antenni suunnittelu ja toteutus Zigbee-sovellukseen |
| Sivumäärä | 56 sivua |
| Aika | 13.5.2009 |
| Koulutusohjelma | elektroniikka |
| Tutkinto | insinööri (AMK) |
| Ohjaaja | yliopettaja Heikki Valmu |
| Ohjaava opettaja | yliopettaja Heikki Valmu |
| <p>Tämän insinööriyön tarkoituksena oli suunnitella ja toteuttaa 2,45 GHz:n antenni. Antenni suunniteltiin anturikeskuksen Zigbee-projektia varten. Zigbee on IEEE 802.15.4 –standardin mukainen tiedonsiirto tekniikka. Zigbee-projekti on Metropolia ammattikorkeakoulun ja anturikeskuksen yhteinen projekti, jossa on mukana kahdeksan opiskelijaa. Tämän insinööriyön tavoite oli suunnitella projektia varten antenni.</p> <p>Antenni päätettiin toteuttaa mikroliuska-antennina. Mikroliuska valittiin sen ominaisuuksien, kuten pienen koon ja keveyden takia. Mikroliuska-antennista tehtiin ympäripolarisoitu antenni. Antenni suunniteltiin toimimaan 2,45 GHz:n resonanssitaajuudella.</p> <p>2,45 GHz:n resonanssitaajuutta ei saavutettu riittävällä tarkkuudella eikä myöskään 80 MHz:n kaistanleveyttä. Antenni sovitusta saatettiin lähelle tavoiteltua 50 ohmin sovitusta. Päätettiin kuitenkin tehdä protoantenni ja jatkaa tuotekehitystä.</p> | |
| Hakusanat | antenni, mikroliuska, mikroliuska-antenni |

| | |
|--|--|
| Author | Pasi Karjalainen |
| Title | The design and implementation of 2.45 GHz microstrip antenna for Zigbee -application |
| Pages | 56 pages |
| Date | 13 May 2009 |
| Degree Programme | Electronics Engineering |
| Degree | Bachelor of Engineering |
| Instructor | Heikki Valmu, Principal Lecturer |
| Supervisor | Heikki Valmu, Principal Lecturer |
| <p>The purpose of this final year thesis was to design a 2.45 GHz antenna. The antenna was designed for the sensor centre's Zigbee -project. Zigbee is based on the IEEE 802.15.4 –standard and is a wireless data transmission technique. Zigbee –project is a joint project of the sensor centre and Metropolia University of Applied Sciences. There were 8 students in the project. The purpose of this final year project was to design an antenna for the project.</p> <p>The antenna was implemented into a microstrip antenna. The microstrip was selected because of its characteristics, such as small size and light weight. The microstrip antenna was implemented into a dual polarized antenna. The antenna was designed to run at 2.45 GHz.</p> <p>The 2.45 GHz resonant frequency was not achieved at an adequate accuracy nor the bandwidth of 80 MHz. The impedance of antenna was matched to near 50 ohms. However, a decision was made to build the proto antenna and continue the product development</p> | |
| Keywords | antenna, microstrip, microstrip antenna |

Sisällys

| | |
|---|----|
| Tiivistelmä | 2 |
| Abstract | 3 |
| Sisällys | 4 |
| Symboliluettelo | 6 |
| Lyhenteet, käsitteet ja määritelmät | 8 |
| 1 Johdanto | 10 |
| 2 Radioaallot | 11 |
| 2.1 Radioaaltojen taajuusalueet | 12 |
| 3 Mikroliuska | 13 |
| 3.1 Mikroliuskajohdon mitoitus | 13 |
| 3.2 Mikroliuskajohdon dispersio | 16 |
| 3.3 Avoin johdonpää | 17 |
| 4 Antennit | 20 |
| 4.1 Antennien peruskäsitteitä | 20 |
| 4.1.1 Resiprookkisuus | 20 |
| 4.1.2 Kentät | 20 |
| 4.1.3 Säteilykuvio | 22 |
| 4.1.4 Vahvistus | 23 |
| 4.1.5 Suuntaavuus | 24 |
| 4.1.6 Polarisaatio | 25 |
| 4.1.7 Impedanssi, hyötysuhde ja kaistanleveys | 27 |
| 5 Zigbee | 29 |
| 5.1 Protokollapino | 29 |
| 5.2 Tekniikka yleisesti | 30 |
| 5.3 Taajuusalue ja modulaatio | 31 |
| 5.4 Siirtonopeus ja –matka | 31 |
| 6 Mikroliuska-antenni | 32 |
| 6.1 Syöttötekniikat | 32 |
| 6.2 Suorakulmainen mikroliuska-antenni koaksiaalisyötöllä | 33 |

| | |
|---------------------------------------|----|
| 6.3 Ympyräpolarisaatio | 36 |
| 6.4 Hyötysuhde ja kaistanleveys | 37 |
| 7 Antennin suunnittelu ja mittaus | 39 |
| 7.1 Antennin suunnittelu | 39 |
| 7.1.1 Antennin mitoitus | 39 |
| 7.2 Antennin valmistus | 42 |
| 7.3 Mittaukset | 46 |
| 7.3.1 Piirianalysoijan kalibrointi | 46 |
| 7.3.2 Antennin mittaus | 48 |
| 8 Yhteenveto | 52 |
| Lähteet | 53 |
| Liitteet | 55 |
| Liite 1: Siirtovahvistuksen mittaus 1 | 55 |
| Liite 2: Siirtovahvistuksen mittaus 2 | 56 |

Symboliluettelo

| | |
|-------------|--|
| B | suskeptanssi |
| D | antennin suurin mitta säteilysuuntaa vastaan kohtisuorassa tasossa |
| D | suuntaavuus |
| dBd | antenninvahvistus ideaaliseen puolialtodipoliin verrattuna |
| dBi | antenninvahvistus isotrooppiseen säteilijään verrattuna |
| c | valonnopeus tyhjiössä, n. $2,998 \times 10^8$ m/s |
| C_0 | päätykapasitanssi |
| d | etäisyys |
| f | taajuus |
| f_r | resonanssitaajuus |
| G | vahvistus paljaana lukuna |
| G_{dB} | vahvistus desibeleinä |
| G_r | säteilykonduktanssi |
| h | korkeus |
| Hz | hertsiä, taajuuden yksikkö |
| j | imaginääriosa |
| k_0 | aaltoluku, $2\pi/\lambda$ |
| L | levyn pituus |
| l | pituus |
| λ_0 | aallonpituus tyhjiössä |
| λ_g | aallonpituusmateriaalissa |
| P_c | johdehäviöt |
| Q | hyvyysluku |
| Q_c | johdinhäviöiden hyvyysluku |
| Q_d | dielektristen häviöiden hyvyysluku |
| Q_r | säteilyhyvyysluku |
| Q_t | kokonaishyvyysluku |

| | |
|-------------------|---|
| r | etäisyys |
| R_e | kahden levyn välisen aukon säteilyresistanssi |
| R_r | säteilyhäviöt |
| R_h | ohmiset häviöt |
| S | tehotiheys |
| S_0 | häviöttömän isotrooppisen antennin säteilemä tehotiheys |
| t | paksuus |
| w | leveys |
| W_T | kokonaisenergia |
| x | etäisyys levyn keskipisteestä |
| Z_a | antennin impedanssi |
| Z_0 | ominaisimpedanssi |
| Z_{in} | sisäänmenoimpedanssi |
| π | pii, n. 3,1415 |
| Ω | ohmia, vastusarvo |
| Ω_A | avaruuskulma |
| ϵ_r | suhteellinen permittiivisyys, dielektrisyysvakio |
| ϵ_{reff} | tehollinen permittiivisyys |
| η_p | tehohyötysuhde |
| η_r | säteilyhyötysuhde |
| Δl_0 | avoimen pään pidennys mikroliuskajohdossa |
| ω_r | kulmaresonanssitaajuus |
| δ_s | tunkeutumissyvyys |

Lyhenteet, käsitteet ja määritelmät

| | |
|---------------|---|
| BPSK | Binary Phase Shift Keying, binaarinen vaiheavainnus |
| Dielektrinen | Ei-sähköinen, eriste |
| FFD | Full Functon Device, täyden toiminnan laite |
| FR4 | Flame Retardant 4, piirilevyjen tekoon käytetty materiaali |
| ISM | Industrial, Scientific & Medical, tarkoitettu teolliseen, tieteelliseen ja lääketieteelliseen käyttöön |
| IEEE 802.15.4 | Standardi, joka määrittelee lyhyen kantaman tietoliikenneverkkoa |
| ITU | International Telecommunication Union, kansainvälinen televiestintäliitto |
| MAC | Media Access Control, IEEE 802-verkoissa verkon varaamisen ja itse liikennöinnin hoitava osajärjestelmä |
| NCN | Network Coordinator Node, verkon koordinaattori |
| O-QPSK | Orthogonal Quadrature Phase Shift Keying, ortogonaalista nelivaiheista vaiheavainnusta |
| PAN | Personal Area Network, henkilökohtainen verkko |
| Prototyyppi | Testausta varten valmistettu kokonainen sovellus tai sovelluksen osa |

| | |
|------------|--|
| RFD | Reduced Function Device, rajoitetun toiminnan laite |
| SMA-liitin | Pienikokoinen kierrekiristeinen liitin, taajuus aina 18 GHz:iin asti |
| TEM | Transverse electric and magnetic, sähkömagneettisen kentän etenemismuoto, jossa sekä sähkö- että magneettikenttä ovat liikettä vastaan kohtisuorassa |
| UV | Ultraviolettisäteily |

1 Johdanto

Tämän insinööriyön tarkoituksena oli suunnitella ja toteuttaa kahden polarisaation mikroliuska-antenni, jonka resonanssitaajuus on 2,45 GHz. Antenni oli tarkoitettu liittämään anturikeskuksen Zigbee-sovellukseen.

Anturikeskus sijaitsee Helsinki-Vantaan lentoaseman tuntumassa olevan Electrian tiloissa. Electria on vuonna 2004 toimintansa aloittanut elektroniikka-alan valmistus-, tutkimus- ja koulutuspalveluita tarjoava yksikkö ja se on osa Metropolia-Ammattikorkeakoulua.

Metropolialla on anturikeskuksen kanssa yhteinen Zigbee-projekti. Projektissa on mukana kahdeksan insinööriyön tekijää, jotka kehittävät osaamista eri osa-alueilla. Tässä insinööriyössä on tarkoitus kehittää parempi antenni Zigbee-sovellukseen.

Metropolian elektroniikan koulutusohjelmassa on alettu keskittää opetusta langattomiin järjestelmiin. Opetuksessa on lisätty sulautettujen järjestelmien ja erilaisten tunnistus- ja anturiteknologioiden opetusta. /1/

2 Radioaallot

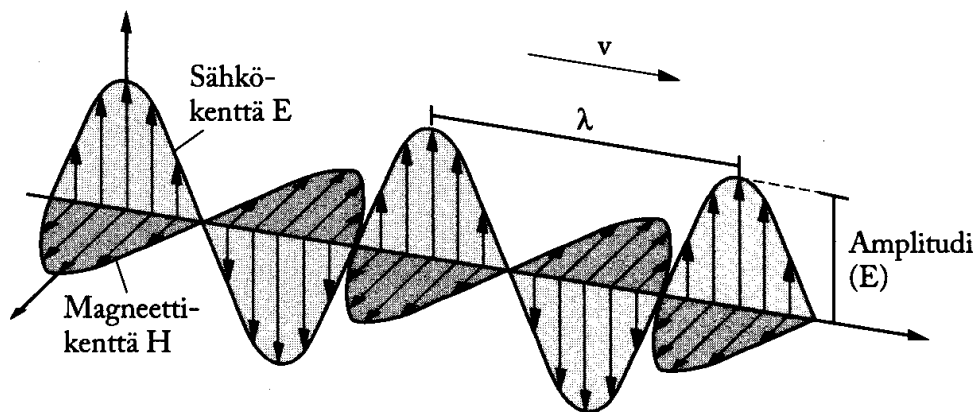
Radioaallot ovat sähkömagneettisia aaltoja, joilla on aallonpituus, etenemisnopeus, polarisaatio ja taajuus. Sähkömagneettinen aalto muodostuu sähkö- ja magneettikentästä, jotka ovat kohtisuorassa toisiaan vastaan ja kohtisuorassa myös aallon etenemissuuntaan nähden. Sähkö- ja magneettikentän voimakkuudet vaihtelevat ajan ja paikan suhteen sinimuotoisesti. Kentän suurin arvo eli aallon huipun korkeus on kentän amplitudi, ja aallon huippujen välinen etäisyys on aallonpituus, joka voidaan laskea yhtälöstä:

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (2.1)$$

jossa valonnopeus $c = 2,998 \times 10^8$ m/s ja f on taajuus (Hz). Aallon pituus materiaalissa saadaan yhtälöstä:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}, \quad (2.2)$$

jossa λ_0 on aallonpituus tyhjiössä ja ϵ_{reff} on efektiivinen permittiivisyys yhtälöstä (3.1) tai (3.3). /2, s. 58-60/

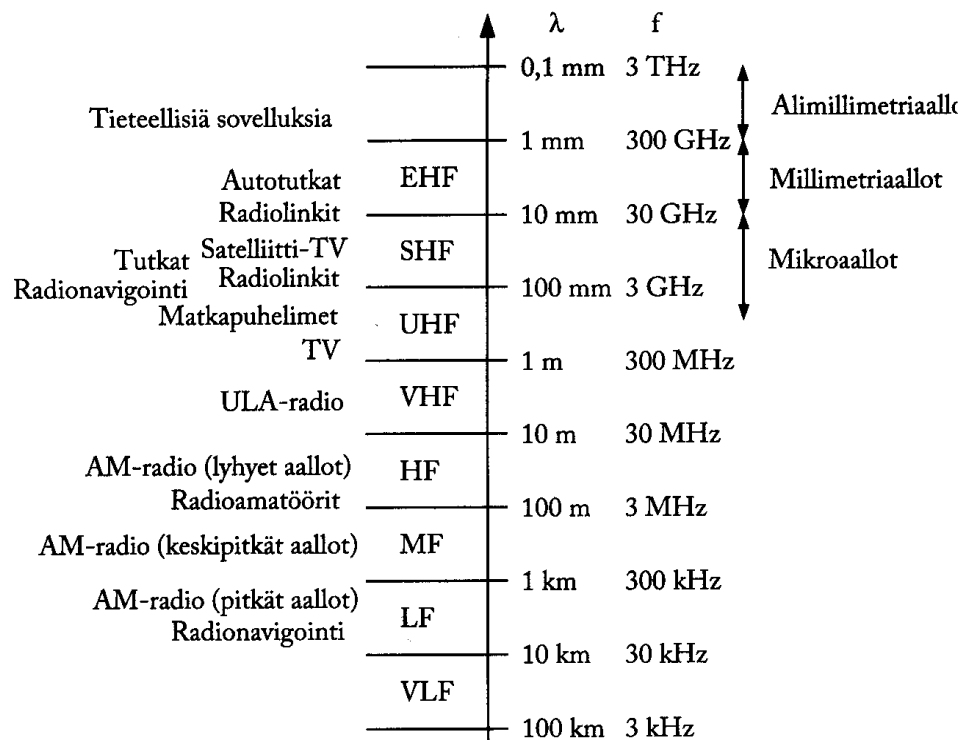


Kuva 1. Sähkömagneettisen aallon sähkökentän ja magneettikentän suuruuksien vaihtelu etenemissuuntaisella akselilla. /2, s.59/

2.1 Radioaaltojen taajuusalueet

Radioaaltojen taajuusalue käsittää 3 kHz - 300 GHz:n taajuudet, ja ne jaetaan eri alueisiin käyttötarkoituksen mukaan, kuten kuvasta 2 nähdään.

Käyttösuunnitelma perustuu kansainvälisen televiestintäliiton ITU:n (International Telecommunication Union) päätöksiin. Tarkemmin tässä sovelluksessa käytetään mikroaaltoja, joiden taajuudet ovat 1- 30 GHz. Aallot eivät ole kuitenkaan mikrometrin pituisia, kuten nimestä voisi päätellä. /3, s. 68-71/



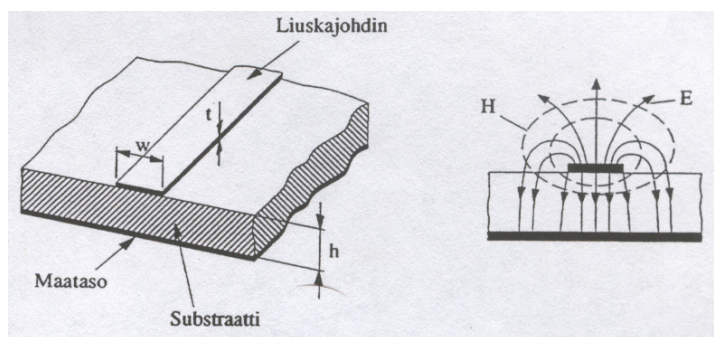
Kuva 2. Radiotaajuuksien käyttökohteita ja taajuusalueet /3, s.70/

3 Mikroliuska

Mikroliuska on planaarinen eli tasomainen aaltojohto. Se muodostuu liuskajohtimesta ja maatasosta, joiden välillä on dielektrinen levy eli substraatti kuvan 3 mukaisesti.

Substraatin paksuus h ja johtimen paksuus t ovat materiaalikohtaisia. Luskajohtimen leveys w voidaan määrittellä laskemalla. Eristeineena oleva substraatti toimii mekaanisesti johtimen tukena, ja vaikuttaa myös sähköisiin ominaisuuksiin.

Sähkökenttä on osittain ilmassa ja osittain substraatissa. Tällöin kenttä on lähes kokonaan johdon poikkitasossa, sillä on myös etenemissuuntaiset komponentit. Tästä syntyvää aaltomuotoa kutsutaan kvasi-TEM-aalloksi. /3, s. 15-21/



Kuva 3. Mikroliuskajohto /3, s.17/

3.1 Mikroliuskajohdon mitoitus

Mikroliuskajohdon kentät ja sähköiset ominaisuudet voidaan laskea erilaisin numeerisin menetelmin. Seuraavat likimääräiset yhtälöt pätevät, kun $0,05 \leq w/h \leq 20$ ja suhteellinen permittiivisyys $\epsilon_r \leq 16$. Yhtälöt perustuvat oletukseen, että aalto etenee kvasi-TEM-muodossa.

Kun $w/h \leq 1$, saadaan efektiivinen permittiivisyys $\varepsilon_{\text{reff}}$ ja ominaisimpedanssi

Z_0 yhtälöistä:

$$\varepsilon_{\text{reff}} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (3.1)$$

$$Z_0 \approx \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \Omega \quad (3.2)$$

Kun $w/h \geq 1$, yhtälöstä:

$$\varepsilon_{\text{reff}} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \quad (3.3)$$

$$Z_0 \approx \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} [w/h + 1,393 + 0,667 \ln(w/h + 1,444)]} \Omega. \quad (3.4)$$

Suurimmillaan efektiivisen permittiivisyyden $\varepsilon_{\text{reff}}$ virhe on $\pm 0,5 \%$ ja

ominaisimpedanssin $Z_0 \pm 0,8 \%$. Kun tunnetaan suhteellinen permittiivisyys ε_r ja

ominaisimpedanssi Z_0 , voidaan laskea w/h yhtälöistä:

$w/h \leq 2$:

$$\frac{w}{h} \approx \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}. \quad (3.5)$$

$w/h \geq 2$:

$$\frac{w}{h} \approx \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}. \quad (3.6)$$

Apusuureet A ja B saadaan yhtälöistä:

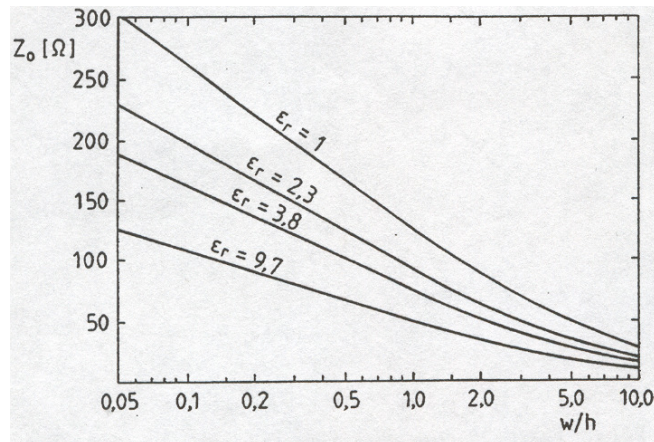
$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (3.8)$$

Yhtälöt (3.1) - (3.6) pätevät, kun liuskan paksuus t on 0. Käytännössä näin ei kuitenkaan ole. Liuskan tehollinen leveys w_{eff} saadaan yhtälöstä:

$$w_{eff} = w + t \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2\pi} \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1}{\pi} \frac{1}{\frac{w}{t} + \frac{11}{10}}\right)^2}} \right), \quad (3.9)$$

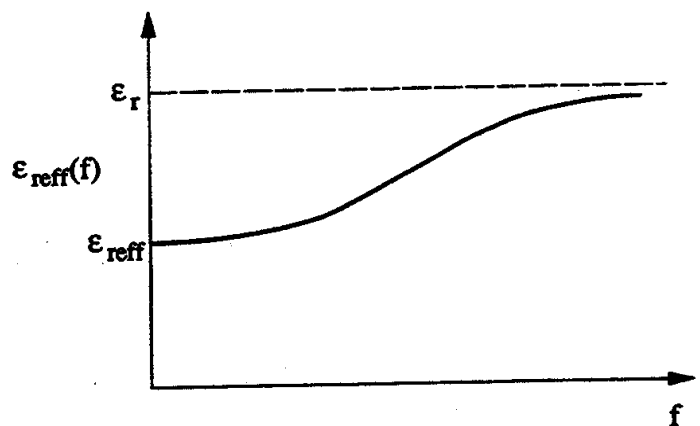
jossa w on antennin leveys, t metalliliuskan paksuus, h substraatin paksuus ja ϵ_r suhteellinen permittiivisyys. Mikroliuskajohtoa mitoitettaessa voidaan myös käyttää valmiita käyrästöjä, kuten kuvassa 4 on esitetty. /3, s. 15-21/



Kuva 4. Mikroliuskajohdon mitoitukseen tarkoitettu käyrästä, jossa ominaisimpedanssi Z_0 w/h :n funktiona eri eristeaineiden tapauksessa. /3, s.18/

3.2 Mikroliuskajohdon dispersio

Yli muutaman GHz:n taajuuksilla johdossa etenevä aalto ei muistuta enää kvasi-TEM-aaltoa, vaan aalto etenee hybridimuodolla. Tällöin sähkö- ja magneettikentän pitkittäiskomponentit ovat merkittäviä, joten dispersio on otettava huomioon. Taajuuden kasvaessa kentät keskittyvät yhä enemmän substraattiin. Näin ollen $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ kasvaa ja lähestyy ϵ_r :ää, kuten kuvasta 5 nähdään. /3, s. 15-21/



Kuva 5. Mikroliuskajohdon dispersio /3, s.20/

Mikroliuskajohdon dispersiolle on esitetty monia yhtälöitä. Tehollinen permittiivisyys taajuuden funktiona saadaan yhtälöstä:

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{reff}}}{1 - G(f/f_p)^2}, \quad (3.10)$$

jossa $f_p = Z_0 / (8\mu_0 h)$ ja G on empiirinen kerroin. Dispersion vaikutuksesta myös ominaisimpedanssi ja tehollinen leveys muuttuvat. Ominaisimpedanssi saadaan yhtälöstä:

$$Z_0(f) = \frac{h\eta_0}{w_{\text{eff}}(f)\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)}}, \quad (3.11)$$

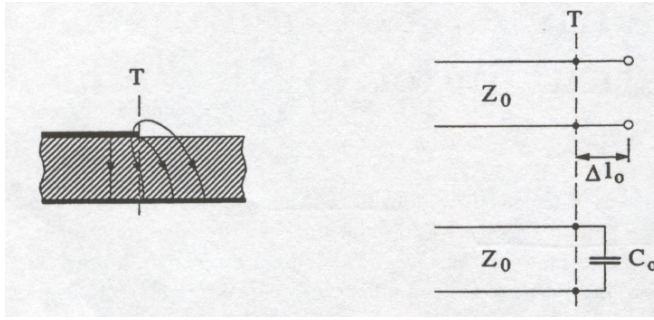
jossa $\eta_0 = 120\pi\Omega$ on tyhjiön aaltoimpedanssi. Tehollinen leveys saadaan yhtälöstä:

$$w_{\text{eff}}(f) = w + \frac{w_{\text{eff}} - w}{1 + (f/f_p)^2}, \quad (3.12)$$

jossa $f_p = c / (2w_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}(f)})$ ja w_{eff} on tehollinen leveys taajuudella 0. /3, s. 15-21/

3.3 Avoin johdonpää

Mikroliuskajohdon epäjatkuvuutta käytetään hyväksi halutessa piiriltä erityisiä ominaisuuksia. Avointa mikroliuskajohdon päätä käytetään resonaattorina. Ideaalisessa tapauksessa avoimen pään resistanssi on ääretön. Avoimessa päässä sähkökenttä ulottuu johdon pään yli, kuten kuvasta 6 nähdään. /3, s. 29-31/



Kuva 6. Avoin mikroliuskajohdon pää /3, s.30/

Avoin pää voidaan mallintaa johdon geometrisessä päädysssä olevalla kapasitanssilla tai johdon pidennyksellä, jonka päässä on ideaalinen avoin pää. Johdon pidennys saadaan laskettua yhtälöstä:

$$\frac{\Delta l_0}{h} = ACE/D \quad (3.13)$$

Apusuureet A, C, E ja D saadaan seuraavista yhtälöistä:

$$A = 0,434907 \frac{(\epsilon_{\text{reff}}^{0,81} + 0,26)[(w/h)^{0,8544} + 0,236]}{(\epsilon_{\text{reff}}^{0,81} - 0,189)[(w/h)^{0,8544} + 0,87]}, \quad (3.14)$$

$$B = 1 + \frac{(w/h)^{0,371}}{2,358\epsilon_r + 1}, \quad (3.15)$$

$$C = 1 + \frac{0,5274 \arctan[0,084(w/h)^{1,9413/B}]}{\epsilon_{\text{reff}}^{0,9236}}, \quad (3.16)$$

$$D = 1 + 0,0377 \arctan[0,067(w/h)^{1,456}] [6 - 5e^{0,036(1-\epsilon_r)}] \text{ ja} \quad (3.17)$$

$$E = 1 - 0,218e^{-7,5w/h} \quad (3.18)$$

Yhtälön tarkkuus on 0,2%, kun $0,01 \leq w/h \leq 100$ ja $1 \leq \epsilon_r \leq 128$ (ehtona $t = 0$). Yhtälö pätee matalilla taajuuksilla. Päätykapasitanssi C_0 saadaan yhtälöstä:

$$C_0 = \frac{\Delta l_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}}{c_0 Z_0} \cdot /3, \text{ s. 29-31/} \quad (3.19)$$

4 Antennit

Antenni on laite, jolla voidaan lähettää ja vastaanottaa kontrolloidusti sähkömagneettisia aaltoja. Antennien rakenne vaihtelee käyttötaajuudesta ja -tarkoituksesta riippuen. Esimerkiksi tässä projektissa päädyttiin mikroliuska-antenniin sen pienen koon ja helpon toteutuksen vuoksi.

4.1 Antennien peruskäsitteitä

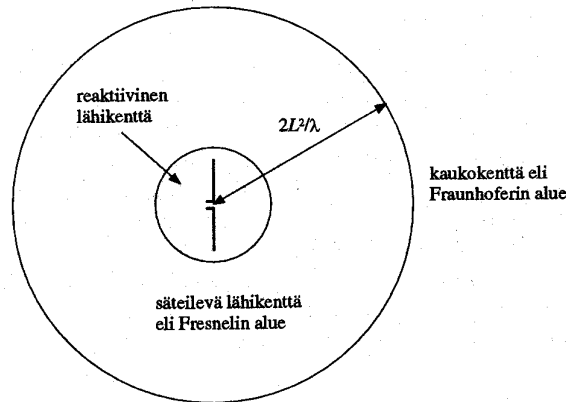
Antenneilla on monia peruskäsitteitä, jotka voidaan määritellä kaikille antenneille niiden rakenteesta riippumatta. Seuraavaksi on esitelty antenneille oleellisia peruskäsitteitä.

4.1.1 Resiprookkisuus

Antennit ovat resiprookkisia, eli antennin ominaisuudet ovat samat lähetyksessä ja vastaanotossa. Resiprookkisuus ei kuitenkaan päde, jos antennissa on epäresiprookkisia komponentteja, kuten vahvistimia ja ferriittikomponentteja. /4/

4.1.2 Kentät

Antennin ympärilleen synnyttämä sähkömagneettinen kenttä voidaan jakaa kolmeen osaan: reaktiivisen lähikenttään, säteilevään lähikenttään (Fresnelin alue) ja kaukokenttään (Fraunhoferin alue) kuvan 7 mukaisesti. Jako tapahtuu kentän ominaisuuksien perusteella. Tarkat rajat ovat keinotekoisia, koska muutokset kentässä tapahtuvat vähitellen. /4/ /5, s. 23-25/



Kuva 7. Antennin lähi- ja kaukokenttä /5, s.24/

Lähimpänä antenna on reaktiivinen lähikenttä. Reaktiivisessa lähikentässä reaktiivinen osa on vallitseva. Reaktiivisen ja säteilevän lähikentän arvioitu raja määritellään seuraavan yhtälön mukaisesti:

$$r = \frac{\lambda}{2\pi}, \quad (4.1)$$

jossa r on etäisyys säteilylähteestä ja λ säteilevän signaalin aallonpituus. Reaktiivinen osa pienenee nopeasti etäisyyden kasvaessa ($1/r^2$ tai $1/r^3$) ja on merkityksetön säteilevän lähikentän eli Fresnelin alueella. Fresnelin alueella sähkö- ja magneettikentät eivät ole kohtisuorassa toisiaan vastaan kuten kaukokentässä. Siksi sähkökentän komponenteista ei voi päätellä magneettikenttää eikä päinvastoin. /4/

Kaukokentässä ominaisuudet eivät ole riippuvaisia etäisyydestä, paitsi kentän voimakkuuteen etäisyydellä on vaikutusta. Kenttä pienenee kääntäen verrannollisesti etäisyyteen. Kaukokentän raja saadaan yhtälöstä:

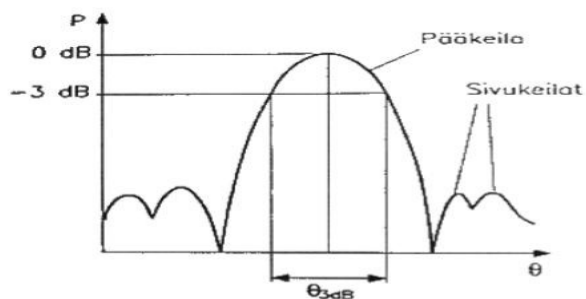
$$r = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (4.2)$$

jossa D on antennin suurin mitta säteilysuuntaa vastaan kohtisuorassa tasossa ja λ säteilevän signaalin aallonpituus. /4/

4.1.3 Säteilykuvio

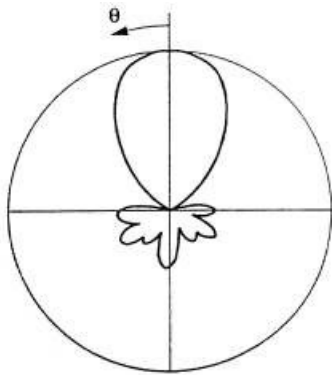
Lähettävän antennin säteilykuvio (tai suuntakuviosta) nähdään, miten antennin lähettämä signaaliteho jakautuu avaruuteen. Vastaanottoantennin suuntakuviosta puolestaan kuvaa, miten hyvin antenni vastaanottaa eri suunnista tulevaa sähkömagneettista säteilyä.

Yleensä antennit säteilevät voimakkaasti johonkin tiettyyn suuntaan. Tällöin suuntakuviossa on selkeä pääkeila ja tämän lisäksi heikompia maksimeja eli sivumaksimeja, kuten kuvasta 8 nähdään. Suuntakuviossa on myös nollakohtia, joiden suuntaan antenni ei säteile lainkaan ja joista se ei vastaanota mitään. Antennin suuntakuviosta ilmoittaa suhteellisen kentänvoimakkuuden suunnan funktiona, ja yleensä se normalisoidaan niin, että maksimiarvoksi annetaan 1 eli 0 dB (Kuva 8). /4/

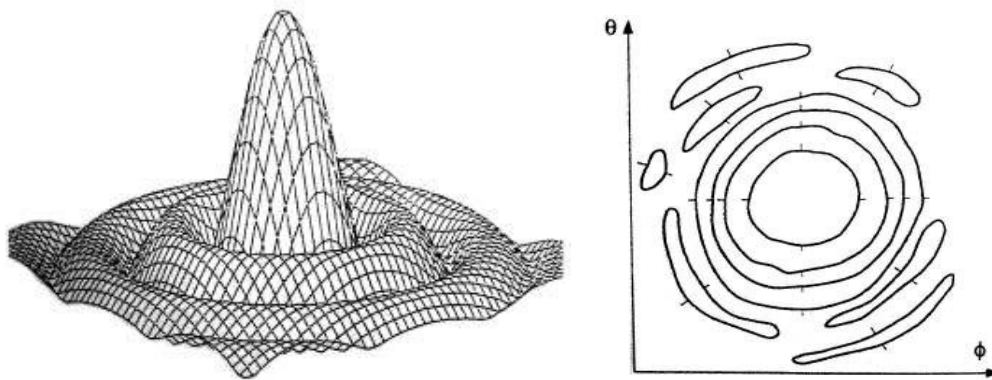


Kuva 8. Suorakulmainen esitysmuoto /4, s.159/

Suuntakuviolla on monenlaisia esitysmuotoja. Suuntaaville antennille sopii suorakulmaisesta esitysmuoto (kuva 8), ympärisäteilevälle antennille sopii polaarinen esitys (kuva 9). Antennin täydellinen säteilykuviosta voidaan esittää kolmiulotteisesti tai vakiokäyrinä (kuva 10).



Kuva 9. Polarisaatioesitys /4, s.159/



Kuva 10. Kolmiulotteisena ja vakiokäyrästönä esitetyt säteilykuviot /4, s.159/

4.1.4 Vahvistus

Antennin vahvistus on pääkeilan suuntaan säteilemän tehotiheyden S suhde häviöttömän isotrooppisen antennin säteilemään tehotiheyteen S_0 , kun molempiin antenneihin syötetään sama lähtöteho. Vahvistus saadaan yhtälöstä:

$$G = \frac{S}{S_0}. \quad (4.3)$$

Vahvistus ilmoitetaan yleensä desibeleinä:

$$G_{db} = 10 \log G. \quad (4.4)$$

Edellä olevat yhtälöt pätevät ideaaliselle eli häviöttömälle antennille. Käytännössä osa tehosta kuluu kuitenkin metallipintojen tai dielektristen aineiden häviöihin. Nämä häviöt pienentävät vahvistusta, ja näin ollen vahvistus on suuntaavuutta pienempi. Häviöllisten antennien vahvistus saadaan yhtälöstä:

$$G = \eta \frac{S}{S_0}, \quad (4.5)$$

jossa η on säteilyhäviösuhte. /4/

Antennivahvistus ilmoitetaan joko isotrooppiseen säteilijään dBi tai ideaaliseen puoliaaltodipoliin dBd verrattuna. Isotrooppiseen säteilijään suhteutetut vahvistusarvot ovat 2.15 dB suurempia kuin puoliaaltodipolin. /4/

4.1.5 Suuntaavuus

Suuntaavuus kuvaa antennin kykyä keskittää säteilyä tiettyyn suuntaan. Suuntaavuus D saadaan koko avaruuskulman 4π yli lasketun suuntakuvion $P(\theta, \phi)$ integraalin avulla:

$$D = \frac{4\pi}{\int \int_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega}, \quad (4.6)$$

jossa $d\Omega$ on avaruuskulman alkio. Keilan avaruuskulma Ω_A saadaan lasketuksi yhtälöstä:

$$\Omega_A = \int |P(\theta, \phi)|^2 d\Omega. \quad (4.7)$$

Suuntaavuus on pelkästään riippuvainen säteilykuvioista. Suuntaavuus esitetään yleensä yhtenä lukuna eikä kulmien funktiona. Tällöin kyseessä on suuntaavuuden maksimiarvo, joka saadaan seuraavasta yhtälöstä:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A}. \quad (4.8)$$

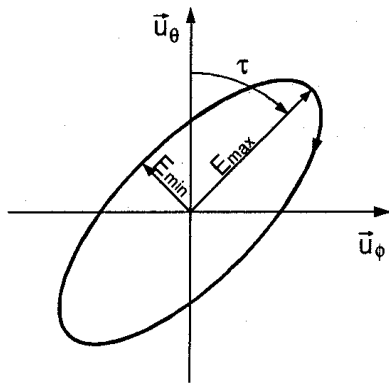
Suuntaavuus voidaan laskea myös etäisyyden suhteen, joka saadaan seuraavasta yhtälöstä:

$$D = 4\pi r^2 \frac{S}{S_0}, \quad (4.9)$$

jossa r on etäisyys metreinä. /4/

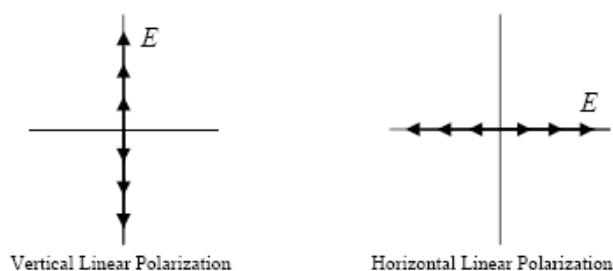
4.1.6 Polarisaatio

Antennin polarisaatio kuvaa sen säteilemän sähkökentän kompleksisen vektorin suunnan muutoksia. Polarisaatio ei ole riippuvainen vektorin amplitudista tai vaiheesta. Kompleksinen vektori määrittelee ellipsin, jonka voidaan ajatella piirtyvän vektorin kärjestä värähtelyjakson aikana (kuva 11). /5, s. 30-37/

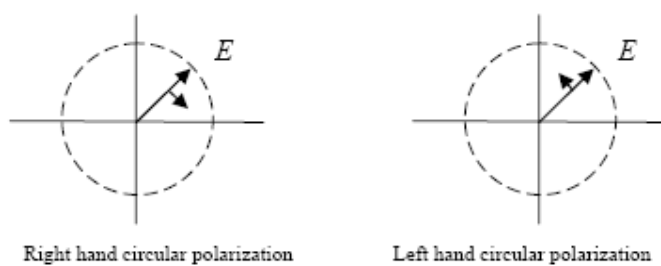


Kuva 11. Elliptinen polarisaatio /4, s.160/

Erikoistapauksessa ellipsistä muodostuu jana (kuva 12) tai ympyrä (kuva 13). Janaa kutsutaan lineaariseksi polarisaatioksi ja ympyrää ympyräpolarisaatioksi. Lineaarinen polarisaatio voi olla horisontaalista tai vertikaalista ja ympyräpolarisaatio on oikea- tai vasenkätistä. /5, s. 30-37/



Kuva 12. Vertikaalinen ja horisontaalinen polarisaatio /6/

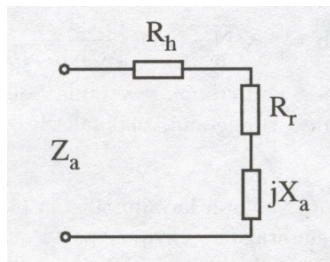


Kuva 13. Oikea- ja vasenkätinen ympyräpolarisaatio /6/

Yleensä antenni on tarkoitettu toimimaan jollain tietyllä polarisaatiolla. Tätä polarisaatiota kutsutaan pääpolarisaatioksi. Tuleva aalto sovituu hyvin antenniin, jos aallon polarisaatio on sama kuin antennin polarisaatio. Jos puolestaan polarisaatio eroaa, syntyy epäsovitusta. Tämä laskee antennin polarisaatiohyötysuhdetta. /5, s. 30-37/

4.1.7 Impedanssi, hyötysuhde ja kaistanleveys

Antenneille pätee yleiset piiriominaisuudet. Syöttönavoista katsottaessa antenni näkyy impedanssina $Z_a = R_a + jX_a$ (kuva 14). Impedanssin resistiivinen osa R_a muodostuu antennin säteilyhäviöiden R_r ja antenninrakenteen ohmisten häviöiden R_h summasta. Imaginäärinen osa X_a on antennin lähikenttään varastoitunut energia. Antennin ollessa resonanssissa reaktiivinen osa X_a häviää. /5, s. 30-37/



Kuva 14. Antennin vastinpiiri /5, s.36/

Antennin hyötysuhde kuvaa sen tehohyötysuhdetta. Hyötysuhde on riippuvainen säteilyhäviöiden R_r ja antenninrakenteen ohmisista häviöistä R_h . Säteilyhäviöt johtuvat antennin ja aaltojohdon epäsovituksista. Erisuuruiset impedanssit aiheuttavat rajapinnassa heijastumisia, jotka havaitaan signaalitehon heikentymisenä sekä häiriönä. Heijastukset tapahtuvat herkemmin suurilla kuin pienillä taajuuksilla. Ohmiset häviöt ovat puolestaan riippuvaisia antennin metalli- tai dielektrisistä häviöistä. Antennille voidaan laskea tehohyötysuhde η_p yhtälöstä:

$$\eta_p = \frac{R_r}{R_r + R_h}, \quad (4.10)$$

jossa R_r on säteilyresistanssi ja R_h häviöresistanssi. /5, s. 30-37/

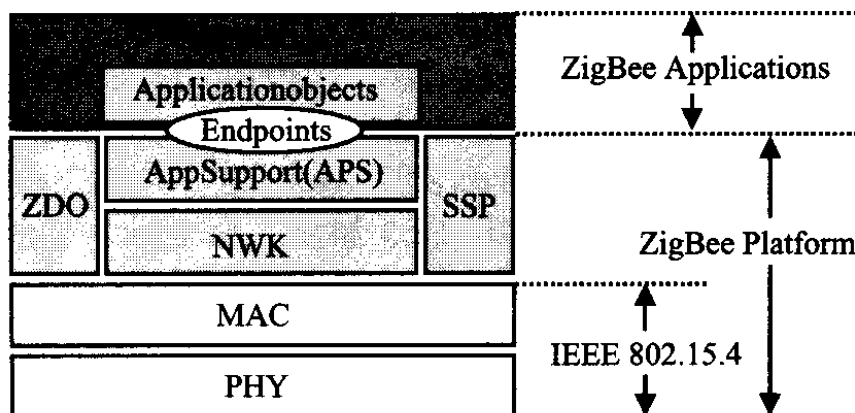
Kaistanleveys kuvaa käytettävää taajuusaluetta, jolla antenni säteilee ja vastaanottaa energiaa. Esimerkiksi tässä sovelluksessa kaistanleveys on 83 MHz (2400-2483,5MHz).

5 Zigbee

Zigbee tarkoittaa lyhyen kantaman tietoliikenneverkkoa. Vuonna 2003 valmistui ensimmäinen standardi (802.15.4), joka loi pohjan Zigbeelle. Zigbee on pyritty kehittämään edulliseksi ja energiaa säästäväksi, langattomaksi ohjausjärjestelmäksi. Tekniikan taustalla on ollut tarve erilaisten anturiverkkojen luominen. Tekniikan avulla voidaan yhdistää useita sensoreita sekä muita tietoa kerääviä laitteita ja lähettää tietoa langattomasti. /7/

5.1 Protokollapino

Standardi IEEE 802.15.4 määrittelee pinon alimmat kerrokset eli fyysisen ja MAC-osan (Media Access Control). Zigbee-protokolla määrittelee ylemmät kerrokset, joissa määritellään verkkojen muodostukset, tietoturva ja elementtien välinen kommunikointi (kuva 15). Sovellusten kehittäjälle jää ainoastaan ylimmän kerroksen toteuttaminen hyväksikäyttäen Applicationobjects-tason tarjoamia palveluita. /8/

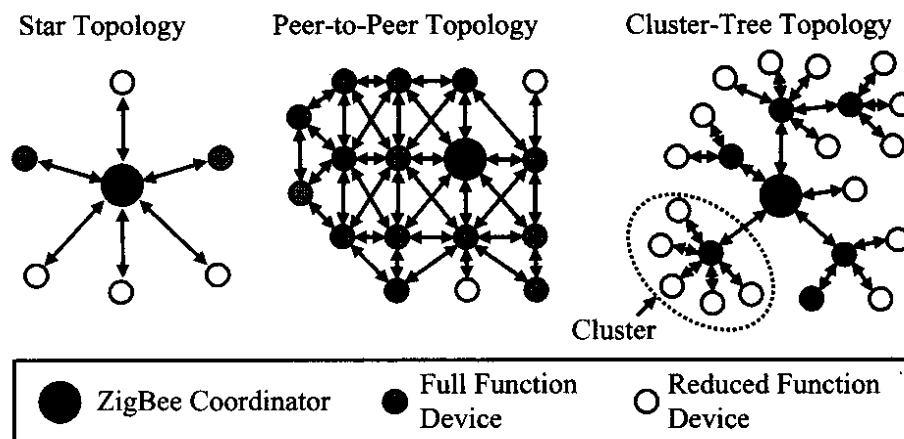


Kuva 15. Zigbee-protokollapino /8, s.26/

5.2 Tekniikka yleisesti

Zigbee-laitteita on kolme eri tyyppiä. Verkon koordinaattori NCN (Network Coordinator Node) on laite, jota on yksi verkkoa kohden. Se toimii linkkinä verkkojen välillä sekä varastoi tietoa verkon rakenteesta ja siinä olevista laitteista. Täyden toiminnan laite FFD (Full Function Device) toimii normaalina koordinaattorina eli reitittimenä ja välittää dataa laitteiden välillä. FFD pystyy myös toimimaan verkon koordinaattorina. Kolmas laitetyyppi on rajoitetun toiminnan laite RFD (Reduced Function Device), joka pystyy lähettämään ja vastaanottamaan dataa ainoastaan koordinaattorille. Maksimoidakseen käyttöaikansa RFD pystyy menemään virransäästötilaan, jolloin se käyttää energiaa vain datan lähetyksessä. /8/

Standardi määrittelee kolme erilaista verkkotopologiaa, star-, peer to peer- ja cluster-tree-topologiat, jotka on esitetty kuvassa 16. Star-topologiassa FFD-laite muodostaa verkon ja toimii PAN (Personal Area Network) -koordinaattorina, muiden laitteiden kommunikoidessa tämän välityksellä. Peer to peer -topologiassa laitteet voivat kommunikoida keskenään, mutta tässäkin topologiassa on PAN-koordinaattori, joka ilmoittaa verkon olemassa olon muille laitteille. Peer to Peer -verkon etuna on se, että verkko voi olla monimutkaisempi kuin star-verkko. Cluster-tree -topologia on star- ja peer to peer -topologioiden yhdistelmä. Verkko koostuu klustereista kuvan 16 mukaisesti. /8/



Kuva 16. Star-, Peer to peer- ja Cluster-Tree-topologiat /8, s.27/

Laitteet voivat lisäksi lähettää jaksollista, keskeyttävää tai toistuvaa dataa. Jaksollinen data lähetetään määritellyn jakson mukaisesti, ja lopun aikaa laite on virransäästötilassa. Keskeyttävä data lähetetään vasta, kun määritelty keskeytys tulee eli tapahtuma tapahtuu tai jokin arvo saavuttaa jonkin rajan. Muun ajan laite on virransäästötilassa. Toistuvaa dataa lähetetään tietyllä aikavälillä, jolloin laite lähettää ja varmistaa tiedon perille saapumisen. Laite toimii jatkuvasti, menemättä virransäästötilaan. /8/

5.3 Taajuusalue ja modulaatio

Zigbee käyttää kolmea eri taajuutta. Taajuudet sijaitsevat ISM-taajuusalueella (Industrial, Scientific & Medical), 868 MHz, 915 MHz ja 2,45GHz. Tässä sovelluksessa käytetään 2,45 GHz:n taajuutta. Zigbee käyttää eri modulaatioita taajuudesta riippuen. Alemmat taajuudet käyttävät binaarista vaiheavainnusta BPSK (Binary Phase Shift Keying). Ylempi taajuus käyttää ortogonaalista nelivaiheista vaiheavainnusta O-QPSK (Orthogonal Quadrature Phase Shift Keying). /7/

| PHY (MHz) | Frequency band (MHz) | Spreading parameters | | Data parameters | | |
|-----------|----------------------|----------------------|------------|-----------------|-------------------------|-------------------|
| | | Chip rate (kchip/s) | Modulation | Bit rate (kb/s) | Symbol rate (ksymbol/s) | Symbols |
| 868/915 | 868–868.6 | 300 | BPSK | 20 | 20 | Binary |
| | 902–928 | 600 | BPSK | 40 | 40 | Binary |
| 2450 | 2400–2483.5 | 2000 | O-QPSK | 250 | 62.5 | 16-ary Orthogonal |

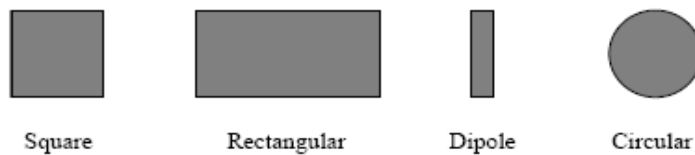
Kuva 17. Käytetyt taajuudet, modulaatiot ja nopeudet /7/

5.4 Siirtonopeus ja -matka

Zigbeeen siirtonopeus on riippuvainen sekä käyttötaajuudesta että modulaatiotavasta. Siirtomatka on puolestaan riippuvainen käytetystä tehosta. Tehonkulutus on haluttu tekniikan suunnittelussa mahdollisimman pieneksi. Siksi lähetyksmatkat ovat pieniä, ympäristön ja muiden tekijöiden mukaan 10 – 100 metriä. /7/

6 Mikroliuska-antenni

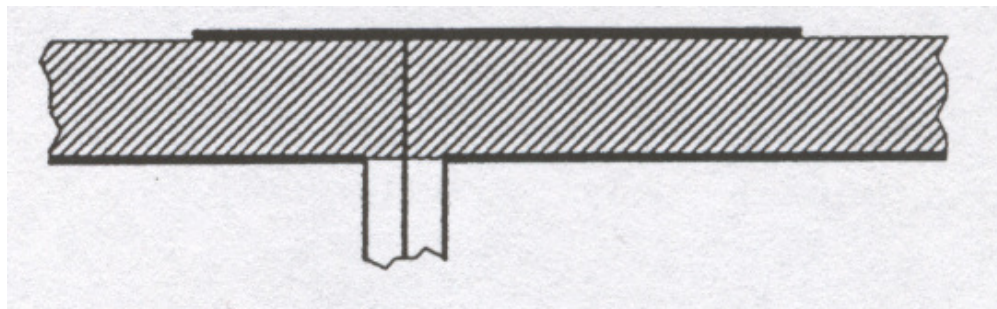
Mikroliuska-antenni perustuu mikroliuskatekniikalla tehtyyn resonaattoriin. Antenni on rakenteeltaan kuin kaksikerroksinen piirilevy, josta toinen puoli toimii säteilijänä ja toinen maatasona. Säteilijä on yleensä pyöreä tai suorakulmainen, kuten kuvasta 18 nähdään, ja sitä voidaan syöttää usealla eri tavalla. Tässä sovelluksessa käytetään suorakaiteen muotoista resonaattoria, jota syötetään koaksiaalisyytöllä. Mikroliuska-antennin etuja ovat pieni koko, keveys, tasomaisuus, helppo integroitavuus ja edullisuus. Suurimmat heikkoudet ovat huono hyötysuhde ja kapeakaistaisuus. /3, s. 101-106/



Kuva 18. Yleisiä mikroliuska-antennin muotoja /9/

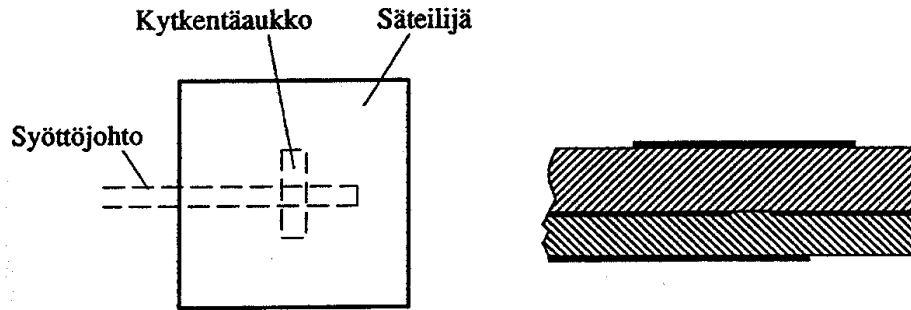
6.1 Syöttötekniikat

Mikroliuska-antennia voidaan syöttää usealla eri tavalla. Tekniikat voidaan jakaa kahteen eri luokkaan kontakti- ja kontaktitonsyöttöön. Kontaktitekniikalla syötetään suoraan säteilijään, esimerkiksi koaksiaalisyytöllä (kuva 19) tai mikroliuskalla.



Kuva 19. Mikroliuska-antenni, jossa on koaksiaalisyyttö. /3, s.103/

Kontaktittomassa sähkömagneettisen kentän kytkeytyminen on tehty mikroliuska johdon ja säteilijän välille (kuva 20).



Kuva 20. Aukon välityksellä syötetty mikroliuska-antenni /3, s.103/

6.2 Suorakulmainen mikroliuska-antenni koaksiaalisyötöllä

Suorakulmainen mikroliuska-antenni toimii puolen aallon pituisena resonaattorina, jonka päätyjen välillä aalto heijastuu edestakaisin. Pituussuunnassa kenttä on sinimuotoinen ja leveyssuunnassa vakio. Säteily vuotaa antennin avoimista päistä.

Antennin pituus l on puoli aallonpituutta resonanssitaajuudella f_r , joka saadaan yhtälöstä:

$$l = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta l_0, \quad (6.1)$$

jossa Δl_0 on avoimen pään pidennys, joka saadaan yhtälöstä (3.13). Levyn leveys vaikuttaa säteilevien magneettivirtojen pituuteen ja näin ollen myös säteilytehoon. Toisaalta mitä suurempi leveys w on, sitä enemmän väärin aaltomuotojen merkitys kasvaa. Johdon likimääräinen leveys saadaan yhtälöstä:

$$w = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (6.2)$$

jossa λ_0 on aallonpituus tyhjiössä ja ϵ_r on suhteellinen permittiivisyys. Leveys w saadaan myös yhtälöstä:

$$w = \frac{\lambda_g}{2}, \quad (6.3)$$

jossa λ_g on aallonpituus materiaalissa.

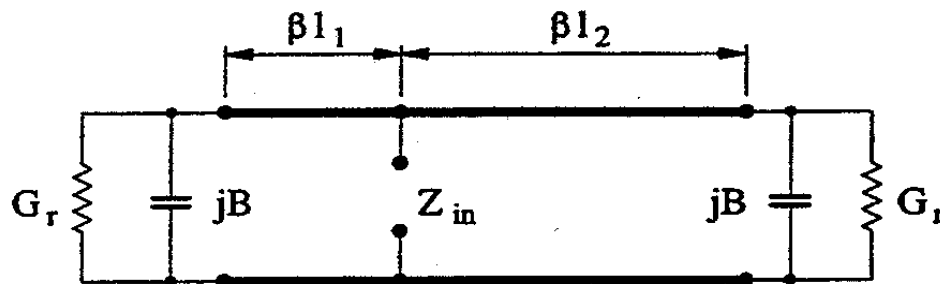
Koaksiaalijohdolla syötetyn antennin sijaiskytkentä muodostuu kahdesta rinnan kytketystä johdosta (kuva 21), jotka on päätetty admittanssilla ($G_r + jB$).

Säteilykonduktanssi G_r saadaan yhtälöstä:

$$G_r = \begin{cases} w_{eff}^2 / (90\lambda_0^2), & \text{kun } w_{eff} < 0,35\lambda_0 \\ w_{eff} / (120\lambda_0) - 1 / (60\pi^2), & \text{kun } 0,35\lambda_0 \leq w_{eff} \leq 2\lambda_0 \\ w_{eff} / (120\lambda_0), & \text{kun } w_{eff} > 2\lambda_0. \end{cases} \quad (6.4)$$

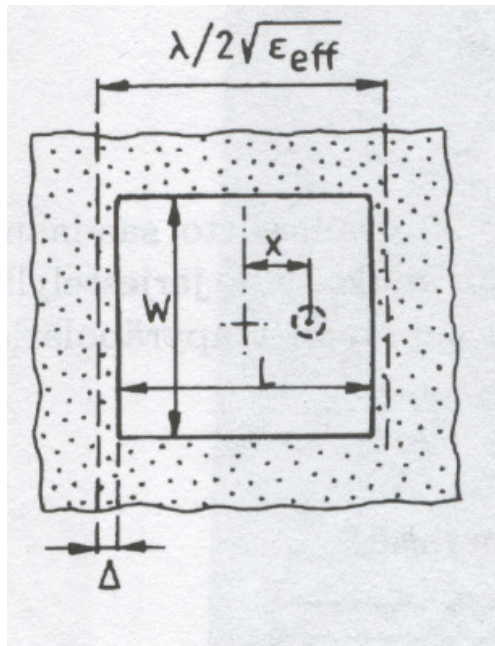
jossa w_{eff} ekvivalenttisen aaltoputken leveys yhtälöstä (3.9). Avoimen pään pidennystä vastaava susceptanssi B saadaan yhtälöstä:

$$B = \frac{2\pi\Delta l_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}}{\lambda_0 Z_0}. \quad /12/ \quad (6.5)$$



Kuva 21. Suorakulmisen koaksiaalijohdolla syötetyn mikroliuska-antennin sijaiskytkentä. /3, s.103/

Sisäänmenoimpedanssi Z_{in} on riippuvainen syöttöpisteen paikasta (kuva 22). Z_{in} on suurimmillaan reunassa. Valitsemalla syöttöpiste keskemältä antennia, jossa resonanssijännite on pienempi, saadaan pienempi Z_{in} . /3, s. 101-106/



Kuva 22. Syötön sijoitus /5, s.247/

Siirtojohtomallin mukaan leveyssuunnalla ei ole vaikutusta sisäänmenoimpedanssiin.

Kahden levyn välisen aukon säteilyresistanssille R_e on johdettu kaava:

$$R_e = \frac{2\eta}{kw} \frac{1}{1 - \frac{k^2 h^2}{24}}, \quad (6.6)$$

jossa η on tyhjiön aaltoimpedanssi ($376,7 \Omega$), k on aaltoluku ($2\pi/\lambda$), w antennin leveys ja h substraatin paksuus. Tämän avulla voidaan laskea koaksiaalijohdon kuormitusresistanssi, kun syöttöpiste siirtyy pitkin levyn akselia (Kuva 22). Levyn

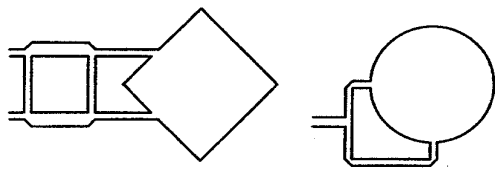
keskellä impedanssi on nolla. Reunoilla impedanssi on R_e . Syöttöpisteen resistanssi R saadaan laskettua kaavasta:

$$R = \frac{R_e}{2} \sin^2 \frac{\pi x}{L}, \quad (6.7)$$

jossa x on etäisyys levyn keskipisteestä pitkin akselia ja L on levyn pituus. Yhtälön (6.7) avulla voidaan hakea syöttöpisteelle impedanssin kannalta sopiva paikka. /5, s. 242-248/

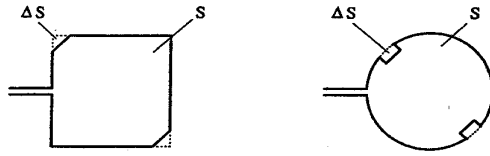
6.3 Ympyräpolarisaatio

Kahden polarisaation eli ympyräpolarisoiva mikroliuska-antenni voidaan toteuttaa monella eri tavalla. Ympyräpolarisaatio saadaan syöttämällä neliön tai ympyrän muotoista mikroliuska-antennia kahdesta eri kohtaa niin, että syöttöpisteiden välinen vaihe-ero on 90° (kuva 23). Molemmat kohdat säteilevät lineaaripolarisoituneen kentän kohtisuoraan levyä vastaan. Jos kumpikin muoto herätetään yhtä voimakkaana ja vaihesiirrolla, saadaan ympyräpolarisaatio. /3, s. 101-106/



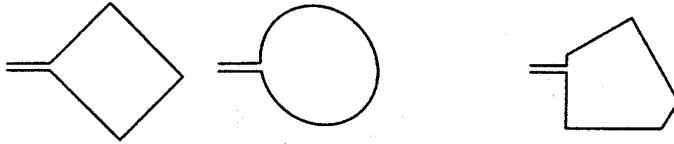
Kuva 23. Syöttö kahdesta eri kohtaa /3, s.106/

Vaihe-ero saadaan myös, jos ympyrän tai neliönmuotoisen antennin geometriaan aiheutetaan pieni häiriö (kuva 24). Tällöin antennin muodot erottuvat ja niiden resonanssitaajuudet poikkeavat toisistaan. Kun antenna syötetään oikeasta kohtaa ja resonanssitaajuuksien väliltä, säteily on ympyräpolarisoitunutta. /3, s. 101-106/



Kuva 24. Antenninigeometriaan on aiheutettu häiriö /3, s.106/

Ympyräpolarisaatio voidaan myös toteuttaa ellipsin tai suorakaiteen muotoisella tai viisikulmaisella antennilla (kuva 25). /3, s. 101-106/



Kuva 25. Erilaisia muotoja, joilla voidaan toteuttaa ympyräpolarisaatio. /3, s.106/

6.4 Hyötysuhde ja kaistanleveys

Mikroliuska-antenni on kapeakaistainen, koska sen toiminta perustuu resonanssiin.

Antennin kuormittamaton hyvyysluku Q_0 on yleensä 10-100. Ideaalitapauksessa Q_0 on

yhtä suuri kuin säteilyhyvyysluku Q_r . Johdin häviöiden hyvyysluku Q_c ja dielektristen häviöiden hyvyysluvut saadaan seuraavista yhtälöistä:

$$Q_c = h\sqrt{\mu_0\pi f_r\sigma} = h/\delta_s \quad (6.8)$$

ja

$$Q_d = \epsilon_r' / \epsilon_r'' = 1/\tan \delta, \quad (6.9)$$

joissa δ_s on tunkeutumissyvyys ja $\tan \delta$ on häviötangenti. Johdin- ja dielektriset häviöt pienentävät kuormittamatonta hyvyyslukua. Säteilyhyvyysluku saadaan yhtälöstä:

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_c}, \quad (6.10)$$

jossa ω_r on kulmaresonanssitaajuus, W_T on liuskaan varastoitunut kokonaisenergia ja P_c on johdehäviöt. Kuormittamaton hyvyysluku saadaan yhdistämällä eri häviötekijät:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}. \quad (6.11)$$

Säteilyhyötysuhde eli säteilytehon suhde antennin koko häviötehoon saadaan yhtälöstä:

$$\eta_r = \frac{Q_0}{Q_r} = \frac{Q_r^{-1}}{Q_r^{-1} + Q_c^{-1} + Q_d^{-1}}. \quad (6.12)$$

Mikroliuska-antennin kaistanleveyttä rajoittava tekijä on impedanssisovitus. Antennin suhteellinen kaistanleveys, jolla seisovan aallon suhde on pienempi kuin S, saadaan yhtälöstä:

$$B = \frac{S-1}{Q_0 \sqrt{S}}. \quad (6.13)$$

Suuri kaistanleveys ja säteilyhyötysuhde saavutetaan, jos suhteellinen permittiivisyys on pieni ja substraatti on pieni ja antennin leveys on suuri (suorakulmaisen antennin tapauksessa). Kaistanleveyttä voidaan kasvattaa myös toteuttamalla laajakaistainen impedanssisovituspiiri tai lisäämällä parasiittisiä elementtejä. /3, s. 101-106/

7 Antennin suunnittelu ja mittaus

Antennin suunnittelu alkoi projektille asetetusta tavoitteesta, jonka mukaan antennin resonanssitaajuuden tulisi olla 2,45 GHz. Antennityypiksi valittiin mikroliuska-antenni sen pienen koon ja helpon toteutuksen vuoksi.

7.1 Antennin suunnittelu

Ensiksi oli valittava antennin substraattimateriaali. Taulukossa 1 on vertailtu kahta eri materiaalia. FR4-materiaalin etuna on hinta ja helppo työstettävyys. Materiaalin haittapuolena dielektrisyysvakioarvon vaihtelu. RT-duroidilla on puolestaan tarkka dielektrisyysvakio, mutta sen haittapuolena on kallis hinta. Antenni päätettiin tehdä FR4-piirilevyille, koska kyseistä levyä löytyi koulun varastosta. Kyseisen levyn substraatin paksuus on 1,6 mm ja kuparoinnin paksuus $35\mu\text{m}$.

Taulukko 1. FR4:n ja RT-duroidin ominaisuudet [10, s.44]

| Substraatti | Dielektrisyysvakio | Häviövakio $\tan\delta$ | Edut | Haitat |
|-------------|--------------------|----------------------------|--------------------------|---------------------------------|
| FR4 | $4,3 \pm 10\%$ | 0,023 | Helppo työstää, halpa | Dielektrisyysvakio vaihtelee |
| RT-duroidi | $2,33 \pm 0,02$ | 0,0005 / 0,0012 | Helppo työstää | Kallis |

7.1.1 Antennin mitoitus

Mitoitus aloitettiin laskemalla aallonpituus vapaassa tilassa yhtälöstä (2.1):

$$\lambda = \frac{c}{f},$$

jossa c on valonnopeus tyhjiössä ja f on resonanssitaajuus (2,45GHz). Näin ollen aallonpituudeksi λ saatiin 12,24 mm. Mikroliuska-antenni tehtiin FR4-levylle, jonka substraatin paksuus on 1,6 mm ja suhteellinen permittiivisyys 4,3. Edellä mainittujen mittojen perusteella laskettiin mikroliuska-antennin teoreettiset mitat. Laskuissa käytettiin staattisen tilanteen yhtälöitä, koska ne ovat tarpeeksi tarkkoja 2,45 GHz:n taajuudella.

Aluksi laskettiin mikroliuska-antennin leveys w . Oletettiin, että leveys w on puoliaaltoa eristeaineessa. Yhtälöstä (6.2) saatiin

$$w = 0,0295m.$$

Seuraavaksi laskettiin efektiivinen permittiivisyys ϵ_{reff} , kun tiedettiin w :n oletettu arvo.

Yhtälöstä (3.3) saatiin

$$\epsilon_{\text{reff}} \approx \frac{4,3+1}{2} + \frac{4,3-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12*0,0016m/0,0295m}} = 3,934.$$

Kun tiedettiin aallonpituus λ ja efektiivinen permittiivisyys ϵ_{reff} , niin laskettiin aallon pituus materiaalissa yhtälöstä (2.2):

$$\lambda_g = \frac{0,1224m}{\sqrt{3,934}} = 0,0617m.$$

Mikroliuska-antennin todellinen leveys w saatiin yhtälöstä (6.3):

$$w = \frac{0,0617m}{2} = 0,03085m.$$

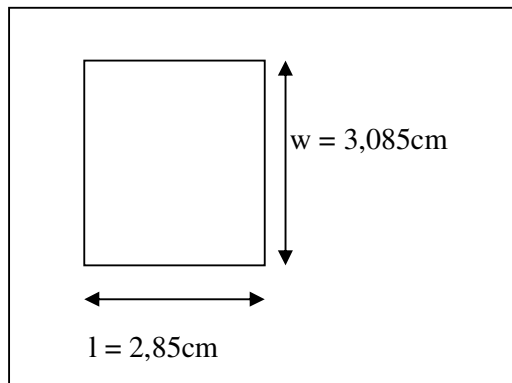
Seuraavaksi laskettiin mikroliuska-antennin pituus l . Johdon pidennys Δl_0 saatiin yhtälöstä (5.13):

$$\frac{\Delta l_0}{h} = ACE/D \rightarrow \Delta l_0 = ACEh/D = 0,0012m$$

ja lopuksi laskettiin antennin pituus l yhtälöstä (6.1):

$$l = \frac{2,98 * 10^8 \text{ m/s}}{2 * 2,45 * 10^9 \text{ Hz} \sqrt{3,934}} - 2 * 0,0012m = 0,0285m.$$

Mikroliuska-antennin mitoiksi saatiin $l=2,85\text{cm}$ ja $w=3,085\text{cm}$.



Kuva 26. Antennielementin lasketut mitat

Laskemalla saadut arvot ovat likimääräisiä. Perusantennista oli tarkoitus tehdä kahden polarisaation antenni, joten antennista tehtiin neliön muotoinen. Antennin pituus l määrittää antennin resonanssitaajuuden ja leveys w vaikuttaa antennin säteilytehoon.

Näin ollen leveys w voidaan mitoittaa samanmittaiseksi kuin pituus l . Tämän myötä antennin lähetys teho pienenee hiukan.

Antennin syöttöpiste valittiin aluksi reunan ja keskipisteen välistä. Kahden polarisaation antennissa syöttöpisteet ovat symmetriset, eli niiden etäisyydet ovat yhtä suuret keskipisteestä.

7.2 Antennin valmistus

Antennien valmistustavaksi valittiin syövyttäminen. Syövyttämällä saadaan tarkempaa jälkeä kuin jyrsimällä. Valmistamisella tarkoitetaan kuparoinnin muodostamista piirilevyn pinnalle, reikien poraamista ja liittimien juottamista paikoilleen.

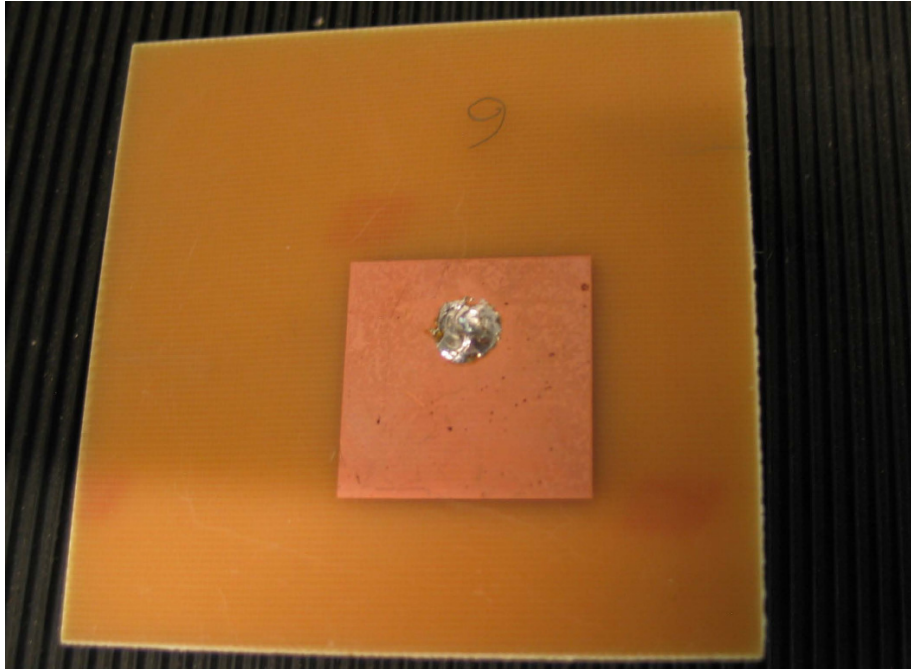
Piirilevyn pinta on kuparin peittämä. Syövyttämällä osa kuparista pois saadaan haluttu kuvio levyn pinnalle. Syövyttäminen koostui useasta eri työvaiheesta:

- Ensimmäinen työvaihe oli piirilevyn laminointi. Piirilevy pinnoitettiin molemmin puolin laminaatilla eli fotoresistillä. Laminointi tapahtui spray-sumuttimella. Sen jälkeen levy kuumennettiin uunissa 120°C :ssa 5 minuutin ajan.
- Laminoinnin jälkeen piirilevy valotettiin. Valotuksen tarkoitus on saada aikaan kemiallinen polymeroituminen, eli fotoresistin valoherkät polymeeriosat kovettuvat, eivätkä ne liukene kehitteeseen. Valottamisessa käytettiin apuna

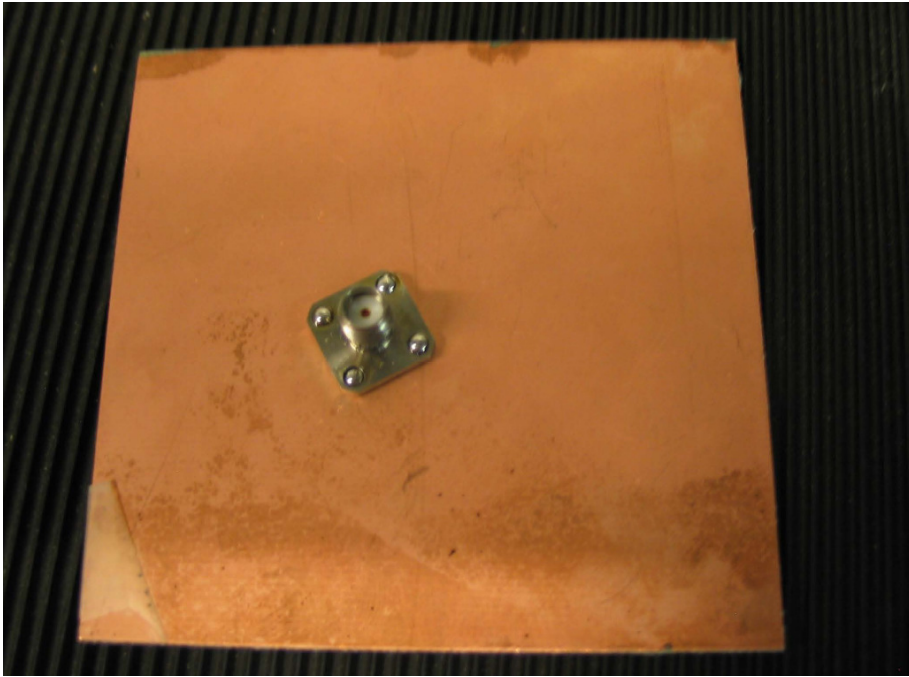
filmiä, jolle antennin haluttu kuvio tulostettiin. Valotus tapahtui UV-säteilyllä, jonka aallon pituus on 365 nm. Tälle aallonpituudelle polymeerikalvo on kaikkein herkin.

- Seuraava työvaihe oli piirilevyn kehitys. Kehitys tehtiin upottamalla levy kehittäeseen, jolloin valottomat kohdat liukenivat. UV-säteilyn valottamat laminaatin osat pysyivät piirilevyn pinnassa, koska ne olivat kovettuneet (polymeroituminen) valotuksen aikana.
- Kehittämisen jälkeen piirilevy syövytettiin. Syövytyksessä piirilevyn pinnalta poistetaan kupari halutulta alueelta eli niistä osista, joita polymeerikalvo ei enää suojaa. Syövytys tehtiin siihen tarkoitetulla laitteella. Syövyttävänä aineena käytettiin ammoniumpersulfaatti vesiliuosta. Syövytyksen tasaisuus saatiin aikaan ruiskuttamalla liuos suuttimilla piirilevyn pinnalle.
- Viimeisenä työvaiheena oli piirilevyn huuhtelu. Huuhtelun eli strippauksen tarkoitus on poistaa piirilevyn pinnalle jäänyt fotoresistikalvo. Huuhtelu tapahtui huuhtelemalla levyä alkaliliuoksella (kaliumhydroksidissa 1-2 g/l). Kohtiin, joista kalvo poistettiin, jäi kuparit. Huuhtelun jälkeen piirilevy huuhdeltiin vielä vedessä ja kuivattiin.

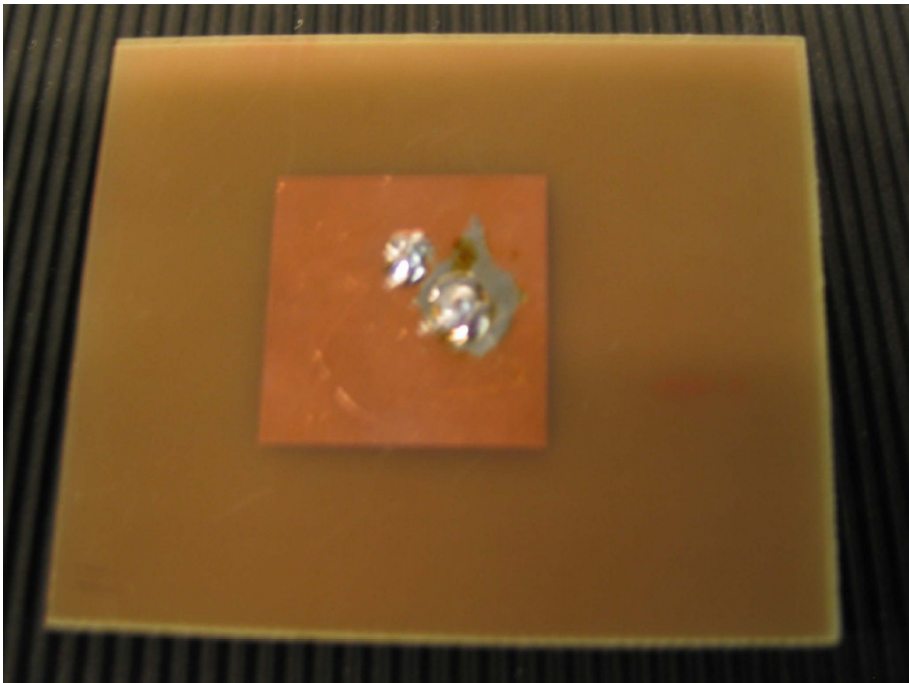
Syövyttämisen jälkeen antenniin porattiin pylväsporakoneella syöttöreiät (3 mm terällä). Tämän jälkeen SMA-liitin juotettiin kiinni sekä maa/ että syöttöpuolelta. Kuvissa 27-31 näkyy perusantenni ja kahden polarisaation antenni.



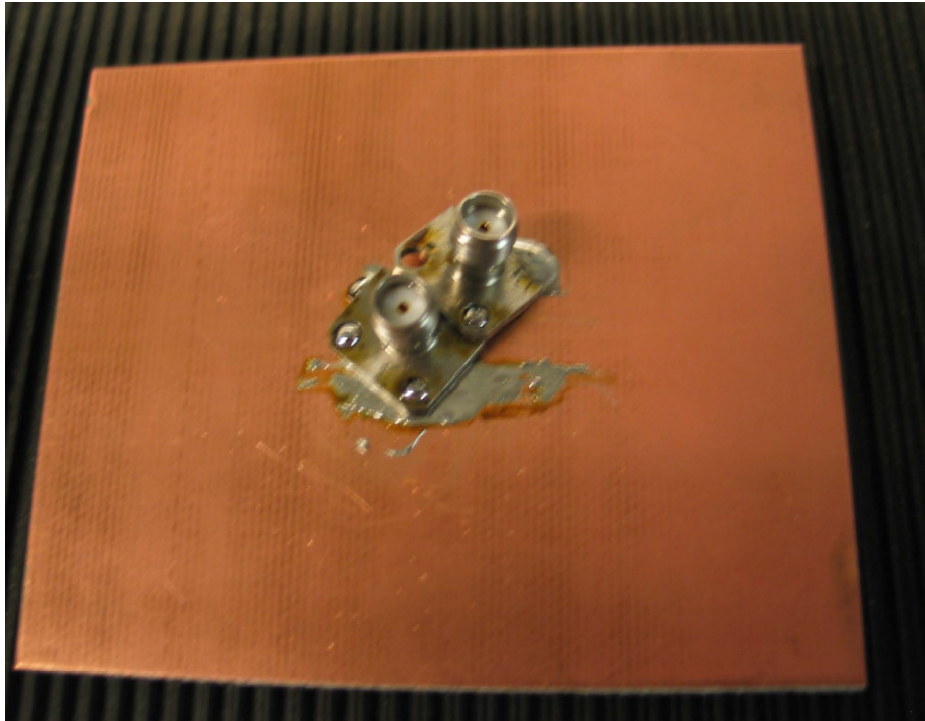
Kuva 27. Perusantenni säteilypuolelta



Kuva 28. Perusantennin maataso



Kuva 29. Kahdenpolarisaation antennin säteilypuoli



Kuva 30. Kahdenpolarisaation antennin maataso

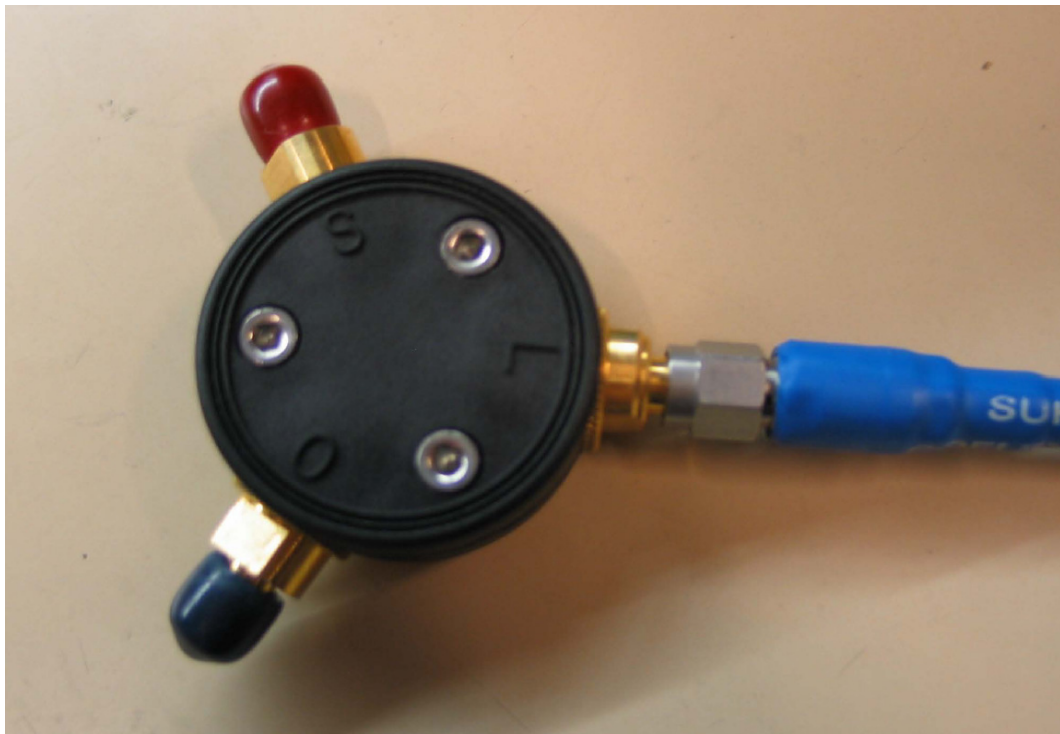
7.3 Mittaukset

Antennin sähköiset ominaisuudet mitattiin RF-piirianalysaattorilla (HP 8714ET 300kHz -3000MHz RF Network Analyser) koulun radiolaboratoriossa. Laboratorio on tavallinen luokkahuone, eikä sitä ole suojattu heijastuksilta.

7.3.1 Piirianalysaattorin kalibrointi

Piirianalysaattorin kalibroinnilla pyrittiin eliminoimaan kaapeleiden ja liittimien vaikutus mittaustuloksiin. Kalibroinnissa käytettiin samoja liittimiä ja kaapelia kuin mittauksissa. Kalibroitaessa antenna ei vielä kytketty paikalleen.

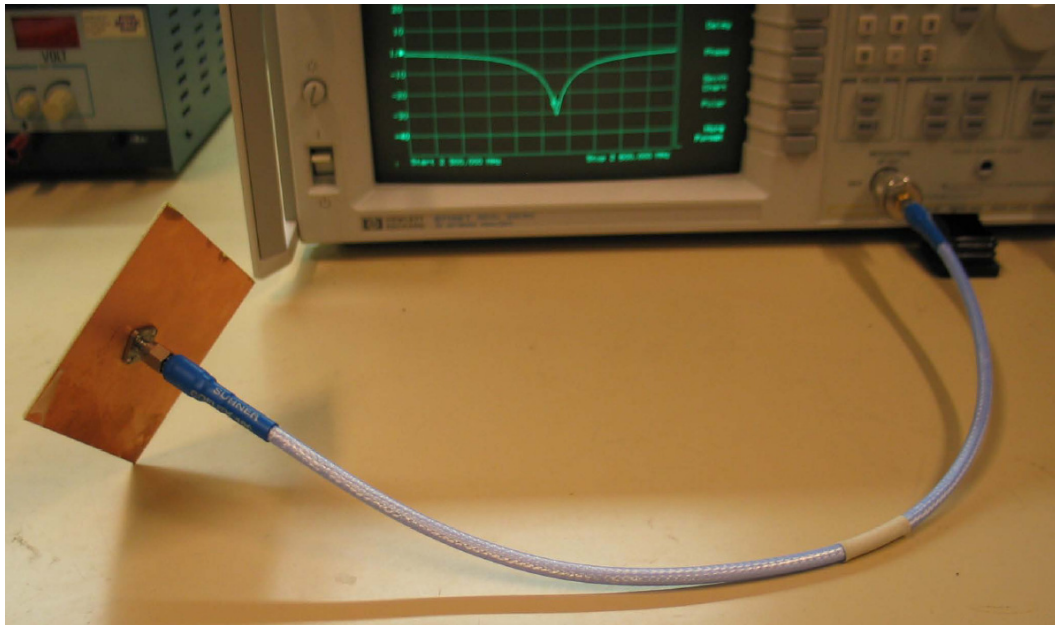
Ensiksi asetettiin piirianalysoitsajalle mittauksissa käytetty taajuusalue (2,3 -2,6 GHz) ja syöttötehoksi asetettiin 10 dBm. Piirianalysoitsaja kytkettiin läpäisymoodiin. Tämän jälkeen valittiin kalibroitimoodi (enhanced response), jossa kalibroidaan systeemi myös heijastuksia varten. Laite pyysi yksitellen kolme referenssipistettä Smithin kartalta: avoin pääte (open), oikosulku (short) ja sovitettu pääte (load $50\ \Omega$). Käytettiin kalibroitimateriaalia (HP 85033D 3,5mm Calibration kit), jossa on kyseiset päät. Kytkettiin kyseinen pää kaapeliin kiinni, kun laite pyysi, ja kuitattiin. Tämän jälkeen laite oli kalibroitu mittauksia varten.



Kuva 31. Kalibroitimateriaalia (HP 85033D 3,5mm Calibration kit)

7.3.2 Antennin mittaus

Antenni kytkettiin piirianalysooriin Sucoflex-kaapelilla, jossa on urospuolinen SMA-liitin molemmissa päissä. Piirianalysoorin ja kaapelin välille laitettiin SMA/N-muunnoskappale.



Kuva 32. Perusantenni piirianalysooriin kytkettynä

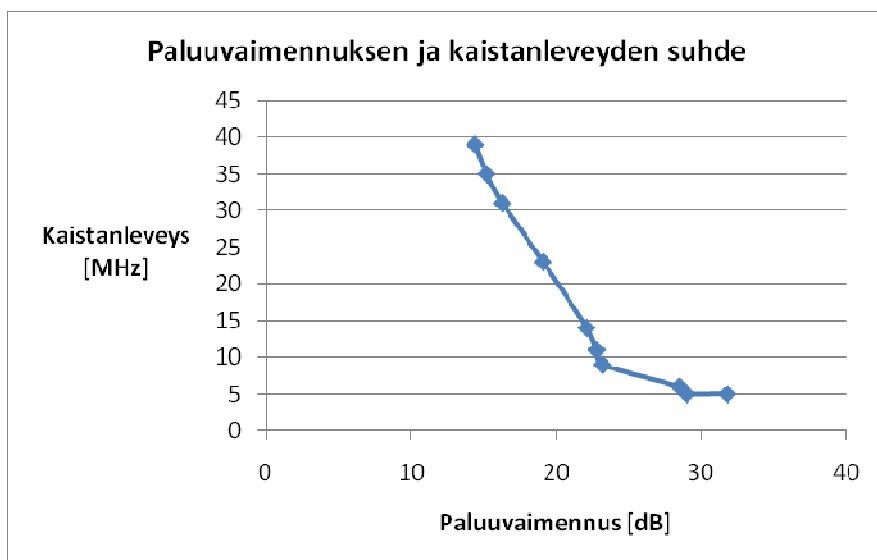
Kun antenni oli kytketty, valittiin piirianalysoorin valikosta logaritminen asteikko. Asteikolta nähtiin (marker-toiminnon avulla) antennin resonanssitaajuus, 3 dB:n kaistanleveys ja paluuvaimennus resonanssitaajuudella. Antennin todellinen resonanssitaajuus pyrittiin hakemaan haarukoimalla. Tiedettiin, että resonanssitaajuus saadaan isommaksi lyhentämällä antennin pituutta ja päinvastoin. Mittauksissa ei saavutettu tavoitettua 2,45 GHz:n resonanssitaajuutta, kuten taulukosta 2 nähdään. Syynä tähän on substraatin suhteellisen permittiivisyyden vaihtelu. Tuloksista

huomattiin myös, mitä pienempi on paluuvaimennus sitä suurempi on 3 dB:n kaistanleveys. Epäsovituksella voidaan siis suurentaa kaistanleveyttä.

Taulukko 2. Antennin paluuvaimennus, resonanssitaajuus ja 3 dB:n kaistanleveys

| liuska nro | pituus l [mm] | leveys w [mm] | paluuvaimennus [dB] | resonanssitaajuus [GHz] | 3 dB:n kaistanleveys [MHz] |
|------------|---------------|---------------|---------------------|-------------------------|----------------------------|
| 1 | 30 | 30 | 14,4 | 2,387 | 39 |
| 2 | 29,8 | 29,8 | 15,2 | 2,422 | 35 |
| 3 | 29,6 | 29,6 | 16,3 | 2,4335 | 31 |
| 4 | 29,8 | 29,8 | 19,1 | 2,416 | 23 |
| 5 | 29,2 | 29,2 | 22,1 | 2,4777 | 14 |
| 6 | 29,35 | 29,35 | 23,2 | 2,4668 | 9 |
| 7 | 29,25 | 29,25 | 28,5 | 2,4363 | 6 |
| 8 | 29,3 | 29,3 | 31,8 | 2,43613 | 5 |
| 9 | 29,4 | 29,4 | 21,75 | 2,4255 | 14 |
| 10 | 29,35 | 29,35 | 22,8 | 2,4279 | 11 |
| 11 | 29,4 | 29,4 | 29 | 2,424 | 5 |

Kuvassa 33 on kuvattu paluuvaimennuksen ja kaistanleveyden välistä riippuvuutta.



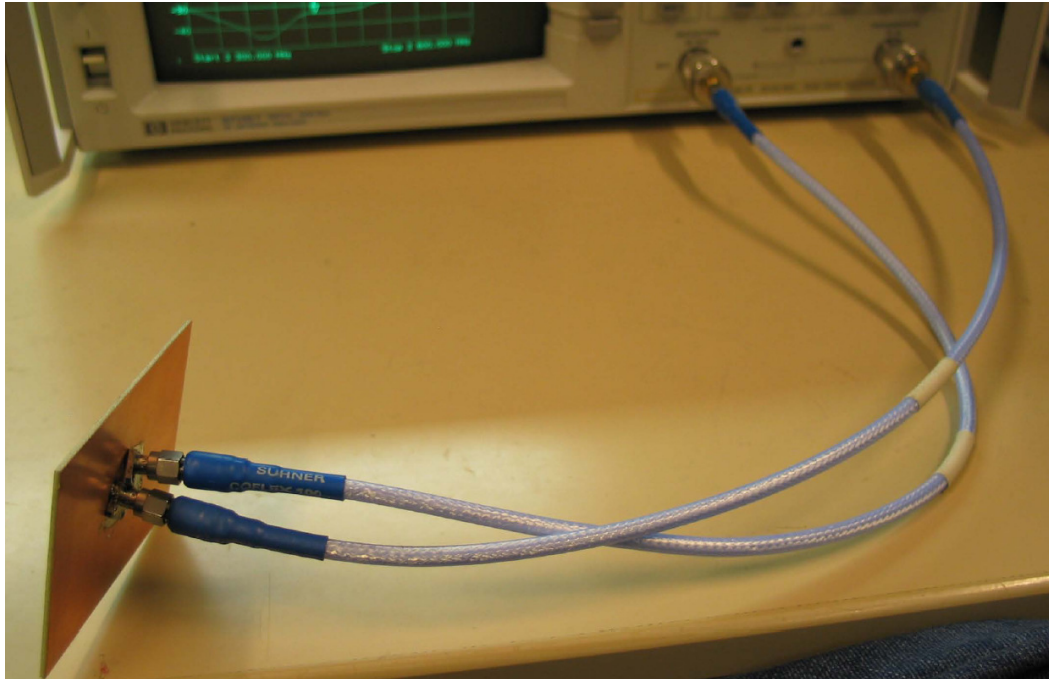
Kuva 33. Paluuvaimennuksen ja kaistanleveyden riippuvuutta kuvaava kuvaaja

Antennin impedanssi oli tarkoitus sovittaa 50 ohmiin syöttöpisteen paikan valinnalla. Ensiksi tehtiin protokappale, jossa syötön paikka oli antennin keskipisteen ja reunan puolella välissä. Tiedettiin, että reunalla impedanssi on suuri ja keskellä antennia 0Ω . Tämän tiedon perusteella haarukoitiin syöttöpisteen arvo, kunnes päästiin tarpeeksi lähelle suunniteltua sovitusta. Syöttöpisteen sovituksen mittaustulokset ovat taulukossa 3.

Taulukko 3. Sovituksen mittaustulokset

| Liуска nro | Syötön etäisyys keskipisteestä[mm] | Impedanssi [Ω] |
|------------|------------------------------------|-------------------------|
| 1 | 7,5 | 76 |
| 2 | 7 | 58 |
| 3 | 6 | 55,6 |
| 4 | 7 | 56,4 |
| 5 | 7 | 60,6 |
| 6 | 7 | 54 |
| 7 | 5 | 53,6 |
| 8 | 5,5 | 47,13 |
| 9 | 5 | 59 |
| 10 | 5 | 59 |
| 11 | 5 | 53 |

Viimeiseksi mitattiin kahden polarisaation antennin S_{21} -parametri eli siirtovahvistus portista 1 porttiin 2. Kahdenpolarisaation antenni kytkettiin piirianalysoijan lähtöportin (reflection port) ja tuloportin (transmission port) väliin kuvan 34 mukaisesti. Kytkennässä käytettiin Sucoflex-kaapeleita, joissa on SMA-liitin molemmissa päissä.



Kuva 34. Kahden polarisaation antenni on kytketty piirianalysaattorin lähtö- ja tuloportin väliin.

Siirtovahvistusta mitattaessa lähtöportista lähetettiin 2,3-2,6 GHz taajuuskaistalla 10 dBm:n lähtötehoa ja tuloportista mitattiin syöttöjen välinen siirtovahvistus.

Mittaustulokset taulukossa 4 ja mittausten kuvaajat liitteinä 1 ja 2.

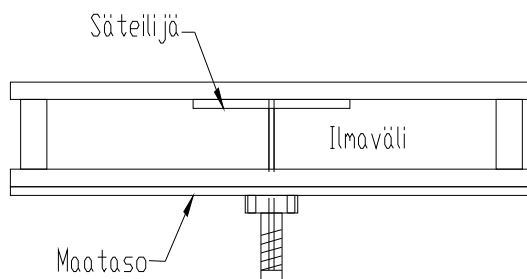
Taulukko 4. S_{21} -parametrin mittaustulokset

| Liuska nro | Siirtovahvistus [dB] |
|------------|----------------------|
| 10 | -29,725 |
| 11 | -40,299 |

8 Yhteenveto

Työn tarkoitus oli suunnitella ja toteuttaa kahdenpolarisaation 2,45 GHz:n mikroliuska-antenni anturikeskuksen Zigbee-sovellukseen. Antennin resonanssitaajuutta haettaessa huomattiin, että taajuutta ei saada kohdalleen. Syynä tähän on FR4-materiaalin suhteellisen permittiivisyyden arvon vaihtelu ($4,3 \pm 10\%$). Lähimpänä suunniteltua tavoitetta oli 2,4368 GHz:n resonanssitaajuus. Mittaustuloksista voidaan todeta, että substraattimateriaalin tulisi olla tarkempaa, esimerkiksi RT-duroidia, jolla on tarkempi suhteellisen permittiivisyyden arvo ($2,33 \pm 0,02$). Näin ollen voitaisiin valmistaa 2,45 GHz:n antenni.

Sovitettaessa antennia saavutettiin liki $50\ \Omega$:n sovitus, kuten taulukon 3 tuloksista nähdään. Sovituksesta olisi saanut tarkemman, jos syöttöreiästä olisi tehnyt pienemmän kuin 3 mm. Samalla mittaustuloksista huomattiin, että mitä parempi sovitus sitä kapeampi on kaistanleveys. Epäsovituksella saavutetaan siis suurempi kaistanleveys. Myös pienentämällä substraatin suhteellisen permittiivisyyden arvoa saavutetaan leveämpi kaistanleveys. Antenni on valmistettava joko eri substraattimateriaalista tai tekemällä substraatin ja säteilijän väliin ilmväliin kuvan 35 mukaisesti.



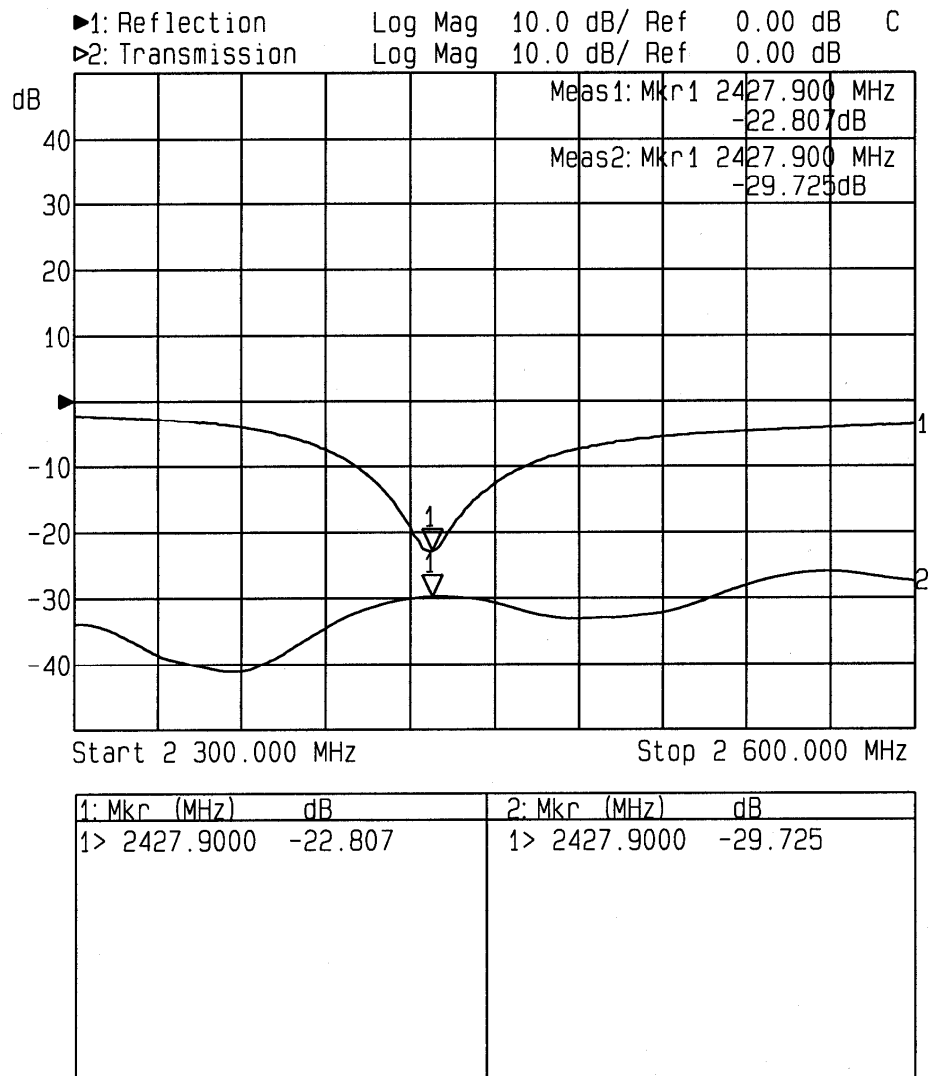
Kuva 35 Säteilijän ja substraatin väliin on tehty ilmväli

Lähteet

- /1/ Electrian kotisivut. <<http://electria.metropolia.fi/index.php?id=105>>. Luettu 18.4.2009.
- /2/ Lehto, Arto & Räsänen, Antti: Radioaaltojen maailma. Helsinki: Otatieto Oy, 2006.
- /3/ Lehto, Arto & Räsänen, Antti: Rf- ja mikroaaltotekniikka. Helsinki: Otatieto Oy, 1994.
- /4/ Lehto, Arto & Räsänen, Antti: Radiotekniikan perusteet. Helsinki: Otatieto Oy, 2007.
- /5/ Lindell, Ismo & Nikoskinen, Keijo: Antenniteoria. Espoo: Otatieto Oy, 1995.
- /6/ Florida State Universityn kotisivut. <<http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04102004-143656/unrestricted/Chapter2.pdf>>. Luettu 28.3.2009.
- /7/ Markus Sjöblomin Zigbee-dokumentti. <http://users.tkk.fi/virranko/sensor_networks/sjoblom1.pdf>. Luettu 23.3.2009.
- /8/ Kuorilehto, Kohvakka, Suhonen, Hämäläinen, Hännikäinen, Hämäläinen. Ultra-Low Energy Wireless Sensor Networks in Practice. Tampere, 2007.
- /9/ Florida State Universityn kotisivut. <<http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04102004-143656/unrestricted/Chapter3.pdf>>. Luettu 28.3.2009.

/10/ Sanna, Juhani: 5,8 GHZ:in mikroliuska-antennien suunnittelu ja toteutus kahdeksanelementtiseen antenniryhmään. Insinöörityö. EVTEK-ammattikorkeakoulu, elektroniikan koulutusohjelma, 2003.

Liite 1: Siirtovahvistuksen mittaus 1



Liite 2: Siirtovahvistuksen mittaus 2

