

# 2,4 GHz printet invertert-F antenne for kortholdskommunikasjon

**Rune Brandsegg**

Master i elektronikk  
Oppgaven levert: Juni 2009  
Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET



# Oppgavetekst

This assignment is a study of an ultra compact, low cost 2.4 GHz Inverted-F antenna for SRD that can be manufactured directly onto a standard FR4 PCB. Such an antenna shall be discussed, analyzed/simulated and tested. The antenna must be compatible with the antenna interface of existing 2.4 GHz RF transceivers available from Nordic Semiconductor ASA. The main focus will be to minimize the size of the antenna.

Two Inverted-F antenna structures shall be investigated, one made for a typical miniature (key fob) remote control and one made for a typical medium size (TV, DVD) remote control. During the theoretical discussion and the simulations on these antennas one should emphasize on investigating parameters such as;

- Antenna efficiency
- Input impedance
- Radiation pattern
- Frequency response
- Suppression of harmonics
- Degree of dependence on, and influence from, ground plane size and distance from antenna element to ground plane
- Antenna behavior when the physical parameters of the antenna is changed
- Near body / hand-effects

The practical part of this assignment will be;

- Practical implementation of the two selected Inverted-F antenna structures on a FR4 substrate
- Practical testing of antenna performance in antenna lab
- Practical testing of one selected Inverted-F antenna
  - \* Miniature remote control design with nRF24LE1 24-pin
  - \* Medium size remote control design with nRF24LE1 32-pin

Endre Rindalsholt, Nordic Semiconductor ASA

Oppgaven gitt: 04. februar 2009

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET



## Sammendrag

For å lage nye og mer kompakte RF enheter, trengs det også mindre antenner. I denne oppgaven er en invertert F-antenne studert. Det er utført simuleringer for å kartlegge hvordan antennens egenskaper forandrer seg når ulike dimensjoner endres, og hvordan størrelsen på jordplanet påvirker antennen. Overgangen fra SMA-kontakt til koplanar transmisjonslinje er simulert for å minimere refleksjoner som kan komme av dårlige overganger. Det er simulert en antenne på et stort jordplan, og en antenne på et lite jordplan, som begge opererer i 2,4 GHz-båndet, nærmere bestemt 2,40 – 2,48 GHz. De simulerte antennene er produsert på et FR4-substrat, og målinger er utført og sammenlignet med simuleringene.

I simuleringene ble det lagt vekt på at standbølgeforsholdet var lavere enn 2 i frekvensbåndet, med laveste verdi ved omtrent 2,44 GHz. Ved simuleringer ble det funnet at antennens effektivitet var 0,74 for antenne på stort jordplan, og 0,93 for antenne på lite jordplan. Målinger viste at antennenes resonansfrekvens var forskjøvet noe opp i frekvens og at antennene ikke overholdt kravene. En enkel justering av en parameter på de produserte antennene, fikk resonansfrekvensen ned til 2,44 GHz. Simuleringer i etterkant av målingene viser at simuleringresultatene stemmer bedre overens med målingene når  $\epsilon_r$  til FR4-substratet ligger nærmere 4,35 enn 4,4 som var den initielle verdien i simuleringene.

Strålingsdiagrammet til antennene ble simulert og målt, et omnidireksjonalt strålingsdiagram i samme plan som kretskortet (XY-planet) hadde vært ideelt, men blant annet på grunn av at antennen ikke er symmetrisk, ble ikke dette tilfelle. Det ble ikke lagt vekt på forming av strålingsdiagram, men simuleringer og målinger stemmer relativt bra overens.

Antennen er testet sammen med nRF24LE1 mikrokontroller med radio fra Nordic Semiconductor. Målinger av utstrålt effekt viste at antennens resonansfrekvens er på omtrent 2,40 GHz når det befinner seg komponenter på kretskortet og kobberbaner deler opp jordplanet. Dette bekreftet at antennens egenskaper er avhengige av hva som befinner seg i nærfeltet og at antennens siste tilpasning må gjøres i den applikasjonen den skal brukes.



## Forord

Denne rapporten representerer det arbeidet som er blitt utført i forbindelse med min masteroppgave i elektronikk ved NTNU våren 2009. Ved å jobbe med masteroppgaven har jeg forstått at man lærer mye ved å gjøre praktiske oppgaver, og at ikke alt kan læres gjennom teori. I løpet av våren har jeg støtt på problemer og utfordringer som har gjort at jeg har fått bruk for ting jeg har lært i tidligere år ved NTNU. Jeg har hatt god kommunikasjon med veiledere som har lang erfaring med antenner, og fått god hjelp når noe har vært uklart. Jeg vil gjerne takke min faglærer Jon Anders Aas ved NTNU og min veileder Endre Rindalsholt ved Nordic Semiconductor for god veiledning og hjelp i forbindelse med masteroppgaven. Jeg vil også takke Therese Rygg for hjelp med korrekturlesing av rapporten.

Trondheim, 30. juni 2009

Rune Brandsegg





# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
1.1	Motivasjon for oppgaven . . . . .	1
1.2	Oppgaven . . . . .	1
<b>2</b>	<b>Bakgrunnsteori</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Metode</b>	<b>6</b>
3.1	Antennen . . . . .	6
3.2	Fremgangsmåte . . . . .	6
3.3	Verktøy . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Simuleringer</b>	<b>9</b>
4.1	SMA – Koplanar overgang . . . . .	9
4.2	Antennen . . . . .	11
<b>5</b>	<b>Målinger</b>	<b>16</b>
5.1	Impedans og strålingsdiagram . . . . .	16
5.2	Utstrålt effekt . . . . .	17
<b>6</b>	<b>Resultat</b>	<b>19</b>
6.1	Simuleringer, impedans . . . . .	19
6.1.1	Tendenser . . . . .	19
6.1.2	Stort jordplan . . . . .	21
6.1.3	Lite jordplan . . . . .	22
6.2	Målinger, impedans . . . . .	24
6.2.1	Stort Jordplan . . . . .	24
6.2.2	Lite Jordplan . . . . .	26
6.2.3	Egenskaper i andre frekvensområder . . . . .	27
6.3	Effektivitet . . . . .	31
6.4	Antenne koblet til radio . . . . .	32
6.5	Strålingsdiagram . . . . .	32
6.5.1	Stort jordplan . . . . .	33
6.5.2	Lite jordplan . . . . .	33
<b>7</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>35</b>
7.1	Impedans . . . . .	35
7.1.1	Mulige feilkilder . . . . .	37
7.2	Effektivitet . . . . .	38
7.3	Antenne og radio . . . . .	38
7.4	Strålingsdiagram . . . . .	40
<b>8</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>41</b>

<b>Vedlegg</b>	<b>44</b>
<b>A</b> Variasjon av $S_{11}$ ved endring av $H$ , $L_f$ og $L_b$	<b>44</b>
<b>B</b> Strålingsdiagram	<b>51</b>
B.1 Stort jordplan . . . . .	51
B.2 Lite jordplan . . . . .	58
<b>C</b> Standbølgeforhold	<b>65</b>
<b>D</b> Påvirkning i nærfeltet	<b>66</b>
<b>E</b> Utstrålt effekt	<b>67</b>

## Figurer

2.1	Ekvivalent krets til en IFA-antenne [1] . . . . .	2
2.2	IFA og ACPS [2] . . . . .	3
2.3	Transmisjonslinjebasert ekvivalent krets til en IFA-antenne [2] . . . . .	3
2.4	Effektiv lengde til transmisjonslinjer [2] . . . . .	4
2.5	Åpen og kortsluttet transmisjonslinje . . . . .	4
3.1	Typisk IFA-antenne . . . . .	6
4.1	Tverrsnitt i simuleringer . . . . .	10
4.2	Simuleringsoppsett for SMA – koplanar overgang . . . . .	10
4.3	Oversikt over parametre til SMA – koplanar overgang . . . . .	11
4.4	Absoluttverdi av $S_{11}$ og $S_{21}$ i to-port simulering av SMA-kontakt . . . . .	12
4.5	Simuleringsoppsett for IFA-antenne på stort jordplan . . . . .	14
4.6	Simuleringsoppsett for IFA-antenne på lite jordplan . . . . .	15
5.1	Montering av antennen på dreieskive . . . . .	16
5.2	Antennens orientering med $E_\theta$ og $E_\phi$ vist i 3 plan . . . . .	17
5.3	Radio med IFA-antenne . . . . .	18
6.1	Simulert $S_{11}$ til IFA med dimensjoner gitt i tabell 4.1 . . . . .	21
6.2	Simulert $S_{11}$ til IFA på stort jordplan . . . . .	22
6.3	Simulert $S_{11}$ til IFA på lite jordplan . . . . .	23
6.4	Målt $S_{11}$ til IFA på stort jordplan . . . . .	24
6.5	Målt $S_{11}$ til IFA på stort jordplan med justert $L_f$ . . . . .	25
6.6	Målt $S_{11}$ til IFA på lite jordplan . . . . .	26
6.7	Målt $S_{11}$ til IFA på lite jordplan med justert $L_f$ . . . . .	27
6.8	Refleksjonskoeffisient til antenne ved LO-frekvenser . . . . .	28
6.9	Refleksjonskoeffisient til antenne ved harmoniske frekvenser . . . . .	30
7.1	Målt og simulert $S_{11}$ (dB) til IFA på stort jordplan . . . . .	35
7.2	Målt og simulert $S_{11}$ (dB) til IFA på lite jordplan . . . . .	36
7.3	Etseprofil til kobberbaner . . . . .	37
7.4	Nærbilde av produsert antenne . . . . .	37
A.1	Forandring av $S_{11}$ ved variasjon av $H$ . . . . .	46
A.2	Forandring av $S_{11}$ ved variasjon av $L_f$ . . . . .	47
A.3	Forandring av $S_{11}$ ved variasjon av $L_b$ . . . . .	48
A.4	Forandring av $S_{11}$ ved variasjon av $L_f$ og $L_b$ . . . . .	50
B.1	Strålingsdiagram i XY-plan, $E_\phi$ (Stort jordplan) . . . . .	52
B.2	Strålingsdiagram i XY-plan, $E_\theta$ (Stort jordplan) . . . . .	53
B.3	Strålingsdiagram i XZ-plan, $E_\phi$ (Stort jordplan) . . . . .	54
B.4	Strålingsdiagram i XZ-plan, $E_\theta$ (Stort jordplan) . . . . .	55
B.5	Strålingsdiagram i YZ-plan, $E_\phi$ (Stort jordplan) . . . . .	56
B.6	Strålingsdiagram i YZ-plan, $E_\theta$ (Stort jordplan) . . . . .	57
B.7	Strålingsdiagram i XY-plan, $E_\phi$ (Lite jordplan) . . . . .	59
B.8	Strålingsdiagram i XY-plan, $E_\theta$ (Lite jordplan) . . . . .	60
B.9	Strålingsdiagram i XZ-plan, $E_\phi$ (Lite jordplan) . . . . .	61
B.10	Strålingsdiagram i XZ-plan, $E_\theta$ (Lite jordplan) . . . . .	62

B.11	Strålingsdiagram i YZ-plan, $E_\phi$ (Lite jordplan) . . . . .	63
B.12	Strålingsdiagram i YZ-plan, $E_\theta$ (Lite jordplan) . . . . .	64
C.1	Simulert og målt VSWR til IFA . . . . .	65
D.1	Effekter av gjenstander i nærfeltet . . . . .	66
E.1	Utstrålt effekt fra radio med IFA-antenne . . . . .	68

## Tabeller

4.1	Oversikt over dimensjoner på antennen for første simulering .	12
6.1	Båndbredde til antenne og $S_{11,min}$ ved variasjon av $H$ . . . . .	19
6.2	Båndbredde til antenne og $S_{11,min}$ ved variasjon av $L_f$ . . . . .	20
6.3	Båndbredde til antenne og $S_{11,min}$ ved variasjon av $L_b$ . . . . .	20
6.4	Båndbredde til antenne og $S_{11,min}$ ved variasjon av $L_f$ og $L_b$	21
6.5	Simulert båndbredde til IFA på stort jordplan . . . . .	22
6.6	Simulert båndbredde til IFA på lite jordplan . . . . .	24
6.7	Målt båndbredde til IFA på stort jordplan . . . . .	25
6.8	Målt båndbredde til IFA på stort jordplan med justert $L_f$ . .	25
6.9	Målt båndbredde til IFA på lite jordplan . . . . .	26
6.10	Målt båndbredde til IFA på lite jordplan med justert $L_f$ . . .	27
6.11	Utstrålt effekt (dBm) fra IFA og nRF24LE1 på stort jordplan	32
6.12	Utstrålt effekt (dBm) fra IFA og nRF24LE1 på lite jordplan .	32

## **Akronymer**

**ACPS** Asymmetric Coplanar Stripline

**EMDS** Electromagnetic Design System

**ETSI** European Telecommunications Standards Institute

**FR4** Flame Retardant 4

**GTEM** Gigahertz Transverse Electromagnetic

**IFA** Inverted F Antenna

**IIFA** Integrated Inverted F Antenna

**LO** Local Oscillator

**PCB** Printed Circuit Board

**RF** Radio Frequency

**SMA** SubMiniature version A

**VSWR** Voltage Standing Wave Ratio

# 1 Innledning

## 1.1 Motivasjon for oppgaven

Radio Frequency (RF) teknologi brukes i større grad nå enn tidligere, spesielt i små enheter og over korte avstander. Bruken av trådløs overføring vil bare øke i tiden fremover, og nye bruksområder vil komme. Mange av enhetene som bruker kortholds radiokommunikasjon er små og kompakte, de skal ofte plasseres slik at de ikke kan sees eller ikke merkes på noe annet vis. Ofte skal disse enhetene produseres i stort volum, og kostnad per enhet er en viktig faktor. For at radiokommunikasjon skal være mulig, må enheten ha en antenne av en eller annen type. På grunn av at enhetene minker i størrelse, så må også antennen bli mindre. Det finnes mange antenneyper som kan integreres på et kretskort, og de fleste av disse er avhengige av et jordplan for å fungere. Jordplanstørrelsen er derfor viktig for ytelsen til antennen.

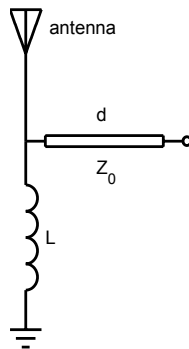
## 1.2 Oppgaven

I oppgaven kommer det til å bli lagt vekt på å finne et kompakt design for en Inverted F Antenna (IFA). Siden størrelse og kostnad er et poeng, er det et mål at antennen skal tilpasses til standard impedans slik at ekstra tilpasningskomponenter er unødvendig. Enheter for radiokommunikasjon har variabel størrelse, og derfor skal antennen designes for å passe på to forskjellige størrelser på jordplanet. Antennen skal simuleres og en aktuell antenne skal produseres på Printed Circuit Board (PCB). Antennen skal deretter måles på lab.

## 2 Bakgrunnsteori

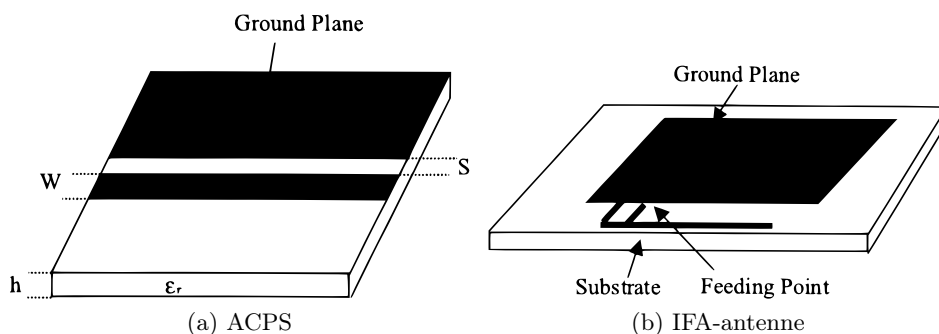
En IFA-antenne er en antenntype som ser ut som en invertert versjon av bokstaven F som ligger mot et jordplan av en eller annen type, derav navnet. Matepunktet til antennen er på enden av den nederste streken på F-en, den øverste er kortsluttet til jord, ofte til jordplanet. Lengden fra jordplanet og til den åpne enden av IFA-antennen kan variere en del, men er i størrelsesordenen  $\frac{1}{4}$  bølgelengde. IFA-antennen er i stand til å motta både horisontalt og vertikalt polariserte bølger i alle plan. Antennen kan være produsert i form av kobberbaner på et kretskort, og da kalles den ofte Integrated Inverted F Antenna (IIFA) (se figur 2.2b).

I motsetning til en enkel kvartbølge monopol kan en IFA-antenne justeres inn til å bli optimal med hensyn til impedans på en bestemt frekvens. Dette er på grunn av kortslutningen til jord som innfører induktiviteten. Induktiviteten kan justeres ved å endre dimensjonene til antennen, dette betyr at det ikke er nødvendig med tilpasningskomponenter for tilpasning til en bestemt impedans. Figur 2.1 viser en enkel ekvivalentkrets for en IFA.



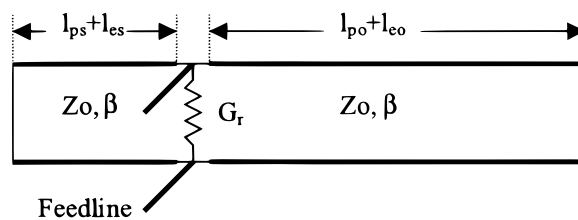
Figur 2.1: Ekvivalent krets til en IFA-antenne [1]

Ved å betrakte antennen som satt sammen av transmisjonslinjer, kan en mer detaljert modell for en IFA-antenne finnes. Ping Hui [2] gir en beskrivelse av IFA-antennen basert på en slik modell. Figur 2.2a viser en Asymmetric Coplanar Stripline (ACPS)-konfigurasjon, slike linjer kan brukes til å beskrive en IFA-antenne.



Figur 2.2: IFA og ACPS [2]

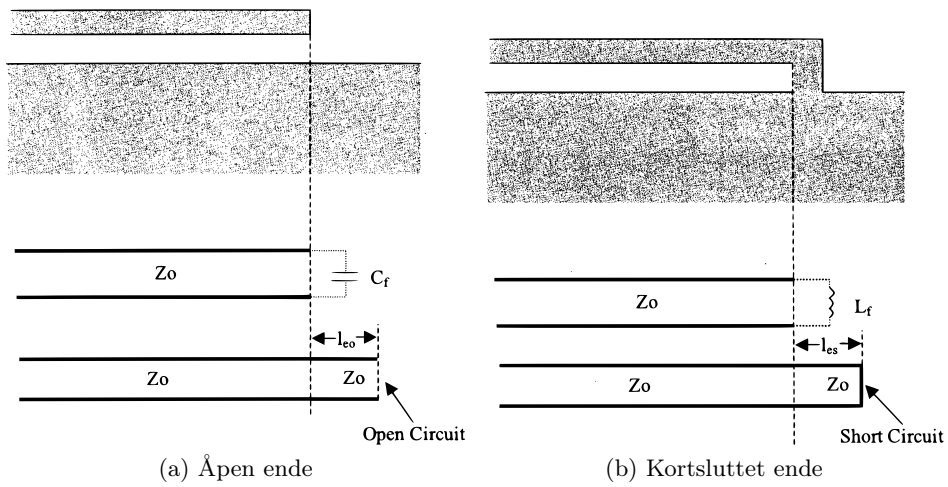
Sett fra matepunktet til antennen består antennen av to parallellkoblede ACPS-linjer, hvor den ene er åpen, og den andre er kortsluttet. Figur 2.3 viser en ekvivalentkrets for antennen,  $l_{po}$  og  $l_{ps}$  er antennens fysiske lengde i hhv. den åpne enden og den kortsluttede enden.  $G_r$  representerer strålingstapet i antennen, og  $Z_0$  og  $\beta$  er transmisjonslinjens karakteristiske impedans og forplantningskonstant.



Figur 2.3: Transmisjonslinjebasert ekvivalent krets til en IFA-antenne [2]

I den åpne enden vil det bli lagret kapasitiv energi på grunn av E-feltet mellom linjen og jordplanet, for å ta hensyn til dette, blir ofte lengden av linjen i modellen gjort lengre enn den faktisk er. Dette representeres med  $l_{eo}$  i figuren. På samme måte er  $l_{es}$  en tilleggslengde på grunn av magnetisk energi lagret i den kortsluttede linjen. Figur 2.4 viser hvordan de effektive lengdene er i forhold til de fysiske lengdene.





Figur 2.4: Effektiv lengde til transmisjonslinjer [2]

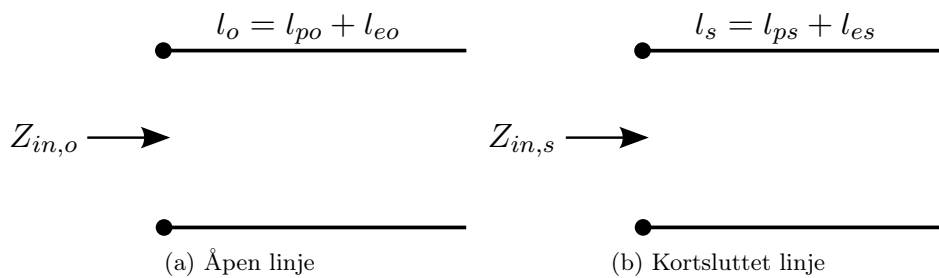
Ettersom linjene er parallellkoblede, kan man fra matepunktet se en admittans  $Y_{in}$  gitt ved ligning 2.1 (se figur 2.3).

$$Y_{in} = G_r + \frac{1}{Z_{in,o}} + \frac{1}{Z_{in,s}} \quad (2.1)$$

Hvor  $Z_{in,o}$  og  $Z_{in,s}$  er definert i ligning 2.2 og 2.3. Figur 2.5 gir en oversikt over variablene i ligningene.

$$Z_{in,o} = Z_0 \frac{1}{j \tan(\beta l_o)} \quad (2.2)$$

$$Z_{in,s} = j Z_0 \tan(\beta l_s) \quad (2.3)$$



Figur 2.5: Åpen og kortsluttet transmisjonslinje

For å få en ren resistiv impedans ved resonans, sett fra matepunktet, skal den induktive reaktansen fra den kortsluttede enden og den kapasitive reaktansen

fra den åpne enden være lik. Dette vil si  $Y_{in} = G_r$ , og da vil ligning 2.1 kunne skrives om til:

$$\frac{1}{Z_{in,o}} = -\frac{1}{Z_{in,s}} \quad (2.4)$$

Hvis ligning 2.2 og 2.3 settes inn i ligning 2.4, får man:

$$j\frac{1}{Z_0}\tan(\beta l_o) = -\frac{1}{jZ_0}\frac{1}{\tan(\beta l_s)} \quad (2.5)$$

Hvis verdiene for  $l_o$  og  $l_s$  fra figur 2.5 settes inn i ligning 2.5, så får man med en enkel omskrivning svaret som er gitt i ligning 2.6. Dette er den samme ligningen som Ping Hui oppgir i [2].

$$\tan[\beta(l_{ps} + l_{es})]\tan[\beta(l_{po} + l_{eo})] = 1 \quad (2.6)$$

Ved resonans kan antennen sees på som en kvartbølgeresonator og den totale lengden må da være en kvart bølgelengde, se ligning 2.7 [2].

$$l_{ps} + l_{es} + l_{po} + l_{eo} = \frac{\lambda_g}{4} \quad (2.7)$$

$\lambda_g$  er bølgelengden langs transmisjonslinja, som kan finnes ved hjelp av formelen

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\varepsilon_{eff}} \quad (2.8)$$

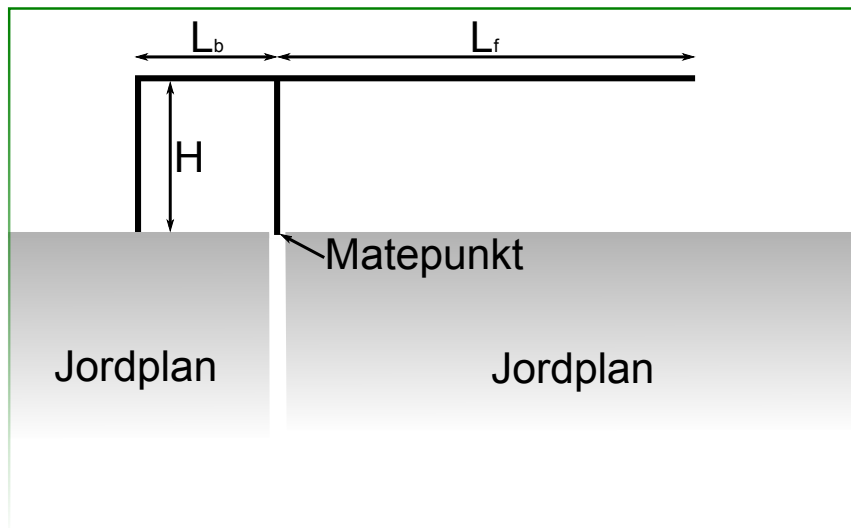
der  $\lambda_0$  er bølgelengden i fritt rom og  $\varepsilon_{eff}$  er effektiv permittivitet.

## 3 Metode

### 3.1 Antennen

Det skal konstrueres to IFA-antenner på hvert sitt jordplan. Dimensjonene til antennene er avhengige av jordplanstørrelsen for å få god tilpasning mot  $50 \Omega$ . Det skal undersøkes konfigurasjoner med jordplan i typisk fjernkontrollstørrelse og typisk portåpner-/bilalarmstørrelse.

Figur 3.1 viser en typisk IFA-antenne som ligger på et substrat. Matepunktet til antennen er anvist i figuren, antennen består av en åpen ende og en kortslutning til jord. Ved å justere dimensjonene  $H$ ,  $L_f$  og  $L_b$  kan antennes impedans justeres.



Figur 3.1: Typisk IFA-antenne

### 3.2 Fremgangsmåte

Antennene skal produseres på et standard Flame Retardant 4 (FR4) substrat med 1,6 mm tykkelse. På grunn av tykkelsen på substratet, og at det er ønskelig med jordplan på begge sider, skal det brukes en koplanar bølgeleder fra SubMiniature version A (SMA) kontakten til antennen. Overgangen fra koaksial SMA-plugg til koplanar linje må undersøkes for å forhindre refleksjoner som kan ødelegge for målingene på antennene. For å bestemme en fornuftig bredde på den koplanare linjen, skal AppCAD brukes. For å unngå unødvendige refleksjoner skal det brukes samme bredde på linjen fra

SMA-kontakten og antennen selv. Dette reduserer også antall variabler som kan justeres ved tilpasning.

Antennen med stort jordplan skal designes først, da det vil være enklest å få god tilpasning når jordplanet kan regnes som stort i forhold til bølgelengden. Når antenedimensjonene er funnet, skal disse overføres til antennen med et lite jordplan for å se hvordan jordplanstørrelsen påvirker ytelsen til antennen. Om nødvendig skal dimensjonene endres for å få god tilpasning.

Etter at en antenne med akseptable dimensjoner er funnet på begge jordplanstørrelsene, skal antennene produseres på PCB. Det skal være utgaver for måling på lab med SMA-kontakt og for montering av Nordic Semiconductor sin nRF24LE1 radio. I tillegg skal det produseres en antenne der  $L_f$  er forlenget slik at det er mulig å kutte for å justere på  $L_f$  hvis målingene blir forskjellige fra simuleringene. Antennene skal karakteriseres og målingene skal sammenlignes med simuleringene fra EMDS.

### 3.3 Verktøy

PC-verktøy:

- Electromagnetic Design System (EMDS) fra Agilent Technologies
- AppCAD fra Agilent Technologies
- Altium Designer fra Altium

Lab-utstyr:

- Nettverksanalysator brukt til S-parameter måling
  - Merke: Hewlett Packard
  - Modell: HP8720C (50 MHz - 20 GHz)
  - Serienummer: HJ4013
- Nettverksanalysator brukt til strålingsdiagram
  - Merke: Agilent Technologies
  - Modell: E8364B (10 MHz - 50 GHz)
  - Serienummer: HJ4024
- Motorkontroller for rotering av antennen ved måling av strålingsdiagram.
  - Merke: Newport
  - Modell: MM4005
  - Serienummer: TD4004

- Gigahertz Transverse Electromagnetic (GTEM)-celle brukt ved effektmåling
  - Merke: ETS-Lindgren
  - Modell: 5402-SAE
  - Serienummer: 00043905
- Spektrumanalysator brukt ved effektmåling
  - Merke: Agilent Technologies
  - Modell: E440B (9 kHz - 13,2 GHz)
  - Serienummer: MY45107624

## 4 Simuleringer

Til simuleringene ble EMDS fra Agilent Technologies benyttet. Modellene ble bygd opp fra bunnen av, bestående av PCB med antenne og SMA-kontakt. PCBen består av tre lag:

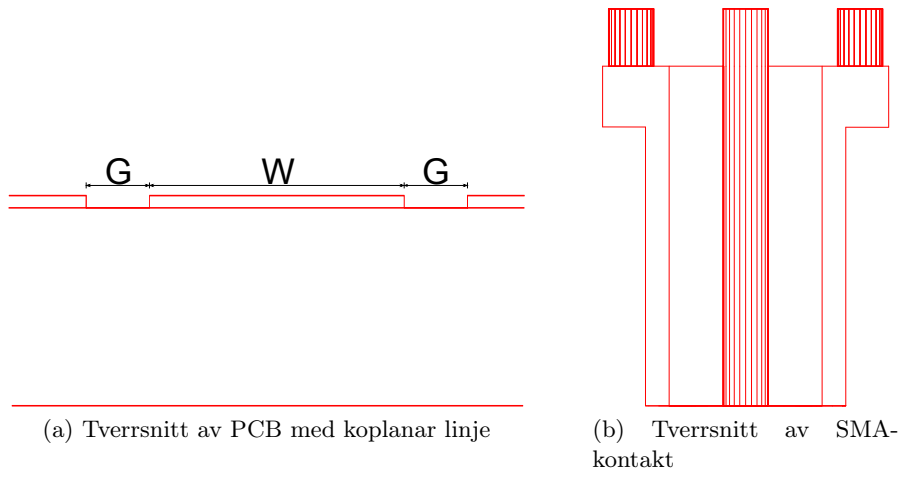
- Bunnlag
- Substrat
- Topplag

Bunnlaget og topplaget er metalliske lag og substratet har en  $\varepsilon_r = 4,4$ , en  $\tan(\delta) = 0,02$  og en tykkelse  $h = 1,6$  mm. De fysiske metall-lagene har en gitt tykkelse. For å ta hensyn til effekter av dette, ble topplaget modellert som en boks med høyde på  $0,025$  mm. Dette tilsvarer en koppertykkelse på omtrent  $0,73oz/foot^2$  som er i området til standard koppertykkelse til PCB-fabrikanter. Bunnlaget ble modellert som en todimensjonal flate for å spare beregningstid. Det er i topplaget alle banene og antennen er, mens bunnlaget er et helt jordplan. Se figur 4.1a for et tverrsnitt av modellen for PCB brukt i simuleringene (forholdet mellom PCB-tykkelse og metalltykkelse er ikke korrekt).

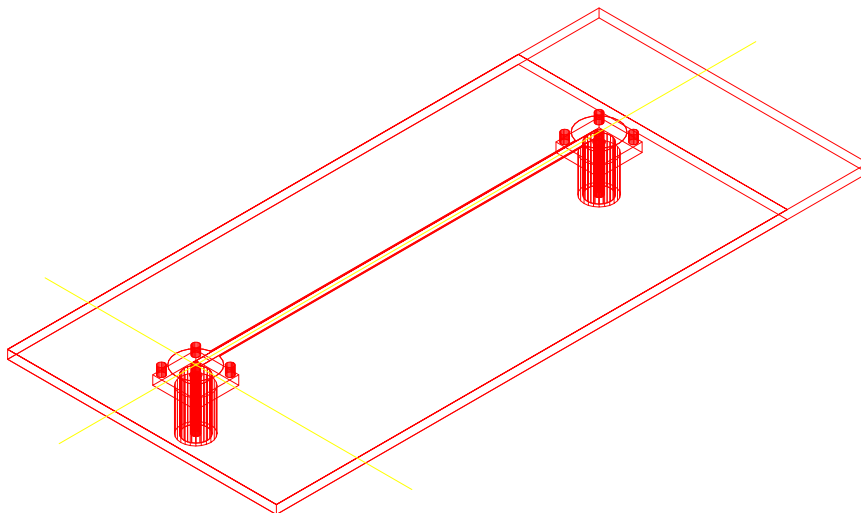
SMA kontakten ble bygd opp av to sylindre med et dielektrikum med  $\varepsilon_r = 2,1$  i mellom. Mot kretskortet har kontakten en kvadratisk form med en pinne i hvert hjørne som går igjennom kretskortet og er forbundet med SMA-kontaktens ytterleder. Figur 4.1b viser et tverrsnitt av SMA-kontakten brukt i simuleringene. Dimensjonene på SMA-kontakten er tatt fra [3].

### 4.1 SMA – Koplanar overgang

Overgangen fra SMA-kontakt til koplanar linje må undersøkes for å unngå unødvendige refleksjoner som kan ødelegge simuleringene. Det vil være umulig å få et godt resultat fra antennen hvis det er stor refleksjon ved kontakten. Det ble satt opp en to-portsimulering mellom to identiske SMA-kontakter forbundet med en koplanar linje for å simulere overgangen. Lengden på linjen vil kun påvirke fasen til signalet og er derfor uinteressant når det gjelder amplituden til signalet (antatt tapsfri linje). Figur 4.2 viser simuleringsoppsettet i EMDS.



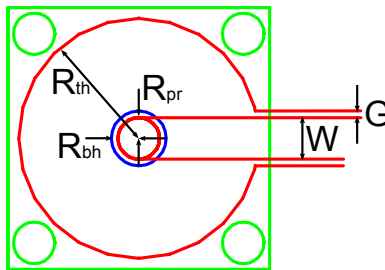
Figur 4.1: Tverrsnitt i simuleringer



Figur 4.2: Simuleringsoppsett for SMA – koplanar overgang

Parametrene som ble justert i simuleringen var (se figur 4.3):

- $W$  - Bredden på koplanar linje
- $G$  - Avstand mellom linje og jordplan
- $R_{th}$  - Radius på hull i jordplan på topplaget
- $R_{bh}$  - Radius på hull i jordplan på bunnlaget
- $R_{pr}$  - Radius på mateproben gjennom substratet



Figur 4.3: Oversikt over parametre til SMA – koplanar overgang

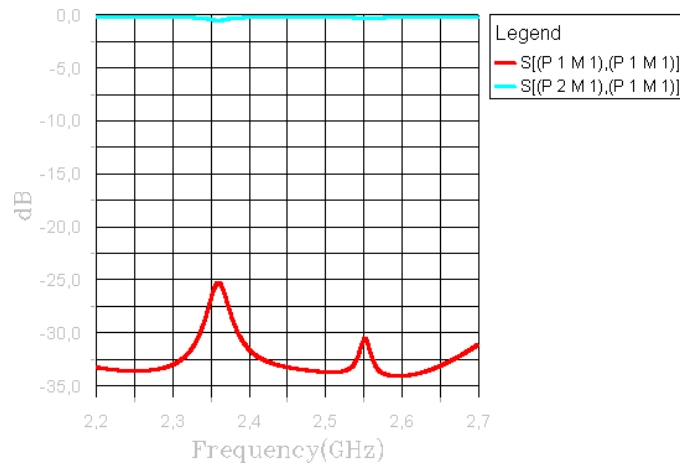
Det ble først funnet en fornuftig bredde ( $W$ ) på linjen, med utgangspunkt i senterlederen på SMA-kontakten ble en  $W = 1,270$  mm valgt. Med en gitt  $W$  og informasjon om substratet ble det funnet en  $G = 0,201$  mm ved hjelp av AppCAD, dette gav  $50 \Omega$  impedans.  $R_{th}$  og  $R_{bh}$  ble satt til  $0,863$  mm for å få en jevn overgang fra den koplanare linjen og til proben.  $R_{pr}$  ble justert uten å få ønsket resultat fra simuleringene, og  $R_{pr}$  ble derfor satt til  $0,635$  mm ( $2 * R_{pr} = W$ ).  $R_{th}$  ble så justert, og ved  $R_{th} = 3,675$  mm ble resultatene akseptable. Figur 4.4 viser absoluttverdi av  $S_{11}$  og  $S_{21}$  gjennom to-porten. I frekvensområdet  $2,40 - 2,48$  GHz ligger refleksjonen lavere enn ca  $-32$  dB.

## 4.2 Antennen

Etter at overgangen var optimalisert ble den ene SMA-kontakten fjernet og en IFA-antenne tegnet inn foran jordplanet. Antennen ble tegnet inn med dimensjonene angitt i tabell 4.1. Som nevnt i avsnitt 3.2 ble linjebredden i antennen holdt lik bredden  $W$  til den koplanare linjen. Dette ble gjort for å forhindre uønskede refleksjoner hvis linjen endrer bredde i overgangen fra koplanar linje til antenne. Bredden til de forskjellige delene av antennen kan være forskjellige, men for å redusere antall variabler i antennen, ble alle disse satt til  $W$ .

For å bestemme et utgangspunkt for simuleringene, ble et eksempel på en IFA-antenne brukt [4]. Eksempelet er for en antenne på en langt lavere





Figur 4.4: Absoluttverdi av  $S_{11}$  og  $S_{21}$  i to-port simulering av SMA-kontakt

frekvens, men dimensjoner er oppgitt i bølgelengder ( $\lambda$ ). Antennen har  $50 \Omega$  impedans. På 2,44 GHz (som er midt i det aktuelle frekvensbåndet) er bølgelengden som gitt i ligning 4.1:

$$\lambda = \frac{3 * 10^8}{2,44 * 10^9} = 123 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Med utgangspunkt i bølgelengden og [4] ble dimensjonene til antennen i den første simuleringen funnet. Disse er listet i tabell 4.1. Et mål for oppgaven er å få krympet antennen for at den skal ta minst mulig plass. Ut i fra tabell 4.1 tar antennen et areal på omtrent  $3,26 \text{ cm}^2$  hvis man ser bort i fra linjebredde.

	$H$	$L_f$	$L_b$
Lengde i $\lambda$ [4]	0,11	0,156	0,04
Lengde i mm	13,52	19,18	4,92
Bredde i mm	1,270	1,270	1,270

Tabell 4.1: Oversikt over dimensjoner på antennen for første simulering

For å få en mer kompakt antenne ble dimensjonene til antennen redusert. Når en parameter endres, vil egenskapene til antennen endres, og det må gjøres flere simuleringer og justeringer til et akseptabelt resultat er oppnådd. Under simuleringene blir en og en parameter endret for å se hvordan denne parameteren påvirker antennens refleksjonskoeffisient. Detaljer om fremgangsmåte finnes i avsnitt 6.1.1. Når oversikten over hvordan parameterne påvirker antennen er klar, skal antennens dimensjoner krympes mest mulig mens den fortsatt har lav  $S_{11}$  i frekvensområdet 2,40 – 2,48 GHz.

Figur 4.5 viser tegninger av den simulerte antennen i EMDS. Antennen har de dimensjonene som ble det endelige resultatet på den produserte antennen ( $H = 3,00$  mm,  $L_f = 15,98$  mm og  $L_b = 2,46$  mm).

Det skal også simuleres på en antenne som har et mindre jordplan bak seg, dette jordplanet vil være lite i forhold til bølgelengden. Siden IFA-antennen er en form for monopoll, er den avhengig av jordplan for å fungere. Det er å anta at antennedimensjonene må justeres i forhold til antennen med stort jordplan for å få et bra resultat. Figur 4.6 viser tegninger av den endelige antennen på lite jordplan.

RF-forsterkere som brukes i det ulineære området vil skape harmoniske frekvenser, det er derfor interessant å se om antennen er med på å undertrykke disse. Harmoniske frekvenser er uønsket og kan forstyrre andre RF-enheter som opererer på en annen frekvens. I 2,4 GHz-båndet (2,40 – 2,48 GHz), blir 2. og 3. harmoniske frekvenser liggende i områdene 4,80 – 4,96 GHz og 7,20 – 7,44 GHz.

Nordic Semiconductor sine radioer har også en intern Local Oscillator (LO), og denne kan lekke ut på RF-utgangen. Det vil også være fordelaktig om antennen ikke stråler ut for mye av denne frekvensen. Det er ønskelig å se på både  $f_{LO}$  og  $\frac{f_{LO}}{2}$ .  $f_{LO}$  er definert i ligning 4.2.

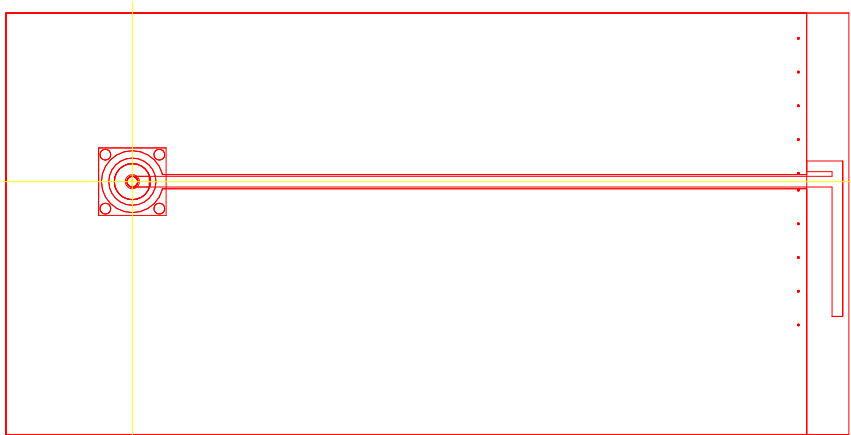
$$f_{LO} = \frac{8}{7}(f_{RF} + x) \quad (4.2)$$

$f_{RF}$  er i MHz og for nRF24LE1 som skal brukes med antennen er  $x = 2$  MHz. Dette gir da for frekvensområdet 2,40–2,48 GHz en  $f_{LO}$  som ligger i området 2,745 – 2,837 GHz og en  $\frac{f_{LO}}{2}$  i området 1,373 – 1,418 GHz.

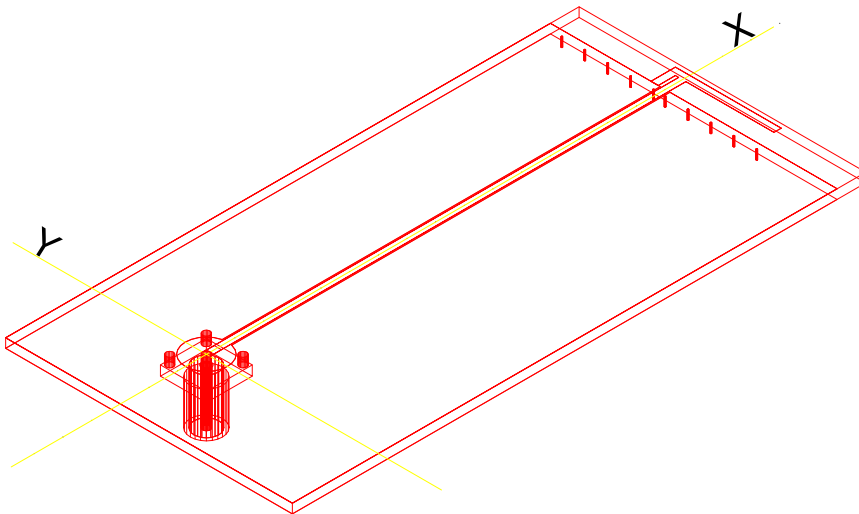
Strålingsdiagram skal hentes ut ved 2,44 GHz og i tre plan:

- XY-plan ( $\theta$ -kutt ved  $\theta = 0^\circ$  i EMDS)
- XZ-plan ( $\phi$ -kutt ved  $\phi = 0^\circ$  i EMDS)
- YZ-plan ( $\phi$ -kutt ved  $\phi = 90^\circ$  i EMDS)

For hvert av disse planene skal strålingsegenskapene i  $\phi$  og  $\theta$  retning finnes, dvs  $E_\phi$  og  $E_\theta$ .

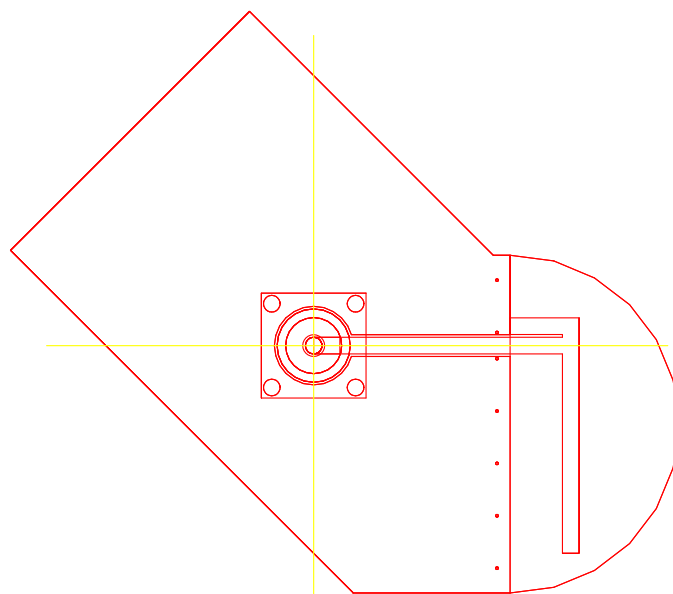


(a) Den simulerte antennen sett ovenifra

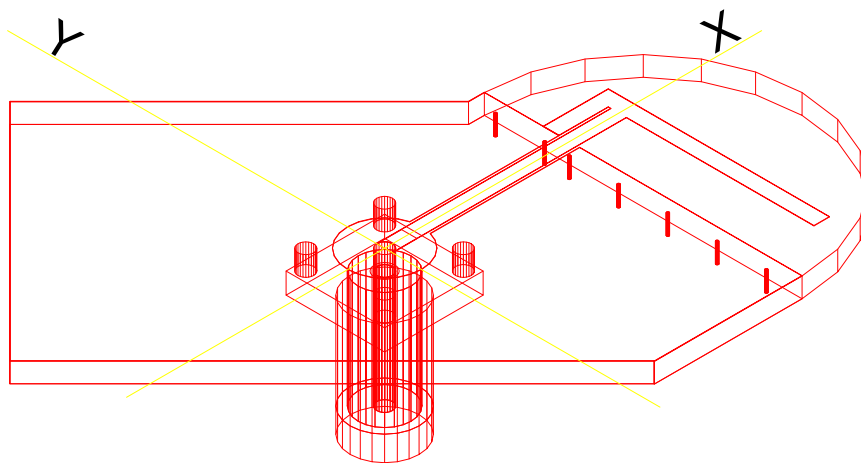


(b) Den simulerte antennen sett fra vinkelen SW Isometric i EMDS

Figur 4.5: Simuleringsoppsett for IFA-antenne på stort jordplan



(a) Den simulerte antennen sett ovenifra



(b) Den simulerte antennen sett fra vinkelen SW Isometric i EMDS

Figur 4.6: Simuleringsoppsett for IFA-antenne på lite jordplan

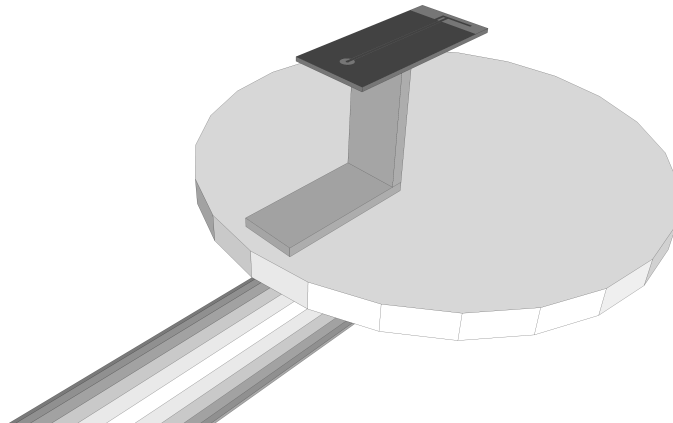
## 5 Målinger

Målinger på antennene ble utført på antennelaboratoriet ved NTNU og ved Nordic Semiconductor sine lokaler på Tyholt i Trondheim. Det ble brukt nettverksanalysator for måling av refleksjonskoeffisienten  $S_{11}$ , og strålingsdiagram ble målt ved hjelp av  $S_{12}$ -måling i ekkofritt rom. Målinger av utstrålt effekt ble utført i en GTEM-celle.

### 5.1 Impedans og strålingsdiagram

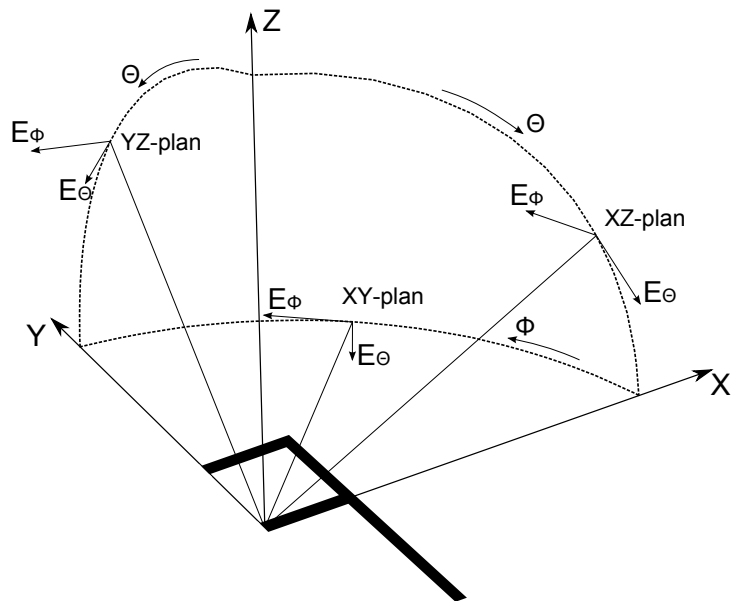
For å fjerne tap i kabler og lignende når  $S_{11}$  skulle måles, ble nettverksanalysatoren kalibrert i det aktuelle frekvensområdet. Antennen ble deretter koblet til nettverksanalysatoren og pekt ut i rommet for at den skulle få stråle mest mulig fritt.  $S_{11}$  ble lest av nettverksanalysatoren ved hjelp av en datamaskin, og dataene ble lagret. Alle antennene som skulle måles, ble koblet til i tur og orden, og ved forandring av frekvensområdet ble nettverksanalysatoren kalibrert på nytt.

Ved måling av strålingsdiagram, ble antennen montert på en roterende plate ved hjelp av en vinkel skrudd fast på platen. Gaffatape ble brukt til å feste antennen til vinkelen for måling av stråling i XY-, XZ- og YZ-plan. Figur 5.1 viser hvordan antennene ble festet ved måling i XY-plan. IFA-antennen ble brukt som mottakerantenne i måleoppsettet, og den ble matet med et horn via en forsterker. Strålingsdiagrammet ble derfor målt ved hjelp av  $S_{12}$ .



Figur 5.1: Montering av antennen på dreieskive

Som i simuleringene, ble frekvensen satt til 2,44 GHz ved måling av strålingsdiagrammene, og for hvert av de tre planene måles  $E_\phi$  og  $E_\theta$ . Figur 5.2 viser hvordan antennen er orientert i koordinatsystemet og hvordan  $E_\theta$  og  $E_\phi$  er i hvert av planene XY, XZ og YZ.

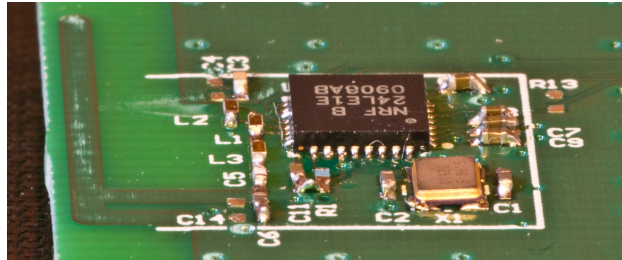


Figur 5.2: Antennens orientering med  $E_\theta$  og  $E_\phi$  vist i 3 plan

## 5.2 Utstrålt effekt

For hver av de to jordplanstørrelsene ble det laget utgaver for bruk av Nordic Semiconductor sin nRF24LE1 mikrokontroller med radio. På disse kortene ble det loddet på komponenter som er nødvendig for å bruke radioen, og mikrokontrolleren ble programmert med en testprogramvare. For å se hvordan antennene fungerer sammen med radioen, ble antennen og radioen plassert inne i en GTEM-celle. GTEM-cellen ble koblet til en spektrum-analysator og på grunnlag av feltmålinger ble det lest ut en verdi på totalt utstrålt felt ved en gitt frekvens. Mikrokontrolleren ble satt til å sende ut en bærebølge på 2,44 GHz for måling av totalt utstrålt felt ved senterfrekvensen i båndet. I tillegg til måling ved 2,44 GHz ble det foretatt målinger ved 2,40 GHz, 2,42 GHz, 2,46 GHz og 2,48 GHz. For hver av disse ble det funnet utstrålt effekt ved 2.-harmonisk og 3.-harmonisk frekvens. For alle frekvenser ble radioen satt til å sende med en effekt på 0 dBm som er 1 mW.

For å måle hvor mye av  $f_{LO}$  som lekker ut på antennen, ble mikrokontrolleren konfigurert til å motta signal. Deretter ble det foretatt målinger ved  $f_{LO}$  når radioen var satt til å motta på 2,40 GHz, 2,44 GHz og 2,48 GHz. Figur 5.3 viser mikrokontrolleren montert ved antennen på stort jordplan.



Figur 5.3: Radio med IFA-antenne

## 6 Resultat

### 6.1 Simuleringer, impedans

#### 6.1.1 Tendenser

Ved å forandre på parametrene  $H$ ,  $L_f$  og  $L_b$  (se figur 3.1) kan impedansen til antennen forandres. I simuleringene med EMDS blir refleksjonskoeffisienten ( $S_{11}$ ) funnet referert til  $50 \Omega$ . Ved perfekt tilpasning vil  $S_{11}$  være lik 0 (eller  $-\infty$  i dB), båndbredden defineres som det frekvensområdet der Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) er mindre enn 2 dvs. at  $S_{11}$  er lavere enn ca  $-10$  dB.

Nedenfor presenteres eksempler på hvordan parameterne påvirker refleksjonskoeffisienten til antennen. Data lest fra figurene er gjengitt i tabeller.

Figur A.1 i vedlegg A viser eksempler på hvordan  $S_{11}$  forandres når høyden ( $H$ ) over jordplanet forandres. I alle simuleringene er  $L_f$  og  $L_b$  holdt konstant ( $L_f = 14,26$  mm og  $L_b = 5,53$  mm). Som man kan se av figurene, vil senterfrekvensen i båndet øke når  $H$  minkes. Samtidig vil  $S_{11}$  ved senterfrekvensen minke, dette vil si at antennens impedans er nærmere  $50 \Omega$  ved senterfrekvensen. Unntaket er figur A.1e og A.1f hvor det ser ut til at en ekstra resonans flater ut kurven i bunnen av båndet. Denne resonansen kan også sees i flere av de øvrige figurene i figur A.1 som en ujevnheter i  $S_{11}$ .

Tabell 6.1 viser en sammenligning av båndbredde, senterfrekvens og minimum av  $S_{11}$  for de ulike verdiene av  $H$  i figur A.1. Her ser man klart at senterfrekvensen øker med minkende  $H$  samtidig med at minimum av  $S_{11}$  har en tendens til å bli lavere. Det er vanskelig å si noe konkret om båndbredden, men den ser ut til å øke til et punkt for så å flate ut.

H	Båndbredde	Senterfrekvens	$S_{11,min}$ v/ frekvens
7,78 mm	100 MHz	2,295 GHz	$-11,0$ dB v/ 2,295 GHz
7,16 mm	170 MHz	2,320 GHz	$-13,4$ dB v/ 2,320 GHz
6,55 mm	185 MHz	2,380 GHz	$-13,6$ dB v/ 2,370 GHz
5,32 mm	245 MHz	2,390 GHz	$-18,5$ dB v/ 2,375 GHz
4,95 mm	235 MHz	2,420 GHz	$-17,3$ dB v/ 2,380 GHz
4,83 mm	240 MHz	2,430 GHz	$-17,1$ dB v/ 2,450 GHz
4,70 mm	285 MHz	2,460 GHz	$-22,0$ dB v/ 2,475 GHz
4,09 mm	260 MHz	2,485 GHz	$-23,8$ dB v/ 2,500 GHz

Tabell 6.1: Båndbredde til antenne og  $S_{11,min}$  ved variasjon av  $H$

I figur A.2 vises eksempler på hvordan  $S_{11}$  endrer seg når lengden  $L_f$  forandres.  $L_b$  og  $H$  holdes konstant.  $L_f$  har stor innvirkning på senterfrekvensen til



antennen, når  $L_f$  minker, øker senterfrekvensen. Samtidig ser det ut til at antennen får dårligere tilpasning i senterfrekvensen.

Tabell 6.2 viser hvordan båndbredde og minimum av  $S_{11}$  forandres når  $L_f$  varieres for konstante verdier av  $H$  og  $L_b$  ( $H = 4,76$  mm og  $L_b = 5,53$  mm). Det er en tydelig reduksjon i båndbredde og økning i senterfrekvens når  $L_f$  minker.

$L_f$	Båndbredde	Senterfrekvens	$S_{11,min}$ v/ frekvens
15,49 mm	240 MHz	2,350 GHz	-38,0 dB v/ 2,340 GHz
14,26 mm	260 MHz	2,425 GHz	-19,8 dB v/ 2,390 GHz
13,03 mm	200 MHz	2,620 GHz	-13,8 dB v/ 2,605 GHz

Tabell 6.2: Båndbredde til antenne og  $S_{11,min}$  ved variasjon av  $L_f$

Hvordan  $S_{11}$  forandres når lengden  $L_b$  forandres og  $L_f$  og  $H$  holdes konstant, er vist i figur A.3. Her er  $H = 4,76$  mm og  $L_f = 15,61$  mm. Det er ingen tydelig endring i senterfrekvens, men nivået på  $S_{11}$  blir lavere i senter når  $L_b$  øker. Nivået på  $S_{11}$  minker til et visst punkt, mens det igjen ser ut til å øke når  $L_b$  blir for stor.

Tabell 6.3 viser data ved variasjon av  $L_b$ . Som figurene viser, er senterfrekvensen relativt konstant, mens minimum  $S_{11}$  blir mindre. Båndbredden ser ut til å øke når  $L_b$  øker.

$L_b$	Båndbredde	Senterfrekvens	$S_{11,min}$ v/ frekvens
4,92 mm	230 MHz	2,445 GHz	-24,2 dB v/ 2,465 GHz
5,53 mm	240 MHz	2,430 GHz	-31,0 dB v/ 2,450 GHz
6,76 mm	250 MHz	2,445 GHz	-47,0 dB v/ 2,460 GHz
9,22 mm	270 MHz	2,255 GHz	-37,5 dB v/ 2,470 GHz

Tabell 6.3: Båndbredde til antenne og  $S_{11,min}$  ved variasjon av  $L_b$

Hvis  $H$  kan varieres, ser det ut til at  $L_f$  kan brukes til grovinnstilling av senterfrekvensen, mens  $H$  og  $L_b$  kan brukes til finjustering og kurveforming av  $S_{11}$ . I dette tilfellet var størrelse en viktig faktor, og  $H$  ble derfor låst til 3 mm mens  $L_f$  og  $L_b$  kan justeres fritt. Figur A.4 viser hvordan kurven til  $S_{11}$  kan formes og antennen justeres inn til riktig senterfrekvens ved å justere  $L_f$  og  $L_b$ .

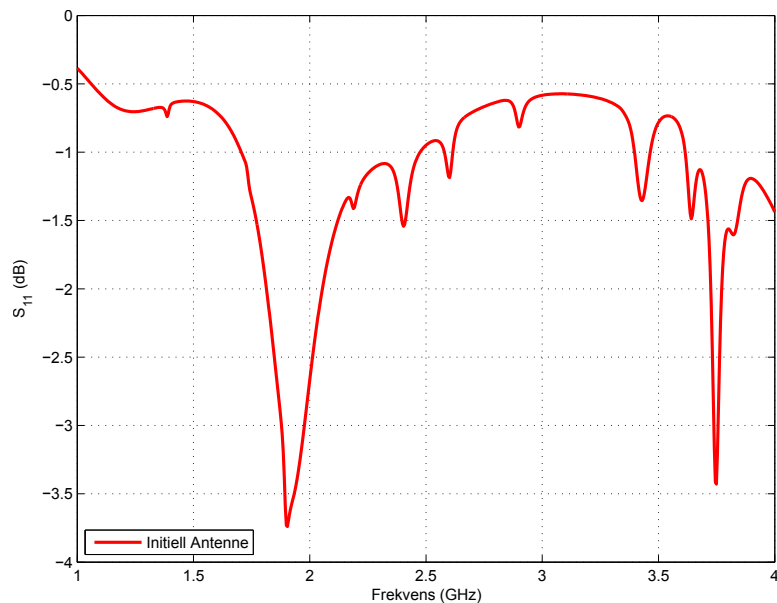
Tabell 6.4 viser at senterfrekvensen øker, dette har sammenheng med at  $L_f$  minkes. Samtidig øker båndbredden. Dette er i strid med resultatene i tabell 6.2 og tabell 6.3, men skyldes nok at både  $L_f$  og  $L_b$  forandres.

$L_f$	$L_b$	Båndbredde	Senterfrekvens	$S_{11,min}$ v/ frekvens
17,34 mm	6,76 mm	– MHz	– GHz	–9,7 dB v/ 2,410 GHz
17,21 mm	5,53 mm	40 MHz	2,410 GHz	–10,6 dB v/ 2,415 GHz
16,97 mm	4,30 mm	90 MHz	2,405 GHz	–12,6 dB v/ 2,415 GHz
16,72 mm	3,93 mm	100 MHz	2,425 GHz	–12,6 dB v/ 2,420 GHz
16,35 mm	3,44 mm	200 MHz	2,440 GHz	–20,3 dB v/ 2,410 GHz
16,11 mm	2,95 mm	215 MHz	2,465 GHz	–17,3 dB v/ 2,415 GHz
15,98 mm	2,46 mm	220 MHz	2,470 GHz	–18,6 dB v/ 2,500 GHz

Tabell 6.4: Båndbredde til antenne og  $S_{11,min}$  ved variasjon av  $L_f$  og  $L_b$

### 6.1.2 Stort jordplan

Antennen som var utgangspunktet for simuleringene viste seg å fungere svært dårlig på FR4-substratet og i det frekvensområdet som var aktuelt. Figur 6.1 viser denne antennen simulert over et større frekvensområde, det kan se ut til at den har en resonansfrekvens rundt 1,9 GHz. Dette stemmer bra overens med at det er en harmonisk frekvens på omtrent 3,8 GHz, men antennen har ikke spesielt gode egenskaper ved noen av disse frekvensene.



Figur 6.1: Simulert  $S_{11}$  til IFA med dimensjoner gitt i tabell 4.1

Simulering av  $S_{11}$  til produksjonsklar antenne er vist i figur 6.2. Tabell 6.5 viser en oversikt over båndbredden til antennen uttrykt ved VSWR  $< 2$  og den tilhørende verdien av  $S_{11}$  i dB. Ut i fra tabell 6.5 kan man regne ut at båndbredden er omtrent 230 MHz med senter ved ca 2,47 GHz.

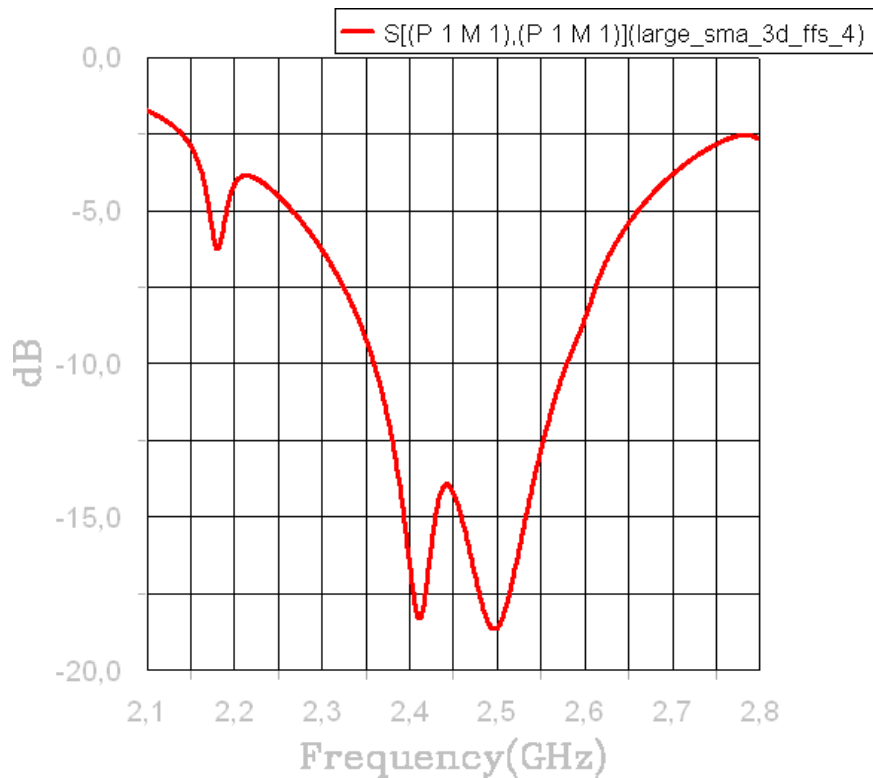
Dimensjonene til antennen er:

- $H = 3,00$  mm
- $L_f = 15,98$  mm
- $L_b = 2,46$  mm

Totalt areal forbrukt av antennen er omtrent  $0,79\text{cm}^2$ .

	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
Frekvens (GHz)	2,36	2,44	2,59
VSWR	1,999	1,496	1,996
$S_{11}$ (dB)	-9,55	-14,03	-9,57

Tabell 6.5: Simulert båndbredde til IFA på stort jordplan



Figur 6.2: Simulert  $S_{11}$  til IFA på stort jordplan

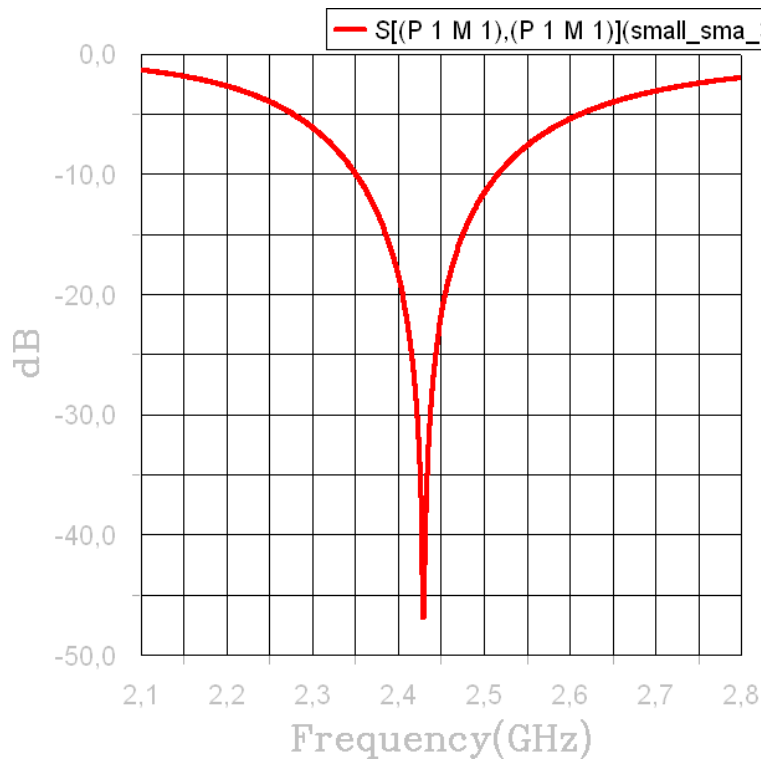
### 6.1.3 Lite jordplan

Når antenndimensjonene fra stort jordplan ble brukt på lite jordplan, ble resultatet ganske ulikt. Resonansfrekvensen flyttet seg oppover i frekvens,

samtidig som at nivået på  $S_{11}$  ble forandret. Etter justering av parametre ble det funnet at en høyde på 3 mm ikke var tilstrekkelig for å tilfredsstille kravene.  $H$  ble økt til 4 mm, dette førte til at  $L_f$  og  $L_b$  måtte justeres. Endelige mål på antennen ble:

- $H = 4,00$  mm
- $L_f = 15,86$  mm
- $L_b = 2,11$  mm

Med disse målene opptar antennen et areal på omtrent  $0,95$  cm<sup>2</sup>. Figur 6.3 viser refleksjonskoeffisienten til antennen som ble produsert på et lite jordplan. Tabell 6.6 viser en oversikt over båndbredden. Antennen har i tillegg et minimum ved 2,43 GHz med VSWR = 1,01.



Figur 6.3: Simulert  $S_{11}$  til IFA på lite jordplan

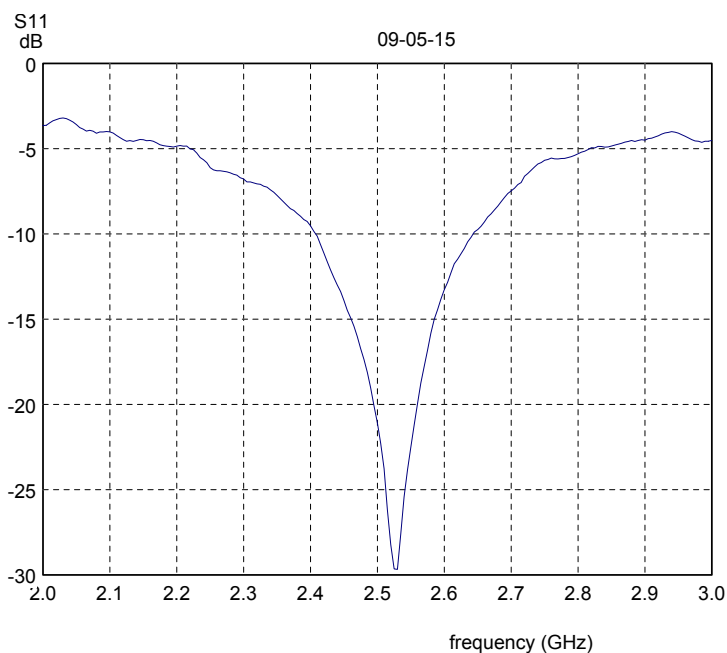
	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
Frekvens (GHz)	2,35	2,44	2,52
VSWR	1,992	1,089	1,996
$S_{11}$ (dB)	-9,59	-27,40	-9,56

Tabell 6.6: Simulert båndbredde til IFA på lite jordplan

## 6.2 Målinger, impedans

### 6.2.1 Stort Jordplan

Målinger av den produserte antennen på FR4-substrat er vist i figur 6.4. Som figuren viser, ligger frekvensbåndet til antennen noe høyt i forhold til hva som er ønskelig. Tabell 6.7 viser båndbredden til antennen, og at kravet på  $VSWR < 2$  i området 2,40 – 2,48 GHz ikke tilfredsstilles. Minimum til antennen opptrer ved 2,53 GHz og har  $VSWR = 1,07$  ( $S_{11} = -29,67$  dB).

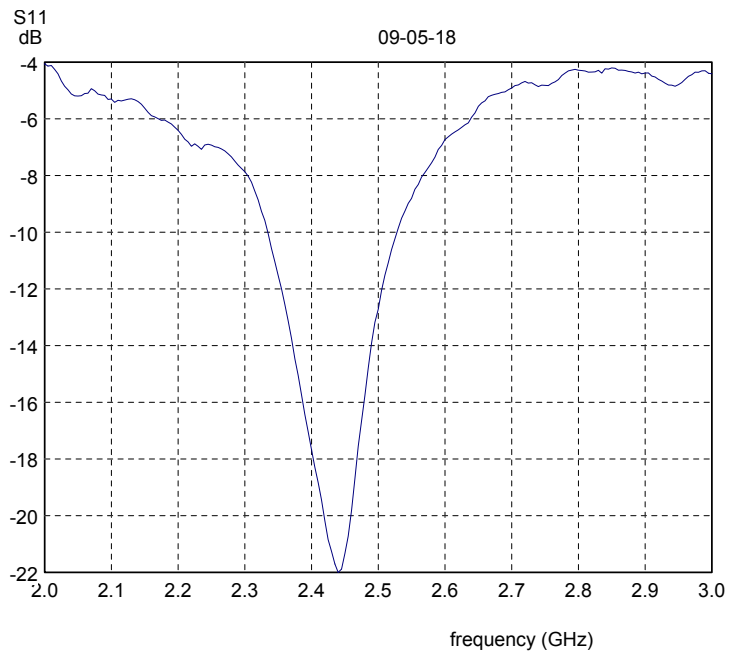


Figur 6.4: Målt  $S_{11}$  til IFA på stort jordplan

I tillegg til den simulerte antennen ble det produsert en antenne med samme  $H$  og  $L_b$  men med  $L_f$  forlenget med omtrent 1 cm. Dette var for at antennen skulle kunne justeres ved å kappe lengden på  $L_f$ . Figur 6.5 viser  $S_{11}$  til antennen med  $L_f$  justert til omtrent 17 mm. Tabell 6.8 viser at antennen nå holder kravet til båndbredde med god margin, og minimum ligger ved 2,44 GHz.

	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
<b>Frekvens (GHz)</b>	2,41	2,44	2,66
<b>VSWR</b>	1,949	1,578	1,998
$S_{11}$ (dB)	-9,85	-12,99	-9,55

Tabell 6.7: Målt båndbredde til IFA på stort jordplan



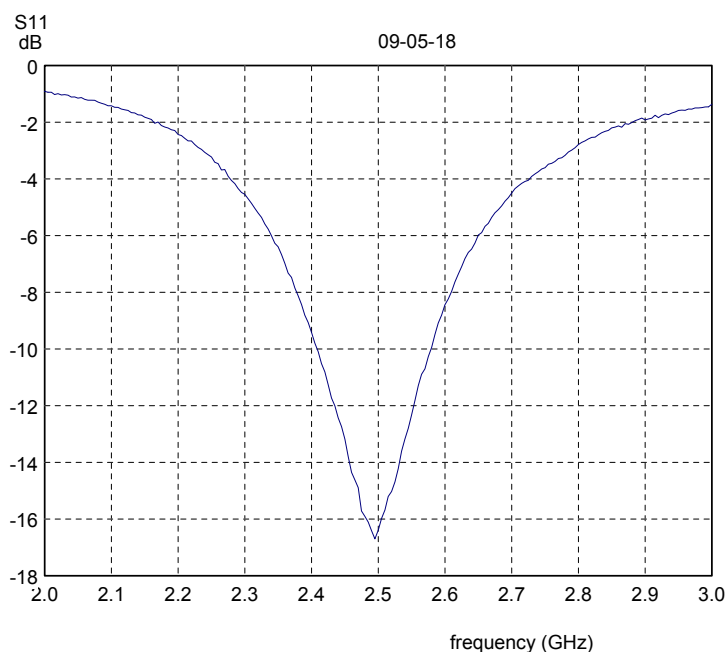
Figur 6.5: Målt  $S_{11}$  til IFA på stort jordplan med justert  $L_f$

	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
<b>Frekvens (GHz)</b>	2,33	2,44	2,53
<b>VSWR</b>	1,994	1,173	1,947
$S_{11}$ (dB)	-9,58	-22,00	-9,86

Tabell 6.8: Målt båndbredde til IFA på stort jordplan med justert  $L_f$

## 6.2.2 Lite Jordplan

Som for antennen på stort jordplan, ble også resonansfrekvensen for antennen på lite jordplan noe høyere enn ønsket, men feilen var ikke like stor. Figur 6.6 viser målt refleksjonskoeffisient til antennen, tabell 6.9 gjengir verdiene i den målte båndbredden. Antennen som er produsert, klarer akkurat ikke spesifikasjonene med  $VSWR < 2$  fra 2,40 GHz til 2,48 GHz. Minimumet ligger ved 2,50 GHz med  $VSWR = 1,34$  ( $S_{11} = -16,70$  dB)



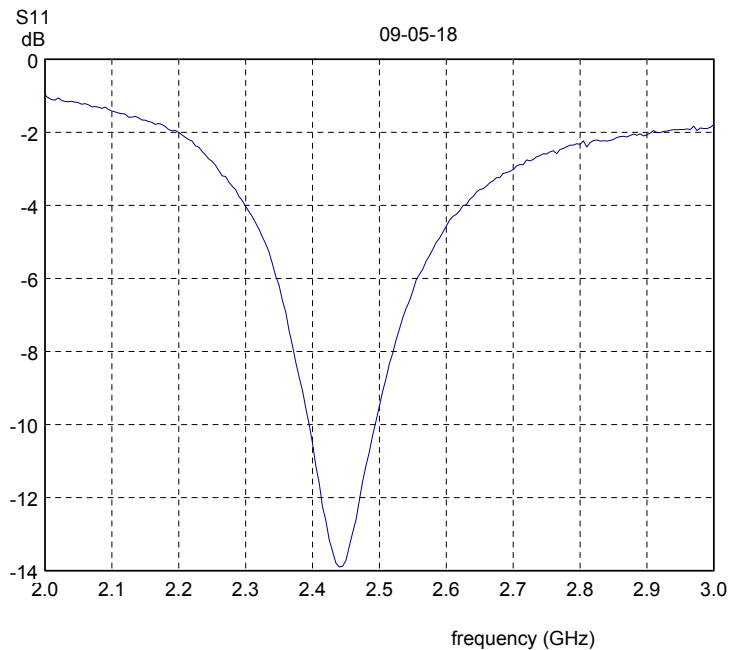
Figur 6.6: Målt  $S_{11}$  til IFA på lite jordplan

	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
<b>Frekvens (GHz)</b>	2,41	2,44	2,58
<b>VSWR</b>	1,958	1,629	1,933
<b><math>S_{11}</math> (dB)</b>	-9,79	-12,43	-9,95

Tabell 6.9: Målt båndbredde til IFA på lite jordplan

Kortet som hadde en forlenget  $L_f$  ble målt, og lengden  $L_f$  ble justert til senterfrekvensen kom på 2,44 GHz. Dette ble oppnådd ved  $L_f \approx 15,5$  mm. Figur 6.7 viser hvordan  $S_{11}$  ble etter justering. I tabell 6.10 er frekvensene for båndbredden listet, og den viser at antennen nå holder spesifikasjonene. Minimum til antennen ligger i senterfrekvensen i båndet på 2,44 GHz

Figurer av VSWR finnes i vedlegg C.



Figur 6.7: Målt  $S_{11}$  til IFA på lite jordplan med justert  $L_f$

	Nedre grense	Ønsket senterfrekv.	Øvre grense
<b>Frekvens (GHz)</b>	2,39	2,44	2,50
<b>VSWR</b>	1,999	1,506	1,941
$S_{11}$ (dB)	-9,55	-13,90	-9,90

Tabell 6.10: Målt båndbredde til IFA på lite jordplan med justert  $L_f$

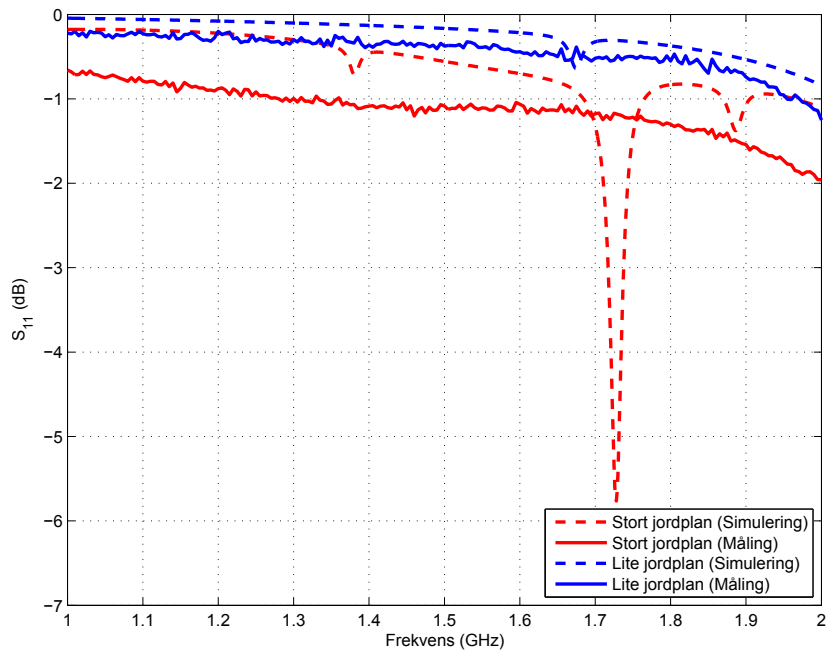
### 6.2.3 Egenskaper i andre frekvensområder

Figur 6.8 viser hvordan refleksjonsfaktoren til antennen er frekvensområdet  $f_{LO}$  og  $\frac{f_{LO}}{2}$ . Her viser figur 6.8a at begge antennene reflekterer frekvenser i området til  $\frac{f_{LO}}{2}$  godt, og målingene stemmer bra overens med simuleringene.  $f_{LO}$  er derimot nært frekvensområdet som antennen skal operere på, og antennen vil derfor ikke ha like mye refleksjon i dette området (se figur 6.8b). Antennene stråler ikke ut mye effekt på disse frekvensene, men antennen på stort jordplan har i følge simuleringer en liten dip litt over 2,8 GHz som kunne vært unngått, men denne er ikke tilstede i målingene. Når  $L_f$  ble justert ble det også en økning i refleksjonsfaktoren ved  $f_{LO}$ .

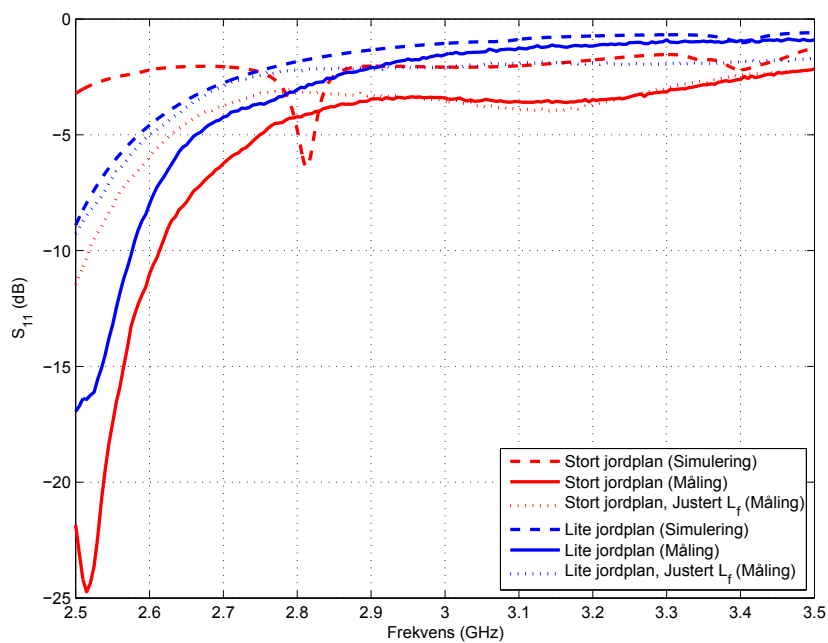
I figur 6.9 vises egenskapene til antennene ved 2. og 3. harmoniske frekvenser.

På 2.-harmoniske frekvenser stråler antennen lite. Antennen på stort jordplan har antydning til en resonans i øvre del av det 2.-harmoniske båndet, målinger





(a)  $S_{11}$  til antennen i området rundt  $\frac{f_{LO}}{2}$

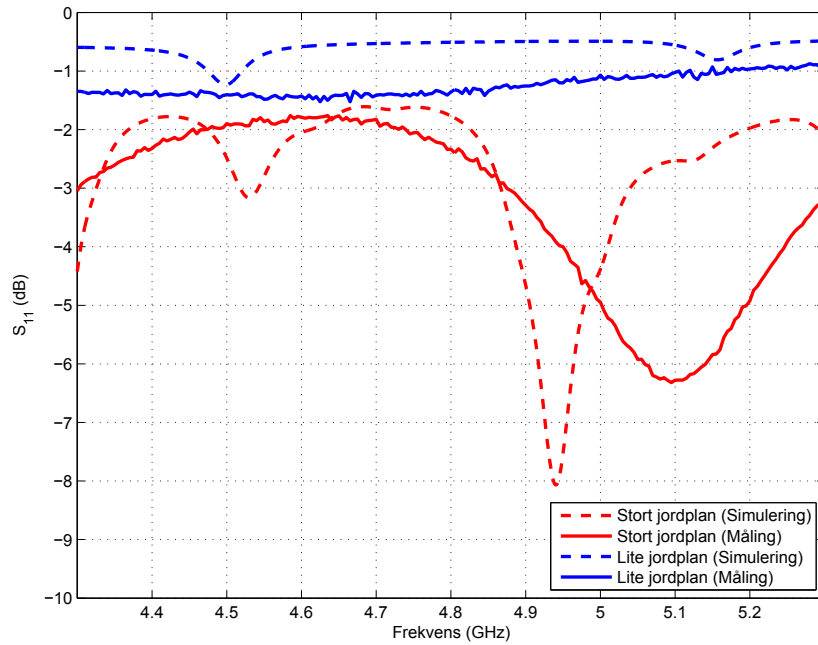


(b)  $S_{11}$  til antennen i området rundt  $f_{LO}$

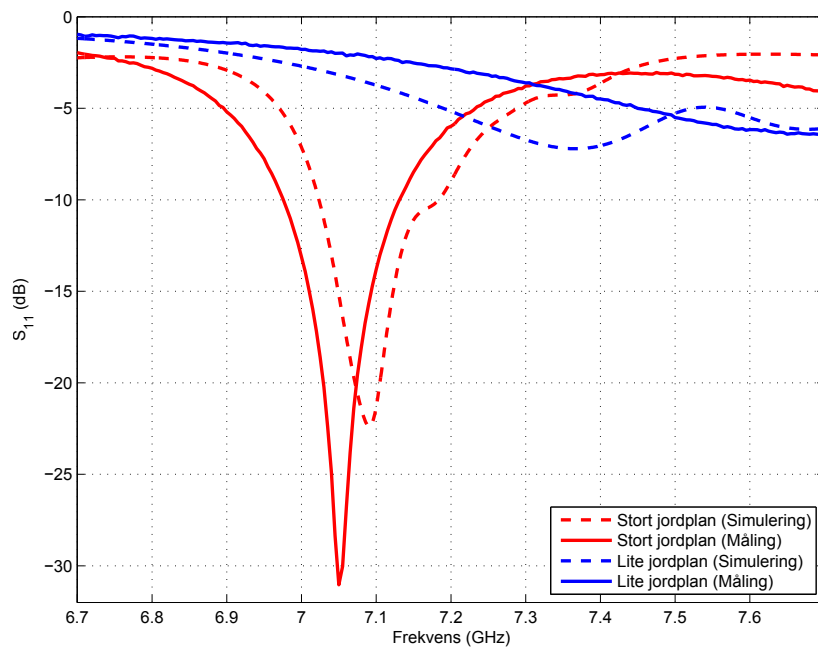
Figur 6.8: Refleksjonskoeffisient til antenne ved LO-frekvenser

viser at denne er flyttet litt i opp frekvens og har omtrent 2 dB høyere verdi. Antennen vil nok stråle ut litt 2.-harmoniske frekvenser, men mesteparten blir reflektert. På lite jordplan er refleksjonen av 2.-harmoniske frekvenser stor, og målingene stemmer greit overens med simuleringene, bare med litt lavere verdi.

For simuleringer av 3.-harmoniske frekvenser ser, vi av figur 6.9b at antenne på stort jordplan har en resonans rundt 7,1 GHz, men refleksjonskoeffisienten er betydelig høyere allerede ved 7,2 GHz. Målinger viser at denne resonansen er flyttet litt ned i frekvens og har en brattere kurve. Litt 3.-harmoniske frekvenser kan lekke ut, spesielt i nedre område. Antennen på lite jordplan vil også stråle litt på 3.-harmoniske frekvenser, men dette er i hovedsak på litt høyere frekvens enn den på stort jordplan. Som man ser av figuren, viser målinger bedre resultat enn simuleringer for begge antennene. Det ville vært en fordel om refleksjonsfaktoren hadde vært nærmere 0 dB i dette frekvensområdet.



(a)  $S_{11}$  ved 2. harmoniske



(b)  $S_{11}$  ved 3. harmoniske

Figur 6.9: Refleksjonskoeffisient til antenne ved harmoniske frekvenser

### 6.3 Effektivitet

Simuleringer med EMDS ved 2,44 GHz gir antenneenes direktivitet og vinning. I simuleringene antas at metallet er en perfekt leder, mens substratet har en gitt tapsfaktor  $\tan(\delta) = 0,02$  og dielektrisk konstant  $\epsilon_r = 4,4$ . For antennen på stort jordplan er verdiene:

- Direktivitet  $D_0 = 3,52$  dB = 2,25
- Vinning:  $G_0 = 2,22$  dB = 1,67

Og antennen på lite jordplan har verdiene:

- Direktivitet  $D_0 = 2,95$  dB = 1,97
- Vinning:  $G_0 = 2,62$  dB = 1,83

Ved å bruke ligning 6.1 [5] kan effektiviteten til antennene regnes ut:

- $e_0 = 0,74$  (Stort jordplan)
- $e_0 = 0,93$  (Lite jordplan)

$$G_0 = e_0 D_0 \Rightarrow e_0 = \frac{G_0}{D_0} \quad (6.1)$$

Effektiviteten kan deles opp [5]:

$$e_0 = e_r e_{cd} \quad (6.2)$$

Her kommer  $e_r$  fra mistilpasning og  $e_{cd}$  fra tap i ledere og dielektrikum.  $e_r$  kan regnes ut ved hjelp av formelen i ligning 6.3 og ligning 6.4 [5].

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (6.3)$$

$$|\Gamma|^2 = \left| \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right|^2 \quad (6.4)$$

For 2,44 GHz kan det fra tabell 6.5 og 6.6 finnes at  $VSWR = 1,496$  for antenne på stort jordplan og  $VSWR = 1,089$  for antenne på lite jordplan. Ligning 6.4 innsatt i ligning 6.3 gir da:

- $e_r = 0,961$  (Stort jordplan)
- $e_r = 0,998$  (Lite jordplan)

Ved å bruke ligning 6.2 kan da  $e_{cd}$  finnes:

- $e_{cd} = 0,77$  (Stort jordplan)
- $e_{cd} = 0,93$  (Lite jordplan)

## 6.4 Antenne koblet til radio

Tabell 6.11 og 6.12 viser totalt utstrålt effekt målt i en GTEM-celle. For hver frekvens i 2,4 GHz-båndet er det funnet utstrålt effekt ved harmoniske frekvenser, og med radio i mottak, er det funnet utstrålt effekt ved  $f_{LO}$  (siste kolonne).

$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)
0,36 (2,40 GHz)	-46,93 (4,80 GHz)	-28,30 (7,20 GHz)	-53,25 (2,75 GHz)
-2,40 (2,42 GHz)	-52,84 (4,84 GHz)	-34,04 (7,26 GHz)	
-6,94 (2,44 GHz)	-62,22 (4,88 GHz)	-34,20 (7,32 GHz)	-65,13 (2,79 GHz)
-11,75 (2,46 GHz)	-59,10 (4,92 GHz)	-36,42 (7,38 GHz)	
-8,74 (2,48 GHz)	-58,07 (4,96 GHz)	-36,62 (7,44 GHz)	-53,54 (2,84 GHz)

Tabell 6.11: Utstrålt effekt (dBm) fra IFA og nRF24LE1 på stort jordplan

$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)	$P_{rad}$ (v/ frekv)
-1,75 (2,40 GHz)	-50,96 (4,80 GHz)	-37,05 (7,20 GHz)	-69,37 (2,75 GHz)
-3,70 (2,42 GHz)	-53,62 (4,84 GHz)	-44,33 (7,26 GHz)	
-9,00 (2,44 GHz)	-45,82 (4,88 GHz)	-54,29 (7,32 GHz)	-68,69 (2,79 GHz)
-11,75 (2,46 GHz)	-60,21 (4,92 GHz)	-42,83 (7,38 GHz)	
-7,76 (2,48 GHz)	-58,74 (4,96 GHz)	-45,14 (7,44 GHz)	-69,18 (2,84 GHz)

Tabell 6.12: Utstrålt effekt (dBm) fra IFA og nRF24LE1 på lite jordplan

Dataene i tabell 6.11 og 6.12 er vist grafisk i figur E.1 i vedlegg E

## 6.5 Strålingsdiagram

Strålingsdiagram er målt i 3 plan: XY, XZ og YZ. For hvert av disse planene er  $E_\theta$  og  $E_\phi$  funnet. Se figur 5.2 for informasjon om hvordan antennen er orientert.

I figurene i vedlegg B er simulerte strålingsdiagram plottet sammen med målte, dette for å forenkle sammenligningen. De målte strålingsdiagrammene er avhengige av tap i kabler samt vinning i effektforsterker og senderantennen. Nivået på målingene er avhengig av flere faktorer og er derfor kun relative målinger. Måleresultatene er derfor normalisert til å passe best mulig med simuleringsresultatene for å kunne sammenligne best mulig. IFA-antennen er brukt som mottakerantenne slik at det er  $S_{12}$  som måles.

### 6.5.1 Stort jordplan

Strålingsdiagrammene for antenne på stort jordplan finnes i vedlegg B.1.

I XY-planet er det helt klart at det er  $E_\phi$  i figur B.1 som dominerer,  $E_\theta$  i figur B.2 ligger i gjennomsnitt over 10 dB lavere enn  $E_\phi$ . Figurene viser at målingene varierer noe mindre enn simuleringene, men det er fortsatt variasjoner på over 10 dB for  $E_\phi$  og omtrent 20 dB for  $E_\theta$ . I området rundt  $\phi = 25^\circ$  har antennen en hovedlobe i både  $E_\phi$  og  $E_\theta$ . Dette er en fordel hvis man tenker at antennen skal brukes i en fjernkontrollapplikasjon. De fleste brukerne vil av gammel vane peke fjernkontrollen mot det som skal styres, og hvis antennen ligger i fronten på fjernkontrollen, er det strålingsegenskapene nettopp i området rundt  $\phi = 0^\circ$  som er viktige.

Simuleringer av  $E_\phi$  i XZ-planet (figur B.3) viser at antennen har en topp ved  $\theta = 0^\circ$ . Målingene viser derimot et minimum i strålingsdiagrammet i nærheten av denne vinkelen. Målingene av  $E_\phi$  stemmer ikke helt overens med simuleringene i dette planet, målinger av  $E_\theta$ , vist i figur B.4, stemmer derimot veldig bra med simuleringene. IFA-antennen er ikke spesielt omnidireksjonal i XZ-planet med variasjoner på omtrent 10 dB for  $E_\phi$  og omtrent 40 dB for  $E_\theta$ . Også i dette planet er  $E_\theta$  i gjennomsnitt lavere enn  $E_\phi$ , omtrent 5 dB.

Målinger i YZ-planet stemmer bra med simuleringene med tanke på posisjonen til maksimum og minimum. I figur B.5 vises det at målingene av  $E_\phi$  varierer noe mer enn simuleringene.  $E_\theta$  i figur B.6 viser at målinger og simuleringer stemmer bra overens for positive verdier av  $\theta$ , men for negative verdier av  $\theta$  har simuleringene en høyere  $S_{12}$ . Gjennomsnittet av  $E_\phi$  og  $E_\theta$  er omtrent likt i YZ-planet.

Simuleringene med EMDS gir at maksimal stråling er i retningen  $\phi = 171^\circ, \theta = 144^\circ$ .

### 6.5.2 Lite jordplan

Når jordplanet er lite, avhenger strålingsdiagrammet svært mye av hvordan antennen monteres på dreieplaten. Det ble gjort målinger med forskjellig materiale i antenneholderen, metall, plast, tre og kombinasjoner av disse. Av dette var det holderen i metall som gav dårligst samsvar med simulerte strålingsdiagram. Strålingsdiagrammene som er presentert i vedlegg B.2 ble gjort med holder av plast.

For  $E_\phi$  i XY-planet stemmer målingene bra med simuleringene (se figur B.7). Strålingsdiagrammet har et minimum ved  $\phi = 0^\circ$ , dette kan være en ulempe i og med at dette er rett fram på antennen som nevnt i avsnitt 6.5.1. Antennen

stråler veldig mye i retningen  $\phi = 120^\circ$ , og har en  $S_{12}$  som er nær 0 dB i denne retningen.  $E_\theta$  i figur B.8 har et lavt nivå i forhold til  $E_\phi$ , nesten 20 dB lavere i snitt. Målt  $S_{12}$  lå omtrent 10 dB lavere før justering, altså et snitt på omtrent  $-35$  dB. Dette er svært lavt og signalet forsvinner i støy i dette tilfellet, noe som også vises av kurven i figur B.8.

$E_\phi$  i XZ-planet (figur B.9) følger simuleringen bra, men målingene har flere ujevnheter og to veldig dype minimum når  $\theta$  er omtrent  $30^\circ$  og  $55^\circ$ . Kurveformen fra simuleringen kan likevel ganske lett gjenkjennes i målingen. Figur B.10 viser at måling av  $E_\theta$  også varierer litt i forhold til simuleringen, men det er ingen store og avgjørende avvik mellom de. Det er også to minimum, ved omtrent  $-90^\circ$  og  $100^\circ$ , disse kommer da langs X-aksen i positiv og negativ retning. Dette betyr sammen med det lave nivået i XY-planet at strålingen rett frem til antennen ikke er veldig stor.

I YZ-planet stråler antennen godt i  $\phi$ -polarisert E-felt, figur B.11 viser dette. At antennen også stråler ganske omnidireksjonalt i dette planet er lettere å se av polarplottet (figur B.11b). Nivået varierer på mindre enn 2 dB for simuleringen, og mindre enn 3 dB for målingen, gjennomsnittet for målingen ligger på omtrent  $-2,4$  dB.  $E_\theta$  i figur B.12 har derimot et lavere nivå. Målingen treffer simuleringen relativt dårlig, målinger med andre materialer i festeanordningen gav heller ikke noe bedre resultat. Man kan se i polar-diagrammet i figur B.12b at målingen har en diskontinuitet ved  $\pm 180^\circ$ .

EMDS gir at maksimal stråling befinner seg i retningen  $\phi = 231^\circ, \theta = 138^\circ$ .

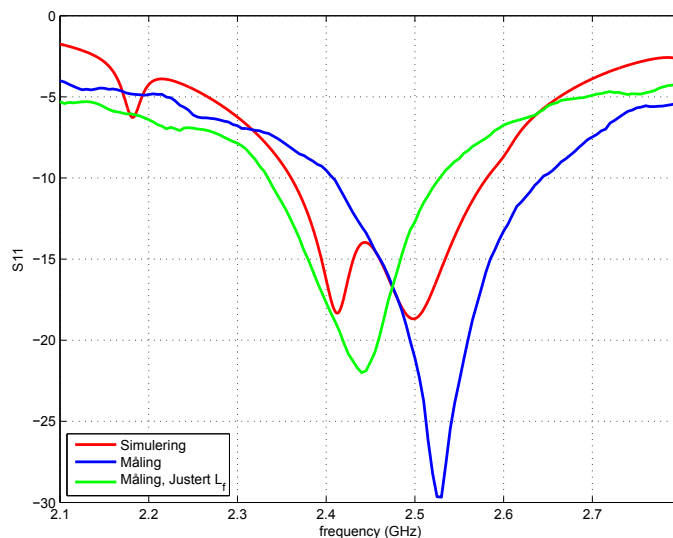
## 7 Diskusjon

### 7.1 Impedans

Dimensjonene til antennen som ble produsert på et stort jordplan er gitt i figur A.4g ( $H = 3,00$  mm,  $L_f = 15,98$  mm,  $L_b = 2,46$  mm). Tabell 6.4 viser oversikten over simuleringer med  $H = 3,00$  mm. I linje 5 i tabellen vises at en antenne med  $L_f = 16,35$  mm og  $L_b = 3,44$  mm (figur A.4e) treffer bedre med senterfrekvens. Antennen som ble valgt (figur A.4g) ble valgt på grunn av at det høyeste nivået på  $S_{11}$  i frekvensområdet 2,40–2,48 GHz var lavere enn på antennen i figur A.4e.

Måleresultater på den produserte antennen (figur 6.4) viser at antennen er forskjøvet til en høyere senterfrekvens på 2,53 GHz, dette er et avvik på 90 MHz eller 3,7% i forhold til den ønskede senterfrekvensen på 2,44 GHz.

Figur 7.1 viser simulert  $S_{11}$  sammenlignet med målinger på de to forskjellige antennene. Som figuren viser vil  $S_{11}$  øke når  $L_f$  blir justert og båndbredden minker med omtrent 50 MHz. I tillegg øker minimum av  $S_{11}$  fra omtrent  $-29,7$  dB til omtrent  $-22,0$  dB. Dette er et resultat av at alle parametrene avhenger av hverandre, og antennen kunne sannsynligvis fått bedre tilpasning ved å justere  $H$  og/eller  $L_b$  i tillegg.



Figur 7.1: Målt og simulert  $S_{11}$  (dB) til IFA på stort jordplan

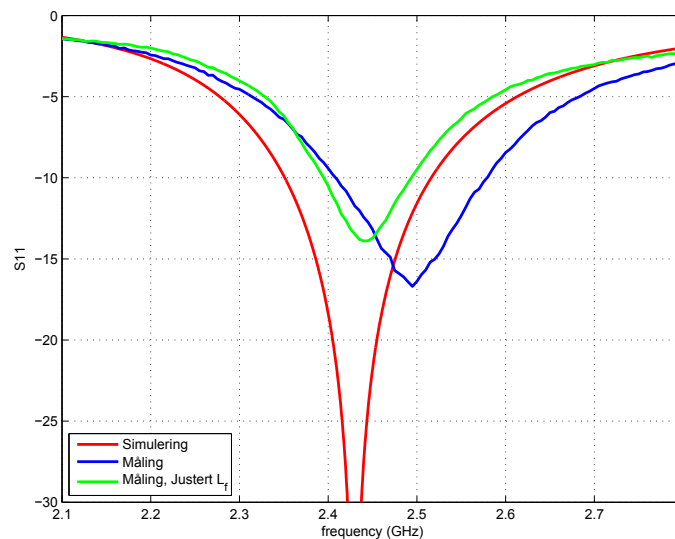
Med dette resultatet ville det kanskje vært en bedre løsning å velge å produsere



antennen simulert i figur A.4e, da denne hadde en lavere senterfrekvens enn den som ble produsert. Resultatet kunne da blitt at den produserte antennen ville klart spesifikasjonen uten justering.

Ved å holde en plastlinjal omtrent 1 mm foran antennen på stort jordplan, ble senterfrekvensen forskjøvet nedover til omtrent 2,44 GHz (se figur D.1b). Dette viser at antennens egenskaper er avhengig av omgivelsene i nærfeltet. Hvis antennen skal brukes i en fjernkontroll som er laget av plast vil innkapslingen påvirke egenskapene. Med det resultatet som ble funnet når en linjal ble holdt foran, kan det være interessant å undersøke hvordan den ujusterte antennen fungerer i en plastinnkapsling. I følge mine antagelser vil antennen treffe bedre i frekvensbåndet 2,40–2,48 GHz når den er innkapslet i plast. Figur D.1a viser at når PCB med antennen holdes i hånden, forandres ikke resonansfrekvensen nevneverdig, men det blir større demping.

I figur 7.2 vises simulert  $S_{11}$  sammen med to målinger for antennen på lite jordplan. Her ligger minimumet 55 MHz over det ønskede, det er en forskyvning på 2,25%. Når  $L_f$  justeres, blir antennen mer smalbandet enn den opprinnelige antennen. Det blir en reduksjon på omtrent 70 MHz i båndbredde samt at minimum av  $S_{11}$  økes fra omtrent  $-16,7$  dB til  $-13,9$  dB.



Figur 7.2: Målt og simulert  $S_{11}$  (dB) til IFA på lite jordplan

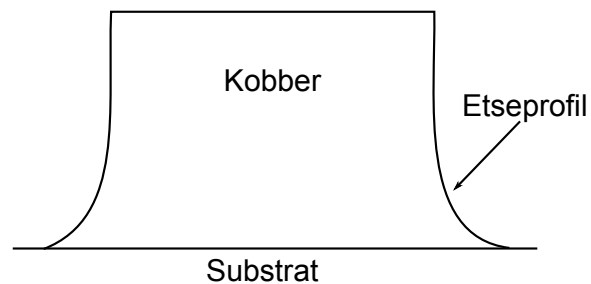
Antennen som har et lite jordplan blir også påvirket av endringer i nærfeltet. Figur D.1a og D.1b viser dette. Resonansfrekvensen til antennen blir påvirket av både en plastlinjal og at den blir holdt i hånden. Begge figurene viser at antennens resonansfrekvens beveger seg ned i det ønskede båndet, og får en senterfrekvens rundt 2,44 GHz, dette er en svært interessant observasjon. Ved at hånden holdes rundt substratet minker også refleksjonsfaktoren ved

resonansfrekvensen. Disse målingene tyder på at antennen kan bli svært god i en innkapsling og når den blir håndholdt. Dette er ikke testet, men vil være aktuelt ved videre arbeid med antennen.

### 7.1.1 Mulige feilkilder

Siden senterfrekvensen til begge antennene blir forskjøvet i samme retning, oppover i frekvens, tyder det på at feilen har bakgrunn i mistilpasning mellom produsert antenne og simulert antenne. FR4-substratet ble antatt å ha en  $\epsilon_r = 4,4$ , men dette trenger ikke å være helt korrekt for det substratet som antennene ble produsert på. En simulering med  $\epsilon_r = 4,35$  i substratet antyder at resonansfrekvensen beveger seg litt oppover i frekvens. Dette kan kanskje bety at substratets  $\epsilon_r$  er litt lavere enn 4,4 ved 2,4 GHz.

Kortene som ble produsert, ble produsert ved at kobberet ble etsket bort der det skulle fjernes. Etsing vil føre til en viss etseprofil i kobberet som vist i figur 7.3, her er målene sterkt overdrevet for å vise poenget.



Figur 7.3: Etseprofil til kobberbaner

En annen faktor er at kobberbanen ( $L_f$ ) på den produserte antennen var avrundet på enden (se figur 7.4). Dette kan ha ført til at den effektive  $L_f$  ble noe kortere og at resonansfrekvensen økte. Når  $L_f$  ble justert, viste resultatet at  $L_f$  måtte være lengre enn den simulerte verdien for stort jordplan, og mindre for lite jordplan. Sannsynligvis er ikke avrundingen en avgjørende faktor.



Figur 7.4: Nærbilde av produsert antenne

## 7.2 Effektivitet

I avsnitt 6.3 er det funnet verdier for effektiviteten til antennene  $e_r = 0,74$  og  $e_r = 0,93$ . Man ser at effekten av mistilpasningen i antennene ikke er veldig stor,  $e_r = 0,961$  og  $e_r = 0,998$ , så årsaken til den store forskjellen i  $e_0$  mellom antennene kommer hovedsaklig fra  $e_{cd}$  som er henholdsvis  $0,77$  og  $0,93$  for antenne på stort og på lite jordplan. Siden metallet i simuleringer er antatt ideelt, kommer  $e_{cd}$  hovedsaklig fra dielektrisk tap i substratet. Størrelsen på selve antennen er ganske lik for de to jordplanene, det betyr at det som er avgjørende er transmisjonslinjen fra porten (SMA-kontakten) til antennen. På det store jordplanet er denne lengden  $80$  mm, mens på det lille jordplanet er den  $15$  mm, dette er et forhold på  $5,33$ .

Det er nok å forvente at målinger på antennene gir lavere effektivitet enn de simulerte, spesielt for den på lite jordplan. Av figur C.1b i vedlegg C ser vi at standbølgeforholdet er nært  $1$  ved resonans. Et standbølgeforhold på  $1$  er helt optimalt, og er umulig på praktiske antenner.

I praksis vil antennene være koblet til en radio som vil sitte så nært antennen som mulig. Denne plasseringen vil eliminere nesten all transmisjonslinje fram til antennen og radioen vil se en antenne med en effektivitet som er høyere enn det som går fram av simuleringene i avsnitt 6.3 (se figur 5.3).

## 7.3 Antenne og radio

Siden radioen var satt til å sende med en effekt på  $0$  dBm, ville det vært ideelt om målingene også lå i nærheten av denne verdien. Som vi kan se i tabellene i avsnitt 6.4 ligger de utstrålte effektene stort sett lavere enn dette. Den utstrålte effekten er så lav som  $-11,75$  dBm, det vil si  $0,067$  mW. Dette er bare  $6,7\%$  av effekten som radioen leverer, det vil si over  $90\%$  tap.

Antennen og radioen på stort jordplan har en maksimal stråling på over  $0$  dBm, dette kan skyldes at det er god tilpasning ved den aktuelle frekvensen og radioen sender med litt i overkant av  $0$  dBm. En annen og viktig feilkilde er målefeil. Målingene i GTEM-cellen er avhengig av presis plassering og rotering av antennen, og det kan være opptil  $2,5$  dB feilmargin [6].

Hvis man antar at målingen avviker med halvparten av maksimal feil får man en utstrålt effekt på  $-0,89$  dBm for antenne på stort jordplan og  $-3,00$  dBm for antenne på lite jordplan ved  $2,40$  GHz. Med  $0$  dBm ut fra radioen blir dette en effektivitet på henholdsvis  $0,81$  og  $0,50$ . Antennene kan tilpasses bedre og da kan man forvente at disse tallene øker noe.

Resultatene i avsnitt 6.4 viser at radioen stråler ut mest effekt i nedre del av  $2,4$  GHz-båndet. Som det kan sees av figur 6.4 ville det vært å forvente

at mest effekt ble strålt ut i øvre del av båndet. Hvis man antar at radioen har en lik utstrålt effekt over hele frekvensbåndet, er dette resultatet direkte knyttet til antennen og tilpasningen mot radioen. Antennen er avhengig av et jordplan, og den blir påvirket av alt som befinner seg i nærfeltet til antennen. I dette tilfellet er det loddet på komponenter i nærheten av antennen og det er også flere kobberbaner som deler opp jordplanet. Det kan se ut som om dette påvirker antennens egenskaper.

For å forsøke å forklare resultatene, ble radioen koblet fra antennen på stort jordplan, og en nettverksanalysator ble via en koaksialkabel koblet direkte til antennen på enden av tilpasningsnettverket. Nettverksanalysatoren ble først kalibrert slik at referanseplanet lå ved enden av koaksialkabelen. En rask måling av  $S_{11}$  viste at antennens resonansfrekvens lå ved omtrent 2,40 GHz og at refleksjonen ble høyere etter hvert som frekvensen økte. Denne målingen forklarer hvorfor resultatene i avsnitt 6.4 er motsatt av forventet.

På en annen side betyr dette at resonansfrekvensen er forandret med omtrent 130 MHz i forhold til den samme antennen målt via en SMA-kontakt. Det er relativt mye med tanke på at det kun er forandringer på kretskortet i antennens nærfelt. Når antennen brukes sammen med en radio, er det viktig å fintilpasse antennen når alt i nærheten er på plass. Som avsnitt 7.1 viser, kan antennen justeres ved å justere  $L_f$ , i dette tilfellet øke lengden med omtrent 1 mm for å redusere resonansfrekvensen. Med bakgrunn i det, kan det antas at en forkorting av  $L_f$  på mellom 0,5 mm og 1 mm vil tilpasse antennen med radio til 2,44 GHz.

For at produkter skal kunne selges kommersielt, må de overholde visse krav om utstrålt effekt. European Telecommunications Standards Institute (ETSI) er en organisasjon som setter kravene i Europa. Det er viktig at RF-utstyret ikke støyer i andre frekvensområder, og her er to av disse kravene til ETSI som gjelder for frekvenser over 1 GHz [7]:

For sendere:

- $P_{rad} < -30$  dBm

For mottakere:

- $P_{rad} < -47$  dBm

Tabell 6.11 og 6.12 viser verdiene som er målt med GTEM-cellen. Ut i fra disse verdiene kan vi finne at høyeste verdi på utstrålt effekt utenfor båndet er på  $-28,30$  dBm for radio og antenne på stort jordplan, og  $-37,05$  dBm for lite jordplan når radioen står som sender. Her ser vi at det lille jordplanet klarer kravene, mens det store jordplanet er  $1,70$  dBm for høyt. Det er den 3.-harmoniske frekvensen til 2,40 GHz som er litt for høy. Med radioen som mottaker er det lave verdier på utstrålt effekt ved  $f_{LO}$ , her er høyeste verdi  $-53,25$  dBm som er godt under kravet på  $-47$  dBm.

## 7.4 Strålingsdiagram

I slike applikasjoner som IFA-antennen er tiltenkt, ville en omnidireksjonal antenne i XY-planet vært å foretrekke. Figurene i vedlegg B viser imidlertid at antennen, uavhengig av størrelsen på jordplanet, har både minimum og maksimum i alle plan. Siden antennen ikke er symmetrisk, er det heller ikke å forvente at strålingsdiagrammet skal bli helt omnidireksjonalt i et plan. På en annen side er det ikke så farlig at strålingsdiagrammet har dype minimum. Hvis det tenkes at antennen brukes i en fjernkontroll, vil brukeren forsøke å trykke en gang til om ikke det fungerte første gangen. Var årsaken til at overføringen mislyktes at strålingsdiagrammet hadde et minimum i den bestemte retningen, vil brukeren fort bevege på fjernkontrollen, og være utenfor minimumsområdet ved neste trykk. I et rom med vegger, tak og gulv vil strålingen fra antennen reflekteres. Dette medfører at det ikke nødvendigvis er «line of sight»-signalet som kommer frem til mottakeren, men en reflektert bølge fra en annen retning på antennen.

Når det gjelder samsvar mellom simuleringer og målinger, ser dette ut til å stemme temmelig bra overens, men noe avvik er tilstede. Det varierer hvor godt målingene stemmer med simuleringene, men for alle plan og begge polarisasjoner er det mulig å kjenne igjen mønsteret fra simuleringene i målingene. Noen plan og polarisasjoner har svært lavt signalnivå, og i disse tilfellene kan støy sees i figurene. Målingene ble tatt ved samme frekvens som simuleringene, 2,44 GHz. Ved denne frekvensen var ikke den målte antennen optimal med tanke på impedans (se figur 7.1 og 7.2). Hadde antennenes bunnpunkt vært ved disse frekvensene, ville vi fått en forbedring på omtrent 5 dB for antenne på lite jordplan og omtrent 17 dB for antenne på stort jordplan. En slik økning kunne løftet signalet lenger opp fra støyen, og målingene kunne blitt litt penere.

I følge simuleringer er maksimal stråling i retningen:  $\phi = 171^\circ$ ,  $\theta = 144^\circ$  for antenne på stort jordplan, og  $\phi = 231^\circ$  og  $\theta = 138^\circ$  for lite jordplan. Som det kan sees av tallene, er maksimal stråling for begge antennene i det samme området, under XY-planet og til venstre sett med X-aksen rett frem. Som nevnt tidligere, ville det vært en fordel om antennene hadde strålt maksimalt langs X-aksen om de skulle brukes i en fjernkontroll. Ettersom maksimal stråling ligger i omtrent samme retning, kan det tyde på at antennens design har mer å si for retningen enn størrelsen på jordplanet.

## 8 Konklusjon

IFA-antennen kan justeres til å passe til en  $50 \Omega$  linje og den kompakte størrelsen gjør det mulig å bruke antennen i små design. Antennen er avhengig av et jordplan for å fungere, og antennens egenskaper avhenger av dette. Det er mulig å tilpasse antennen selv om jordplanet er lite i forhold til bølgelengden, men det er vanskeligere å få gode egenskaper enn om jordplanet er større. Antennene er designet til å overholde spesifikasjonene med  $VSWR < 2$  i frekvensområdet  $2,40 - 2,48$  GHz ved hjelp av simuleringer i EMDS. Målinger på de samme antennene på  $1,6$  mm FR4 PCB viste at antennens senterfrekvens var forskjøvet  $90$  MHz og  $55$  MHz henholdsvis for antenne på stort jordplan og antenne på lite jordplan. Dette medførte at antennen akkurat ikke overholdt spesifikasjonene. Simuleringer i etterkant viste at simulert antenne passet bedre med målinger hvis substratets  $\epsilon_r$  var satt til  $4,35$  i stedet for  $4,4$  slik det var i utgangspunktet. Dette kan tyde på at FR4-substratets  $\epsilon_r$  er tilnærmet  $4,35$  i  $2,4$  GHz-båndet.

EMDS-simuleringer gav at effektiviteten til antennen var på  $0,74$  for antenne på stort jordplan, og  $0,93$  for antenne på lite jordplan. Dette er en verdi som er god for det minste jordplanet, mens verdien til stort jordplan kunne vært noe større. I simuleringene inngår også transmisjonslinjene fra SMA-kontakten til antennene. Linjene har også tap som vil påvirke effektiviteten. I en praktisk applikasjon vil transmisjonslinjene være mye kortere og det kan forventes at effektiviteten blir høyere.

Det ble i tillegg til den simulerte antennen, produsert en antenne der lengden,  $L_f$ , kunne justeres ved kutting. Ved å justere  $L_f$  til omtrent  $17$  mm for antenne på stort jordplan, og omtrent  $15,5$  mm for antenne på lite jordplan ble antennene bedre tilpasset til  $2,4$  GHz-båndet. Etter justering var kravet til  $VSWR$  overholdt for begge jordplanstørrelsene.

I denne oppgaven ble det lagt vekt på størrelse og tilpasning til  $50 \Omega$  impedans, dette medførte at utseende av strålingsdiagram ikke ble vektlagt. I applikasjoner som en slik antenne er tenkt brukt til, vil en omnidireksjonal stråling i XY-planet være å foretrekke. Simuleringer og målinger viser at dette ikke er tilfellet for IFA-antennen. Strålingsdiagrammene i alle plan varierer i større eller mindre grad etter som vinkelen forandres. Simuleringer viser at maksimal stråling er i retningen  $\phi = 171^\circ$  og  $\theta = 144^\circ$  for stort jordplan, og  $\phi = 231^\circ$  og  $\theta = 138^\circ$  for lite jordplan. X-aksen er definert som retningen  $\phi = 0^\circ$  og  $\theta = 90^\circ$ .

Målinger av utstrålt effekt viser at antennens egenskaper forandres når jord-

planet blir forandret og komponenter plasseres i nærheten av antennen. Resonansfrekvensen til antennen målt fra radioen er lavere enn den resonansfrekvensen som ble målt via en SMA-kontakt. Dette bekrefter at antennen må fininnstilles til hvert kort den skal brukes på. Flere komponenter i nærfeltet kan forandre egenskapene ytterligere. Ved optimalt punkt til antennen ble effektiviteten omtrent 80% sett fra radioen, men effektiviteten blir lavere ettersom frekvensen beveger seg bort fra antennens resonansfrekvens.

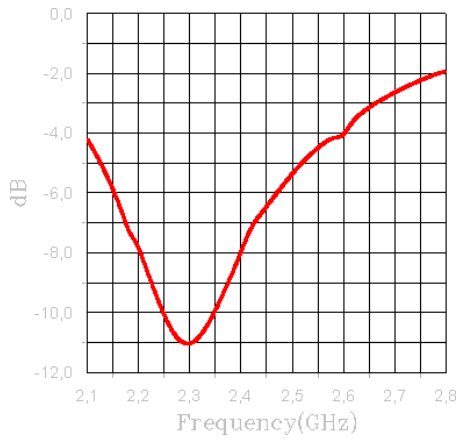
## Referanser

- [1] Qiwu Tan and D. Erricolo. Comparison between printed folded monopole and inverted F antennas for wireless portable devices. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, pages 4701–4704, June 2007.
- [2] Ping Hui. Design of integrated inverted F Antennas made of asymmetrical coplanar striplines. *Applied Microwave & Wireless*, vol. 14, no. 1, pages 28–37, January 2002.
- [3] Tyco Electronics. SMA Straight PCB Socket Receptacle. Available from World Wide Web: <http://www.farnell.com/datasheets/26697.pdf> [cited 2009-05-20].
- [4] IFA - Design Curves for an Inverted F Antenna (IFA) [online, cited 2009-05-05]. Available from World Wide Web: <http://www.supernec.com/ifa.htm>.
- [5] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory, Analysis and Design*. Wiley Interscience, John Wiley & Sons Inc., Third edition, 2005.
- [6] ETS-Lindgren. Model 5400 Series, Gigahertz Transverse Electromagnetic (GTEM) Cell Operation Manual. Available from World Wide Web: <http://www.ets-lindgren.com/manuals/5402.pdf> [cited 2009-06-26].
- [7] Nordic Semiconductor. Regulatory and Compliance Standards for RF Devices. Available from World Wide Web: [http://www.nordicsemi.no/files/Product/white\\_paper/RegulatoryandComplianceWhitePaper1.pdf](http://www.nordicsemi.no/files/Product/white_paper/RegulatoryandComplianceWhitePaper1.pdf) [cited 2009-06-26].

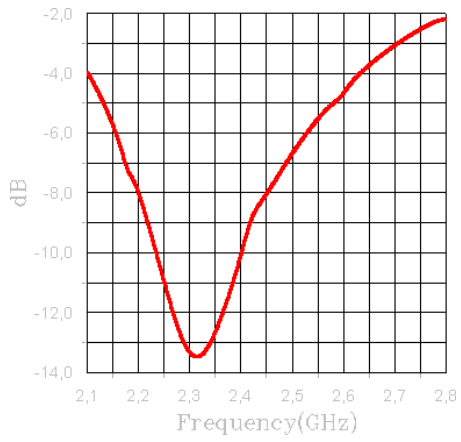


## Vedlegg

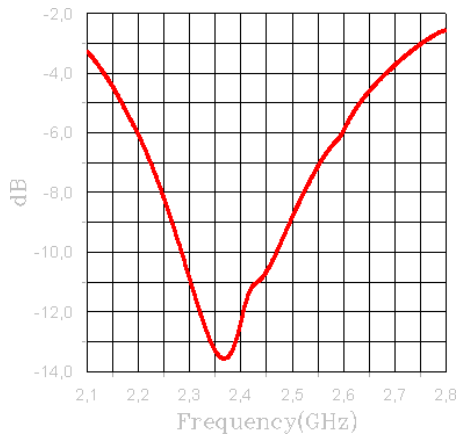
### A Variasjon av $S_{11}$ ved endring av $H$ , $L_f$ og $L_b$



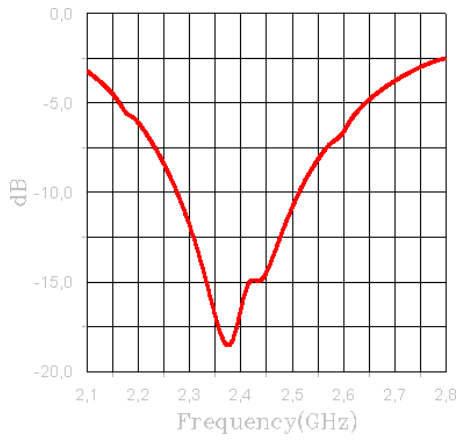
(a)  $H = 7,78$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm



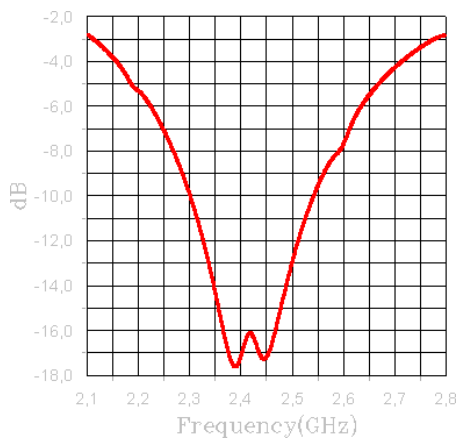
(b)  $H = 7,16$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm



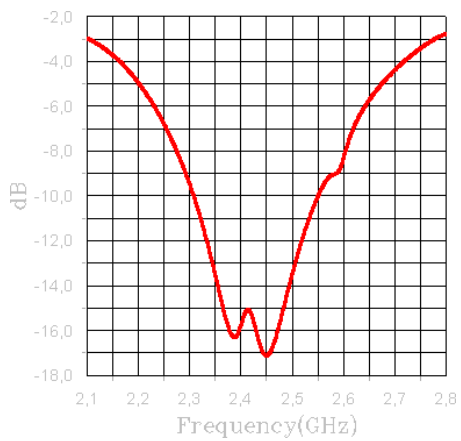
(c)  $H = 6,55$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm



(d)  $H = 5,32$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

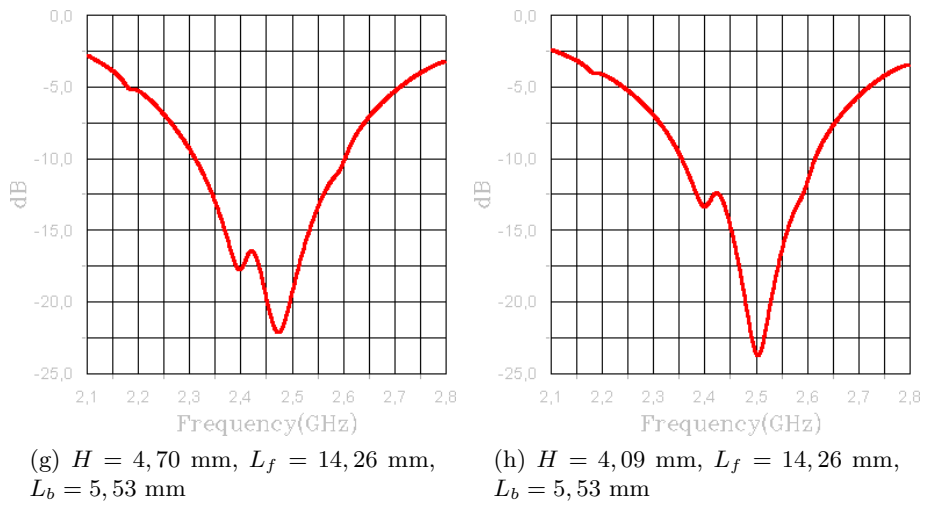


(e)  $H = 4,95$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

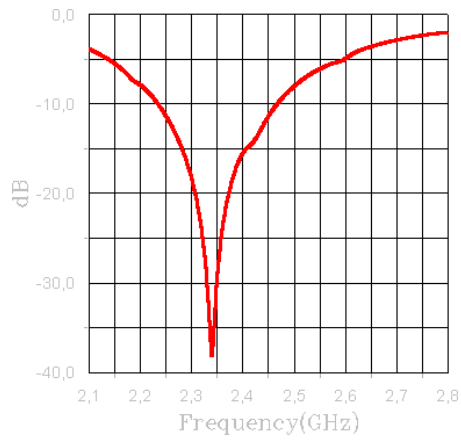


(f)  $H = 4,83$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

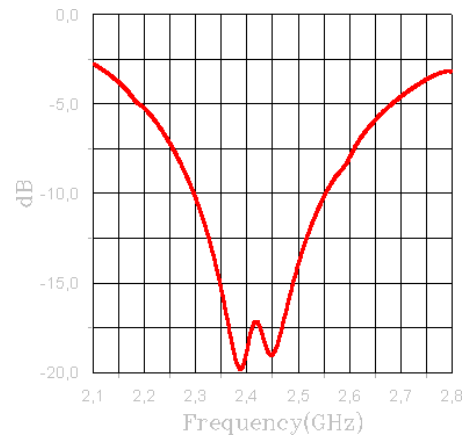
Figur A.1



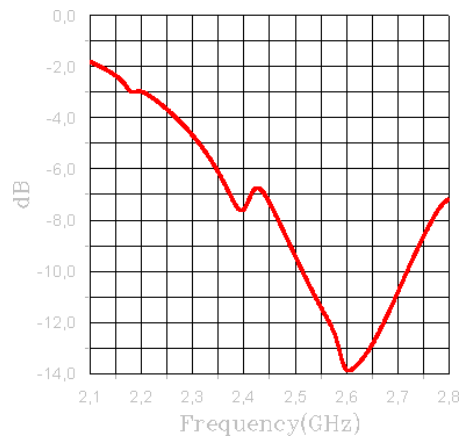
Figur A.1: Forandring av  $S_{11}$  ved variasjon av  $H$



(a)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 15,49$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

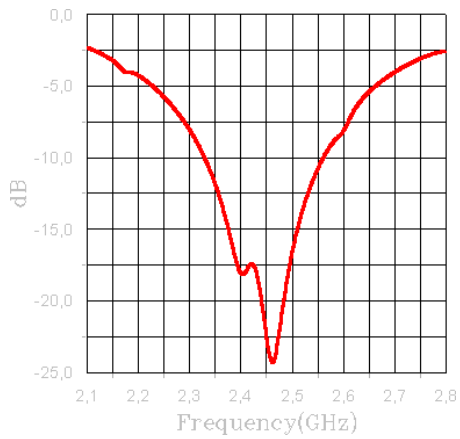


(b)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 14,26$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

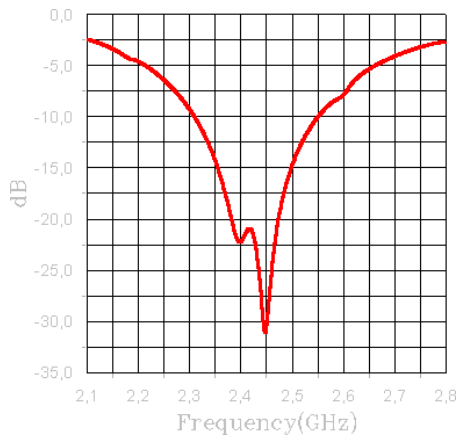


(c)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 13,03$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

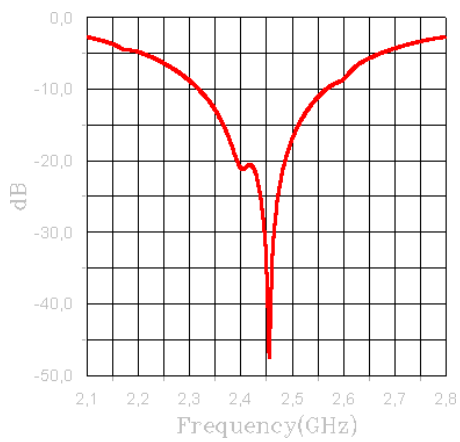
Figur A.2: Forandring av  $S_{11}$  ved variasjon av  $L_f$



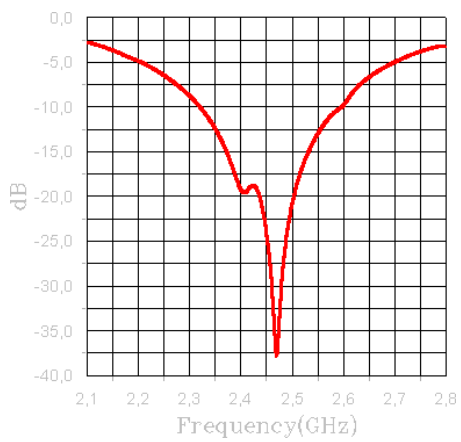
(a)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 15,61$  mm,  
 $L_b = 4,92$  mm



(b)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 15,61$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm

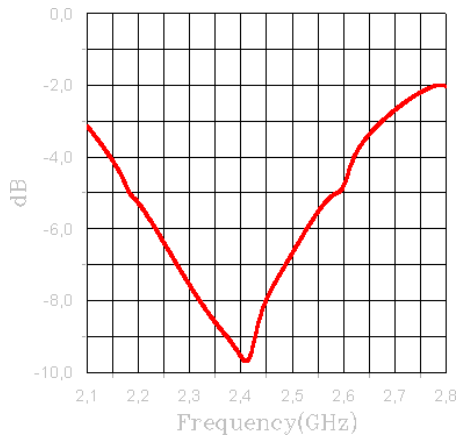


(c)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 15,61$  mm,  
 $L_b = 6,76$  mm

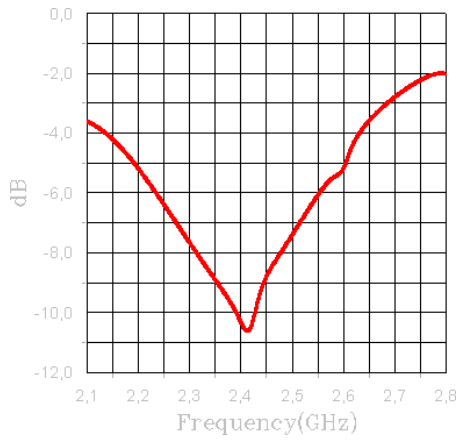


(d)  $H = 4,76$  mm,  $L_f = 15,61$  mm,  
 $L_b = 9,22$  mm

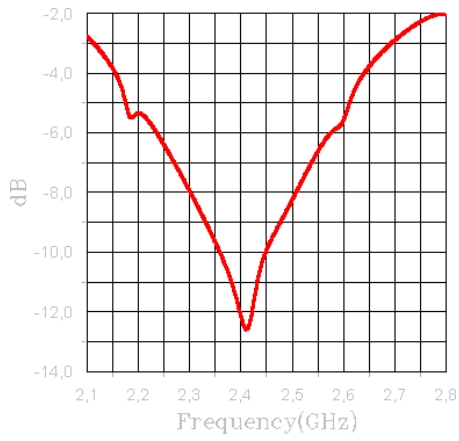
Figur A.3: Forandring av  $S_{11}$  ved variasjon av  $L_b$



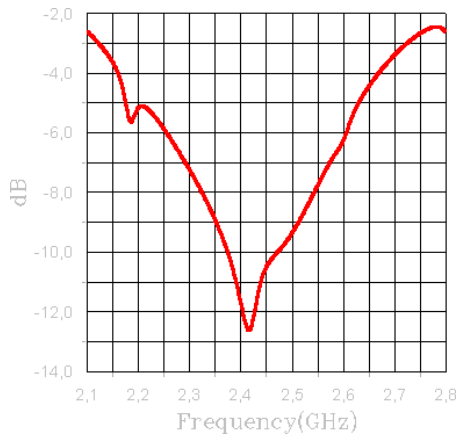
(a)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 17,34$  mm,  
 $L_b = 6,76$  mm



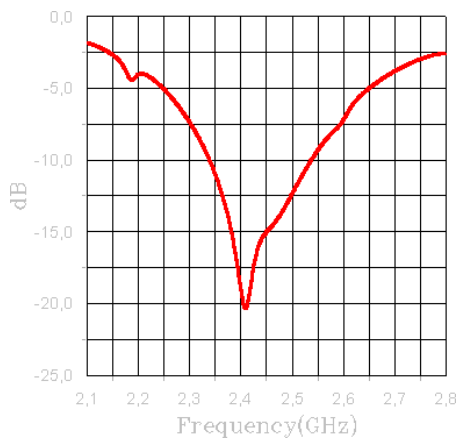
(b)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 17,21$  mm,  
 $L_b = 5,53$  mm



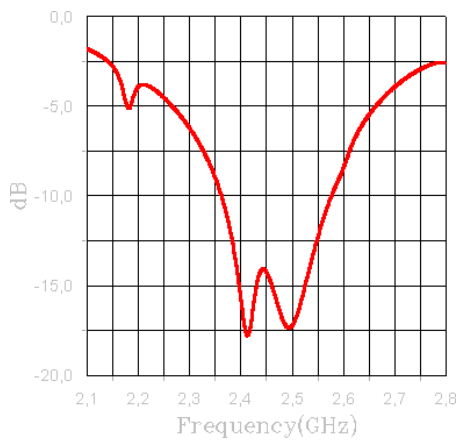
(c)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 16,97$  mm,  
 $L_b = 4,30$  mm



(d)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 16,72$  mm,  
 $L_b = 3,93$  mm

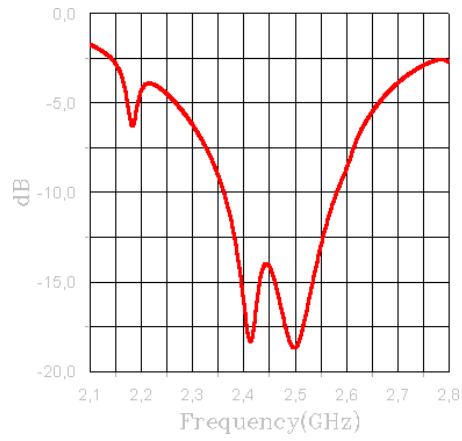


(e)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 16,35$  mm,  
 $L_b = 3,44$  mm



(f)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 16,11$  mm,  
 $L_b = 2,95$  mm

Figur A.4



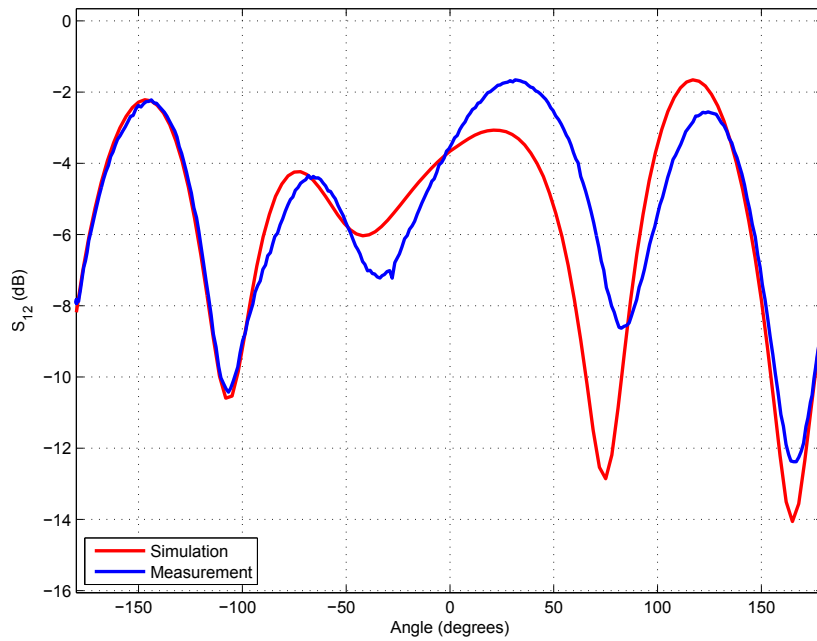
(g)  $H = 3,00$  mm,  $L_f = 15,98$  mm,  
 $L_b = 2,46$  mm

Figur A.4: Forandring av  $S_{11}$  ved variasjon av  $L_f$  og  $L_b$

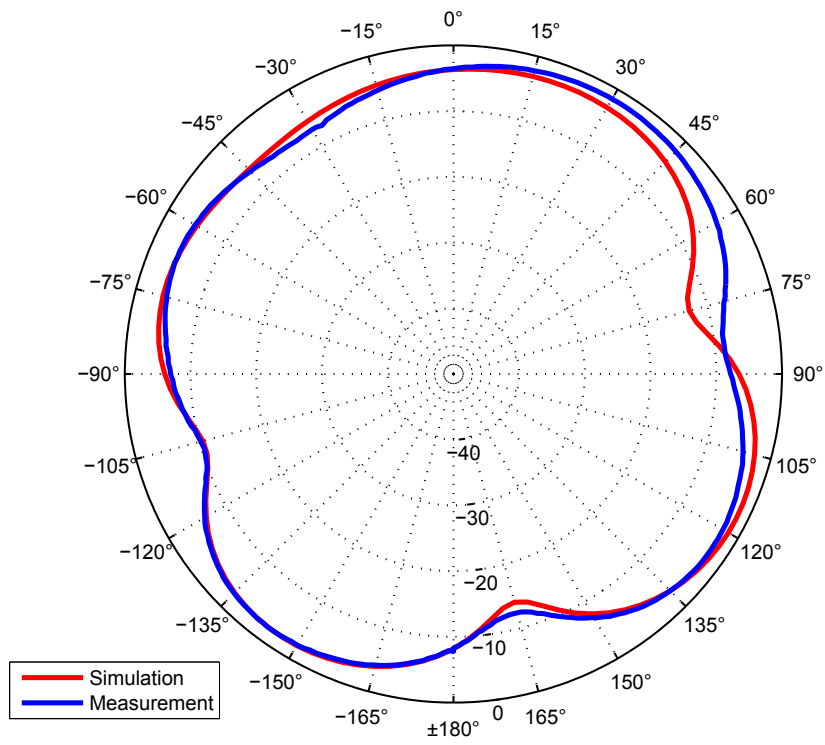
## B Strålingsdiagram

### B.1 Stort jordplan



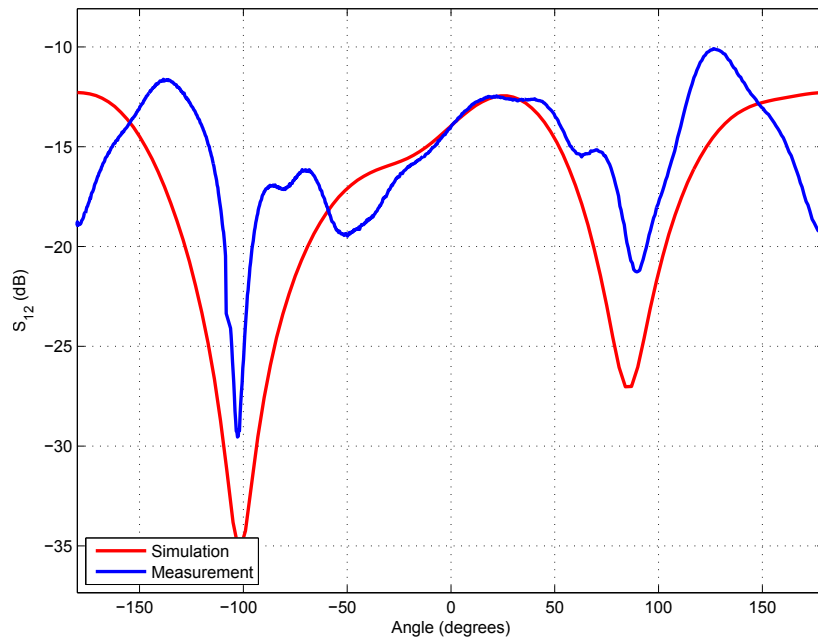


(a) Rektangulærplot

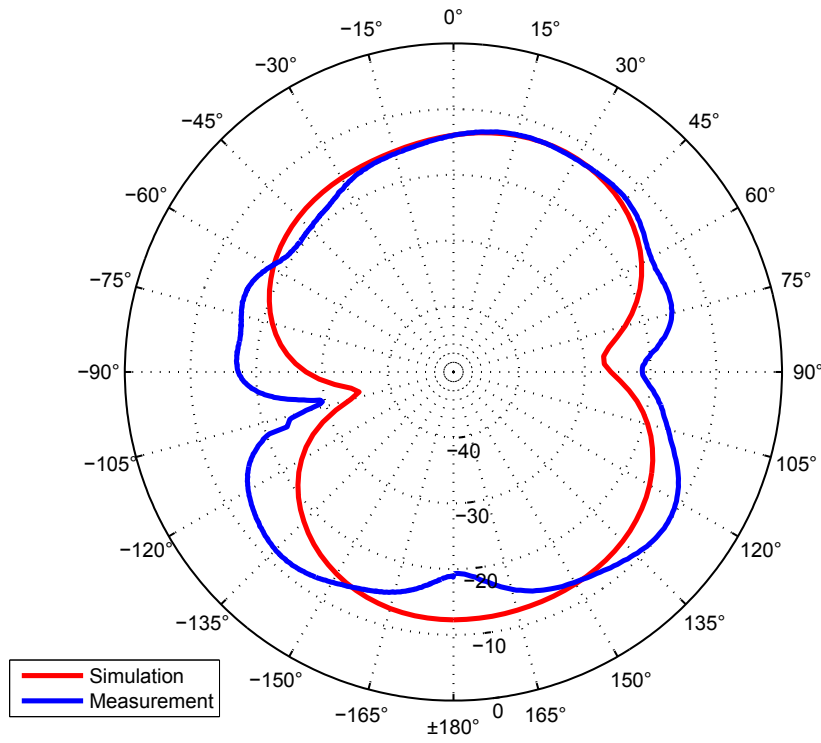


(b) Polarplott

Figur B.1: Strålingsdiagram i XY-plan,  $E_\phi$  (Stort jordplan)

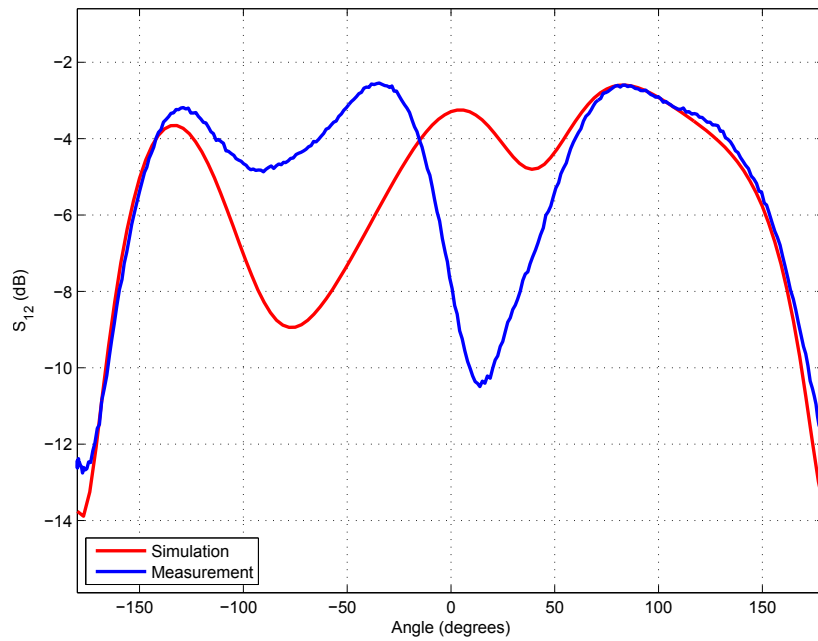


(a) Rektangulærplot

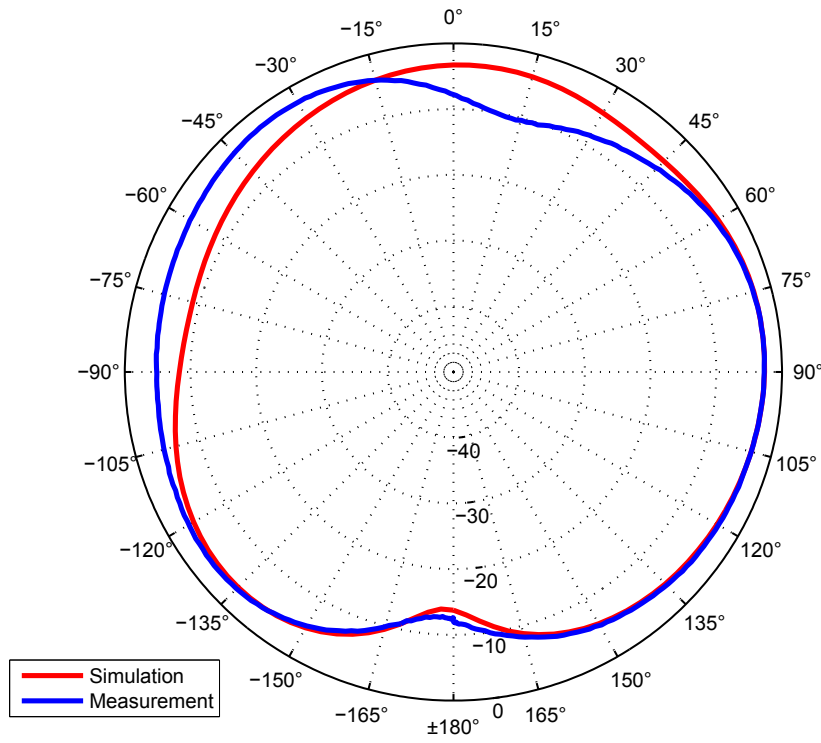


(b) Polarplott

Figur B.2: Strålingsdiagram i XY-plan,  $E_\theta$  (Stort jordplan)

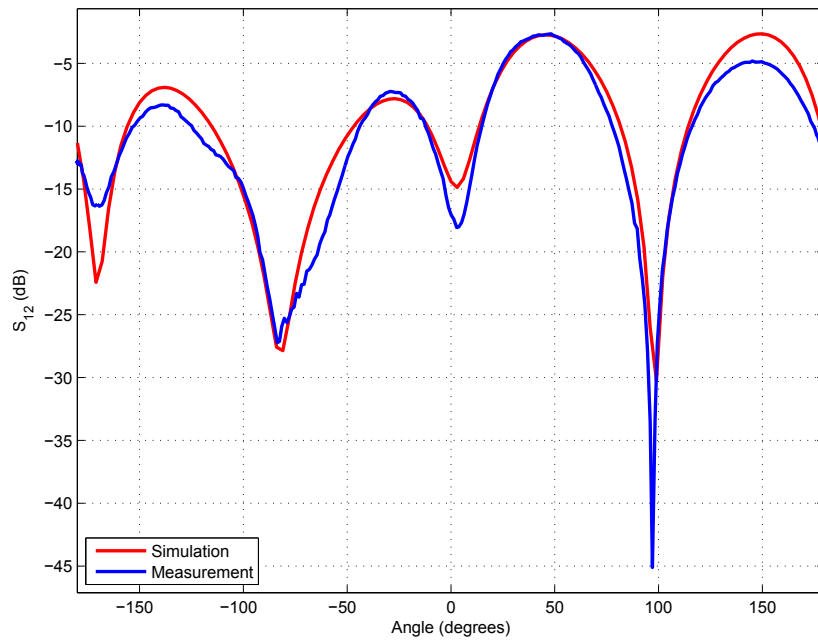


(a) Rektangulærplot

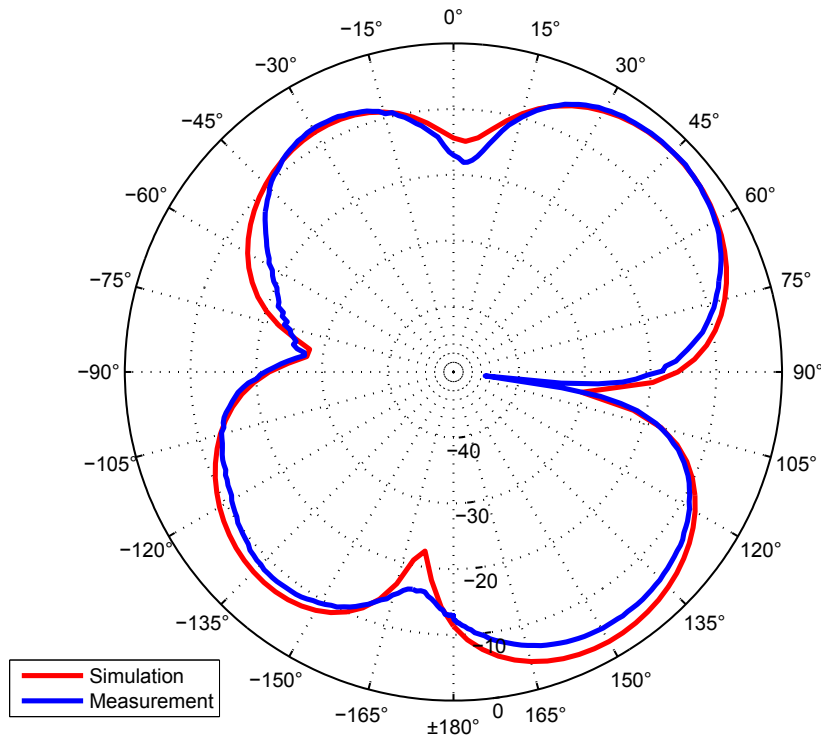


(b) Polarplott

Figur B.3: Strålingsdiagram i XZ-plan,  $E_\phi$  (Stort jordplan)

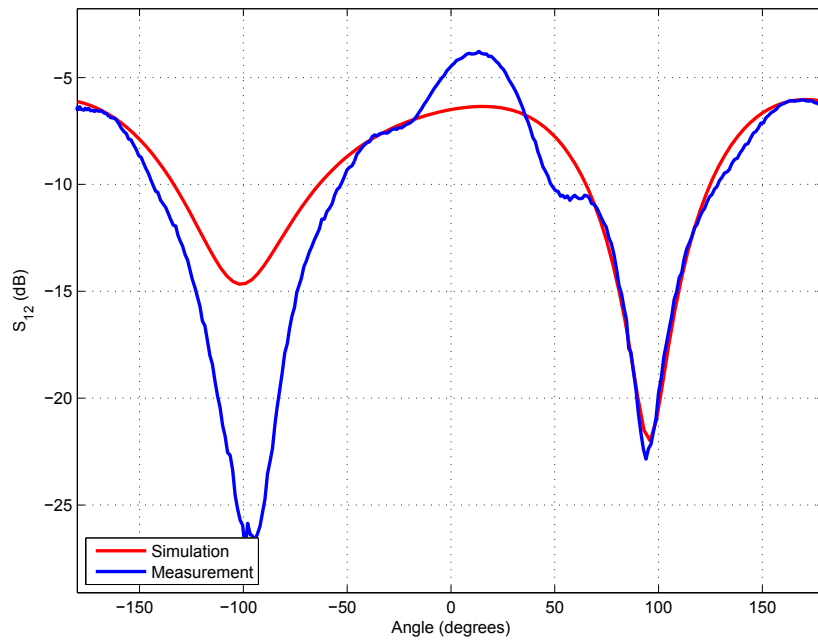


(a) Rektangulærplot

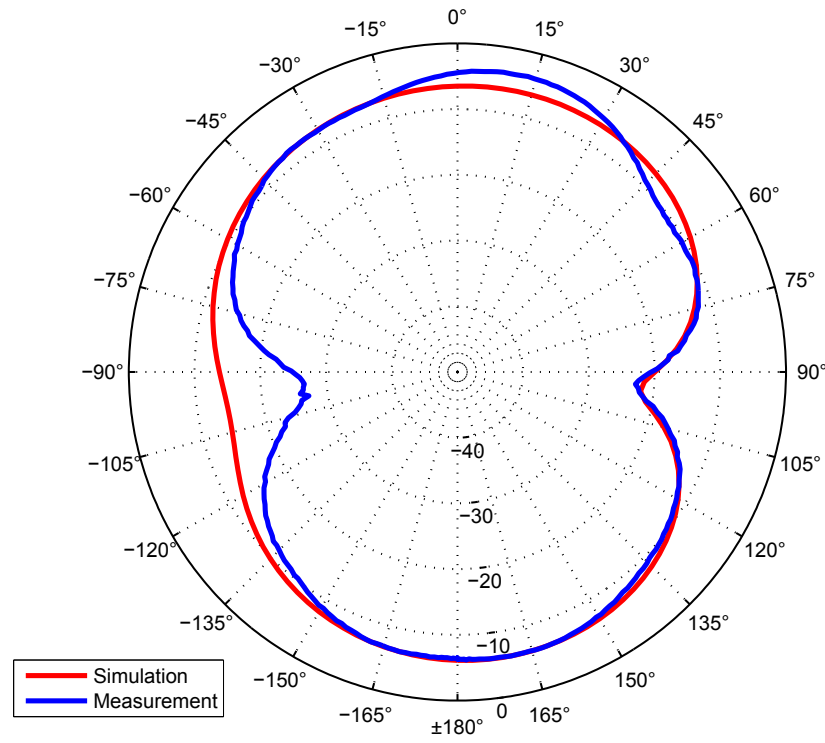


(b) Polarplott

Figur B.4: Strålingsdiagram i XZ-plan,  $E_\theta$  (Stort jordplan)

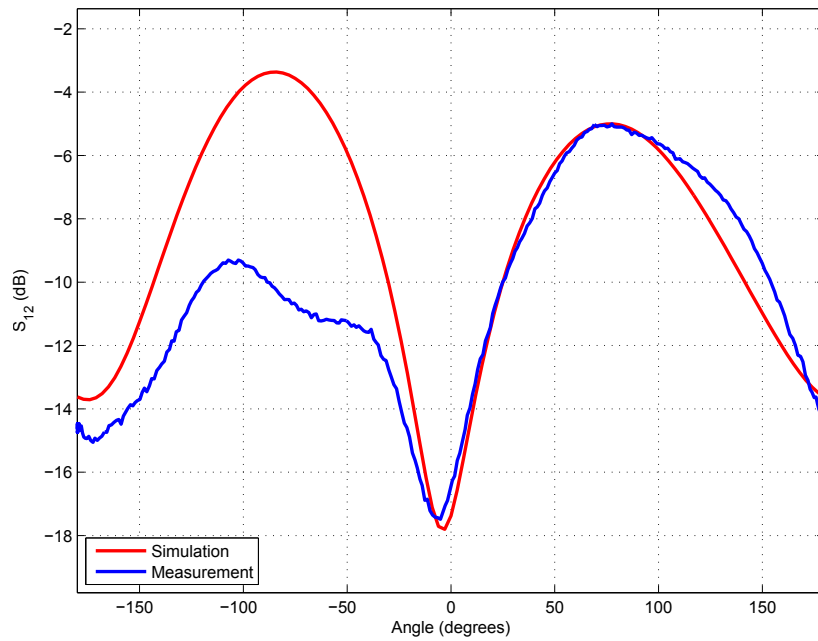


(a) Rektangulærplot

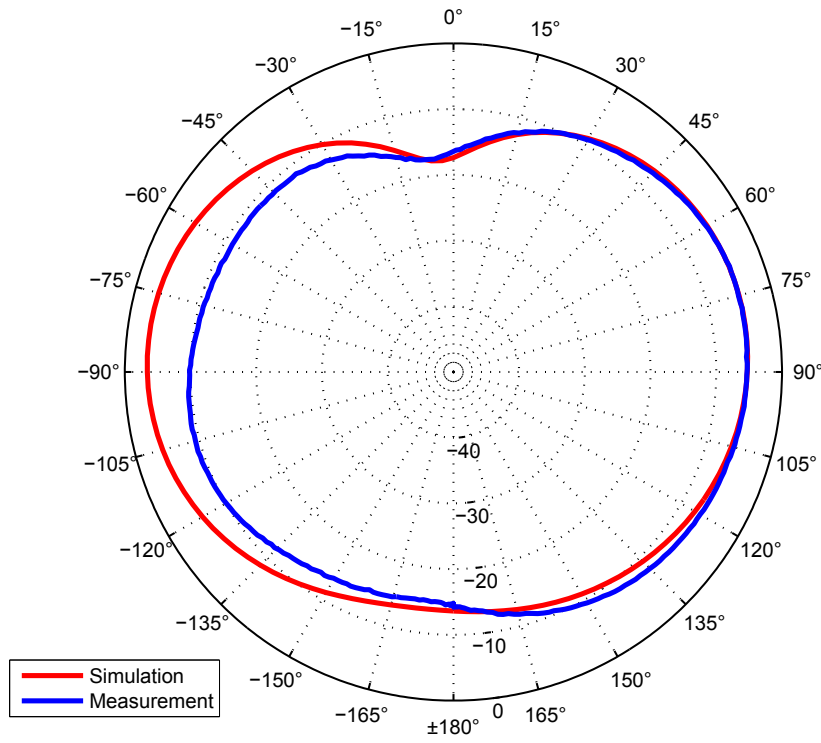


(b) Polarplott

Figur B.5: Strålingsdiagram i YZ-plan,  $E_\phi$  (Stort jordplan)



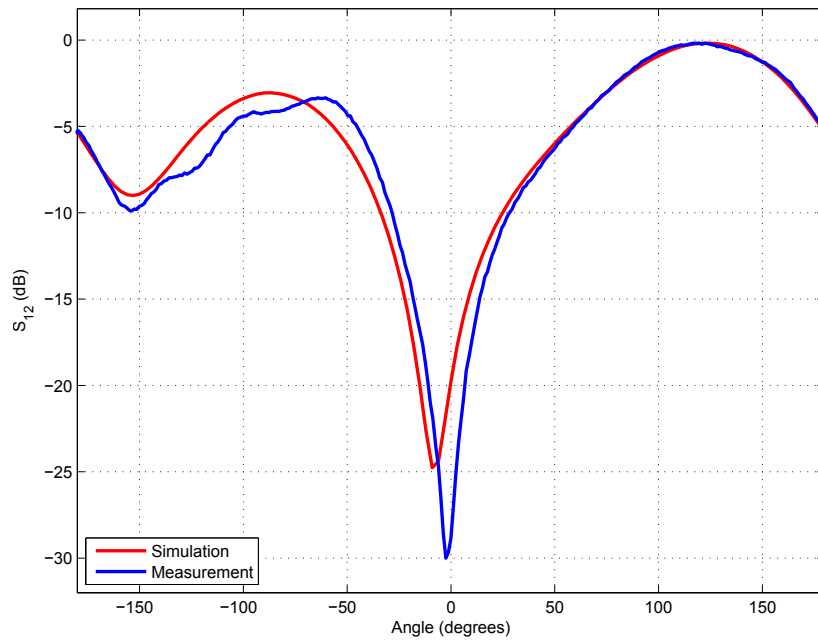
(a) Rektangulærplot



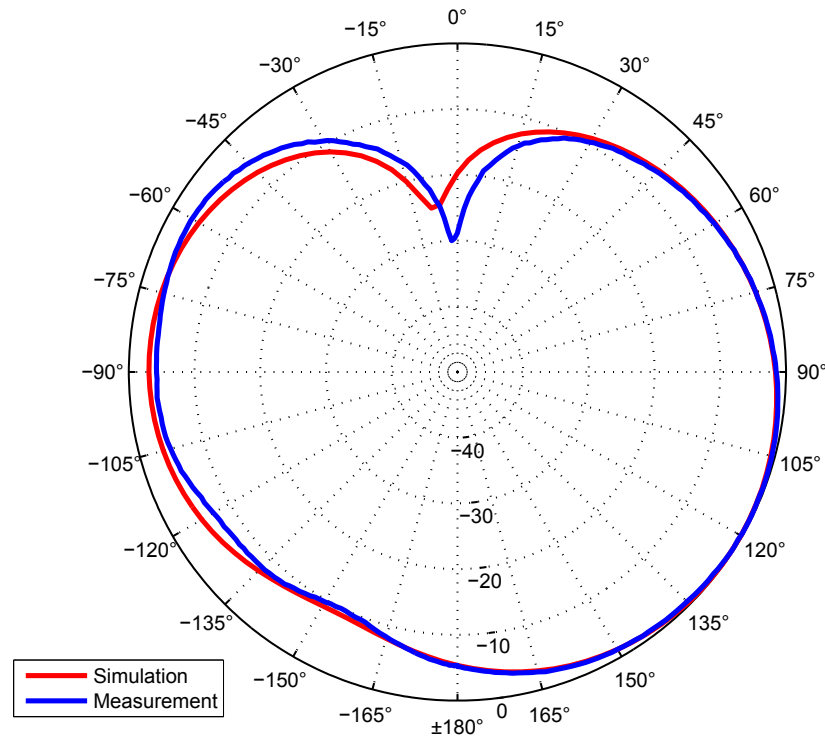
(b) Polarplott

Figur B.6: Strålingsdiagram i YZ-plan,  $E_\theta$  (Stort jordplan)

## B.2 Lite jordplan



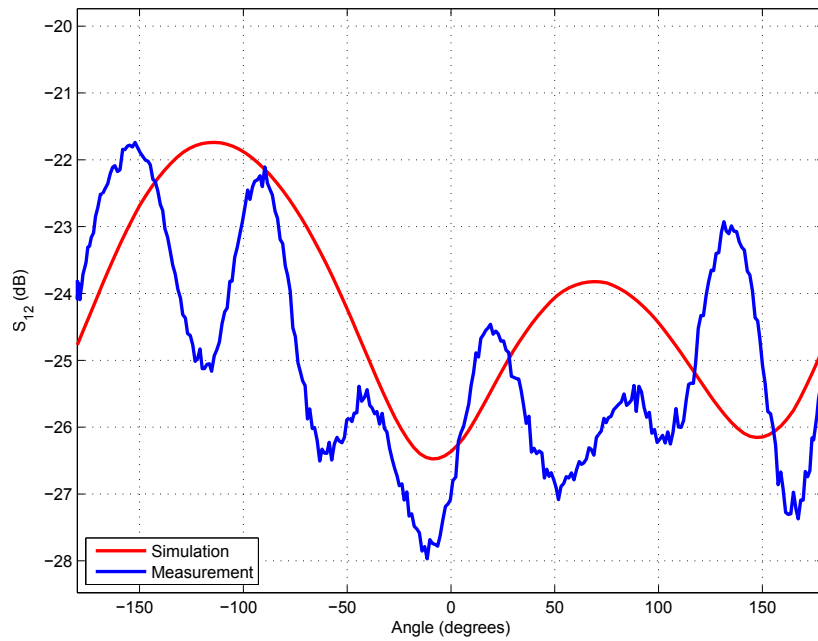
(a) Rektangulærplot



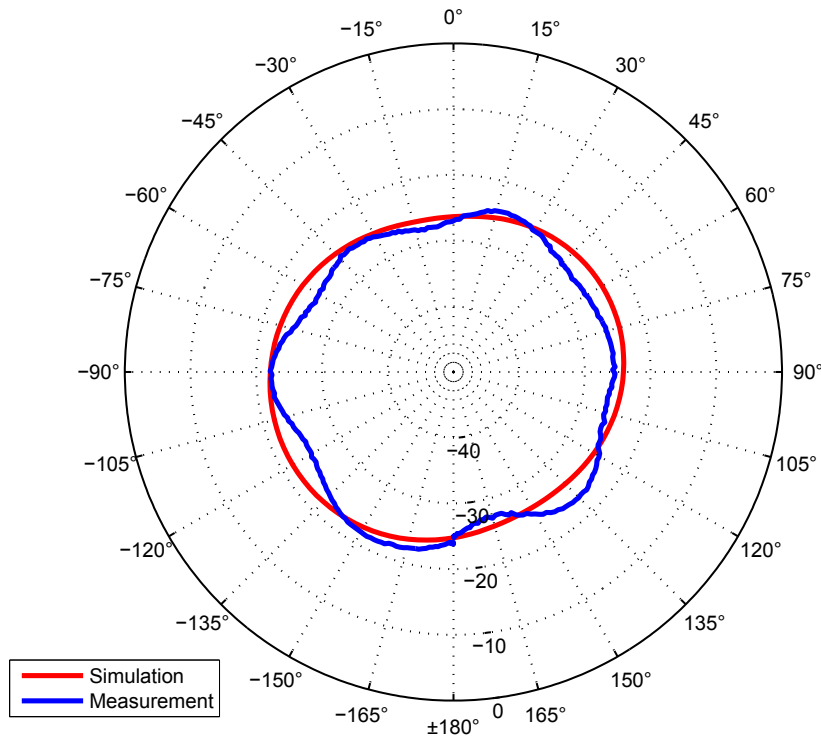
(b) Polarplott

Figur B.7: Strålingsdiagram i XY-plan,  $E_\phi$  (Lite jordplan)



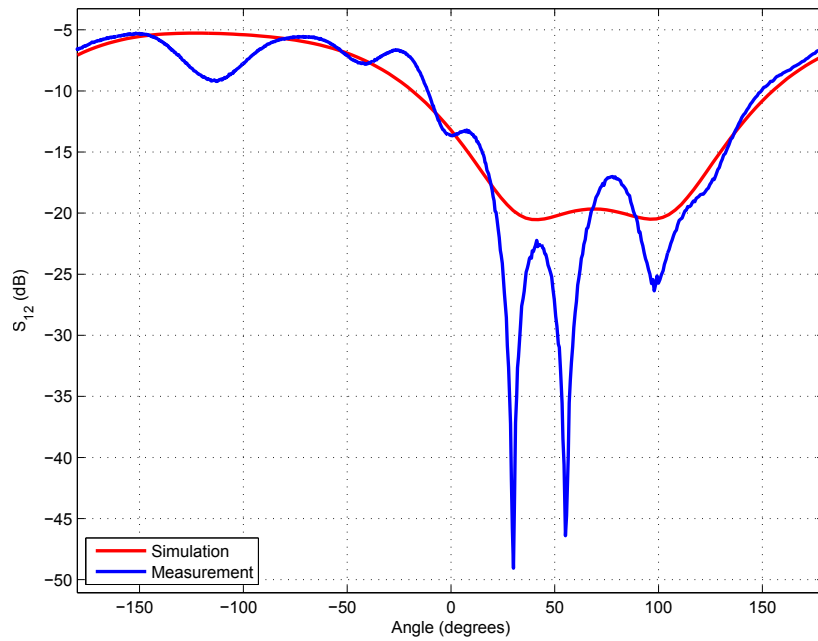


(a) Rektangulærplot

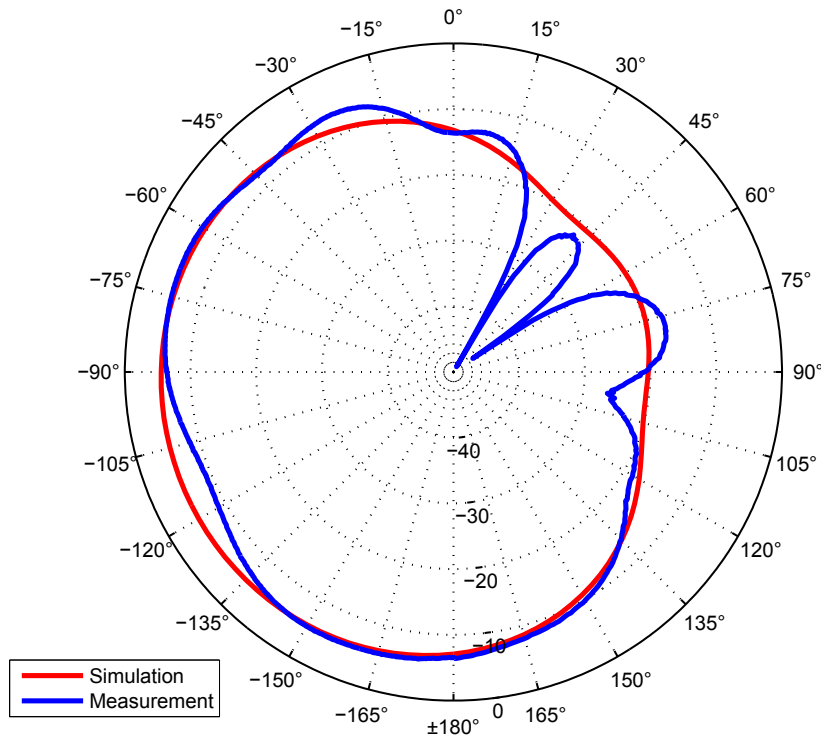


(b) Polarplott

Figur B.8: Strålingsdiagram i XY-plan,  $E_\theta$  (Lite jordplan)

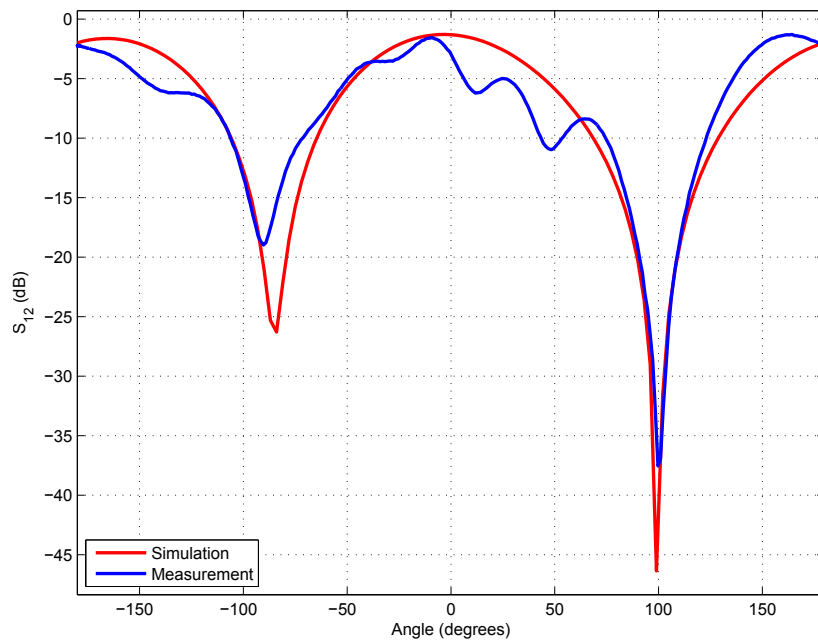


(a) Rektangulærplot

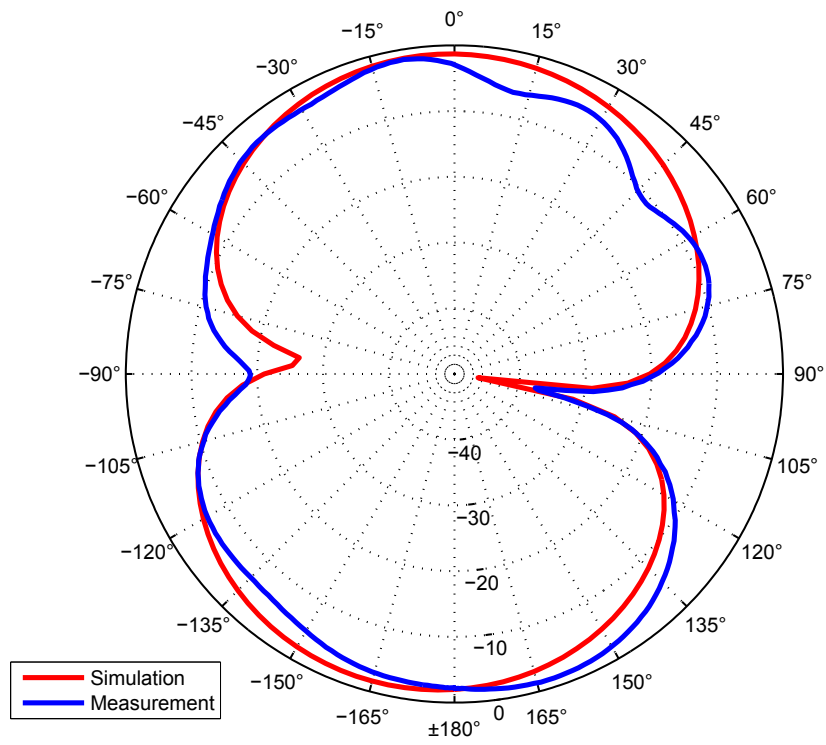


(b) Polarplott

Figur B.9: Strålingsdiagram i XZ-plan,  $E_\phi$  (Lite jordplan)

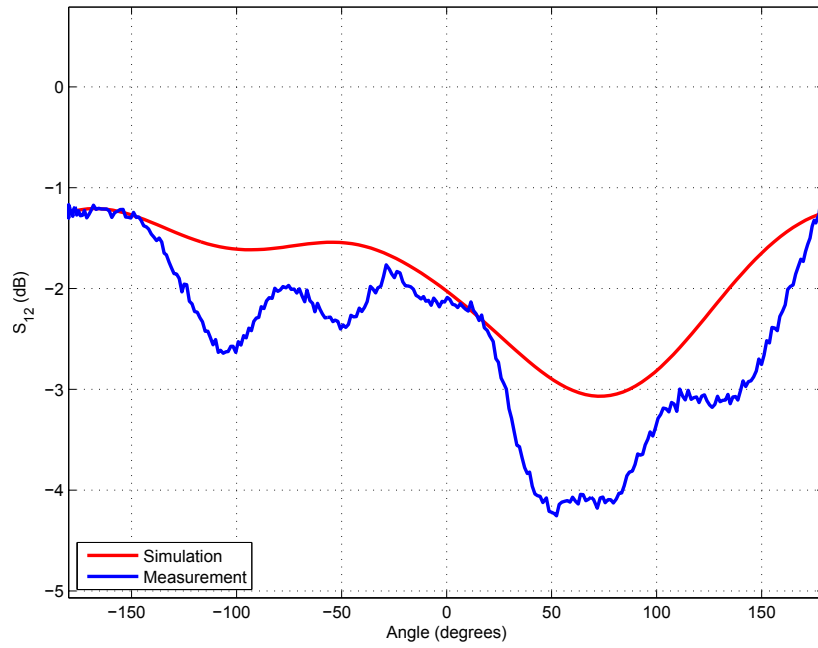


(a) Rektangulærplot

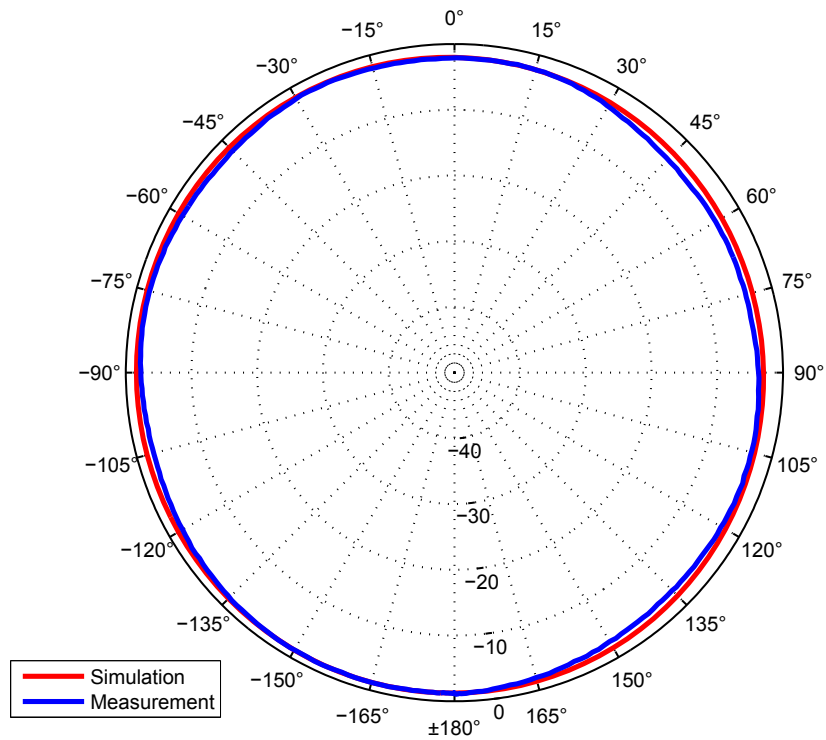


(b) Polarplott

Figur B.10: Strålingsdiagram i XZ-plan,  $E_\theta$  (Lite jordplan)

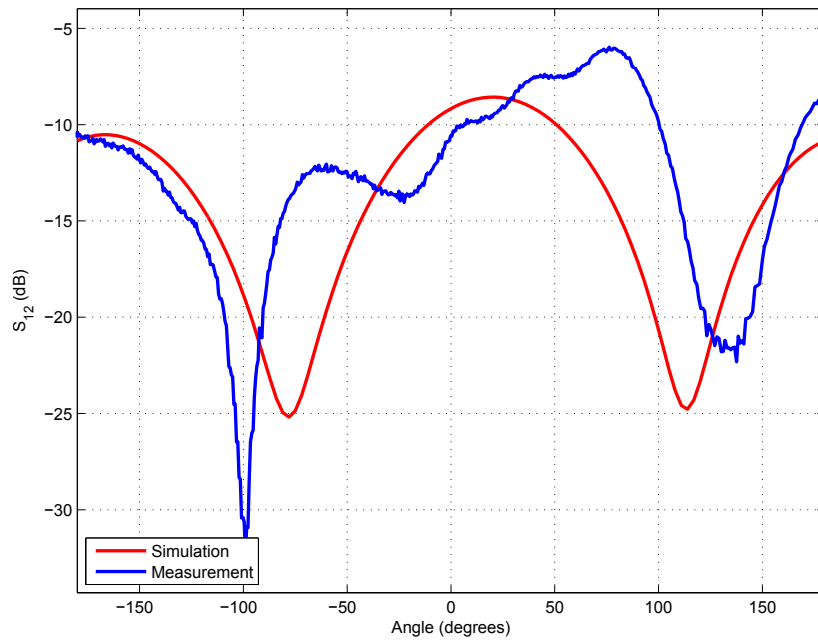


(a) Rektangulærplot

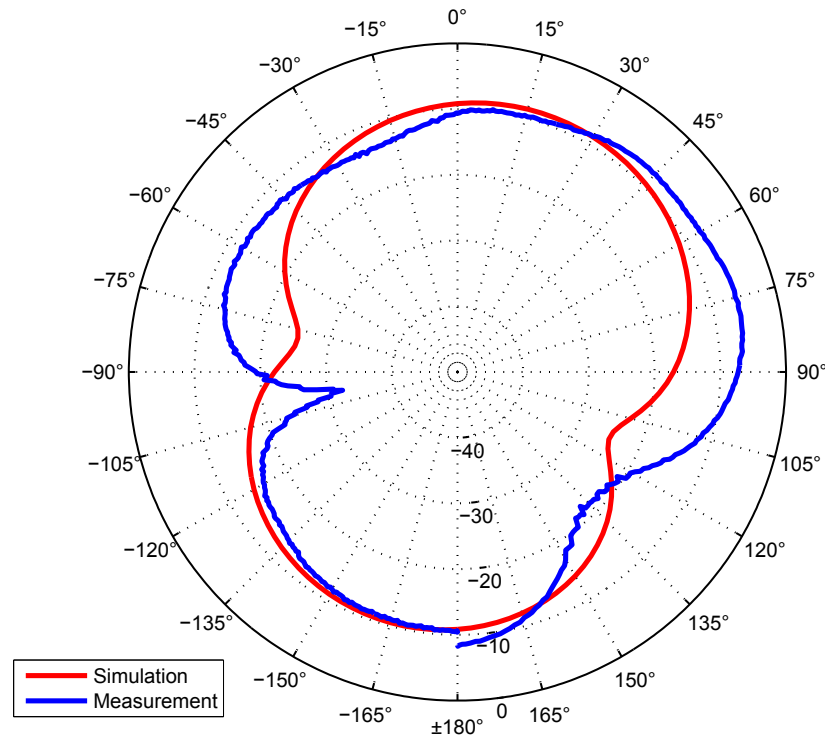


(b) Polarplott

Figur B.11: Strålingsdiagram i YZ-plan,  $E_\phi$  (Lite jordplan)



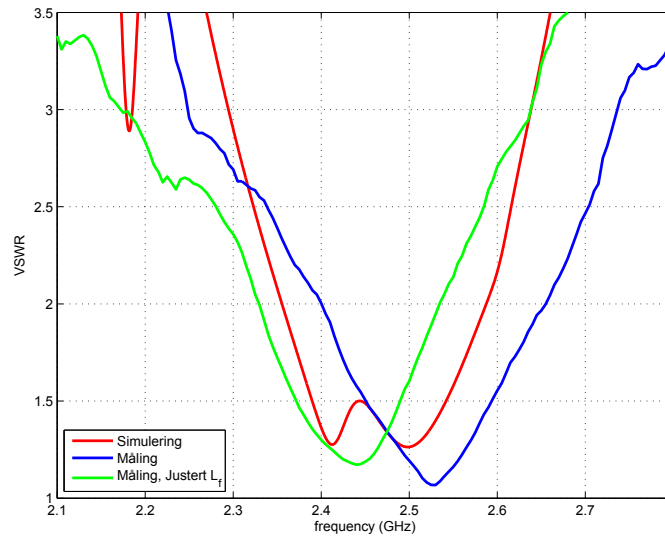
(a) Rektangulærplot



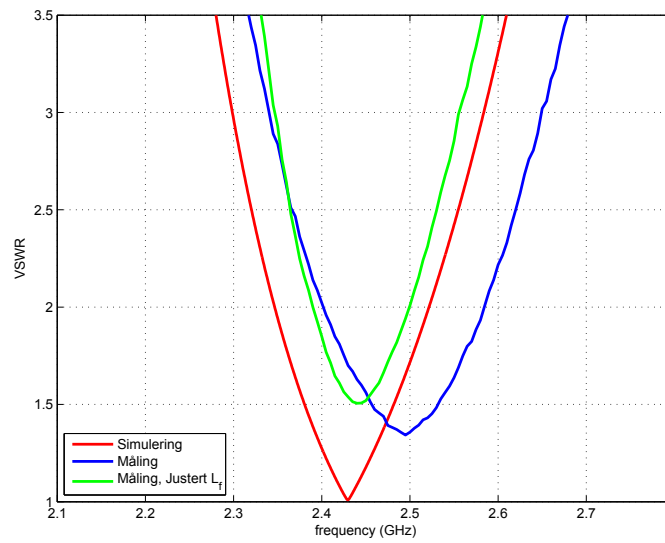
(b) Polarplott

Figur B.12: Strålingsdiagram i YZ-plan,  $E_\theta$  (Lite jordplan)

## C Standbølgeforhold



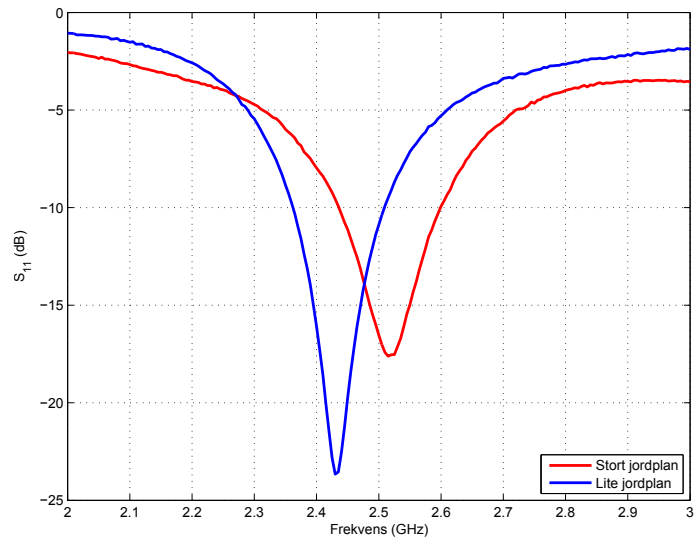
(a) Stort jordplan



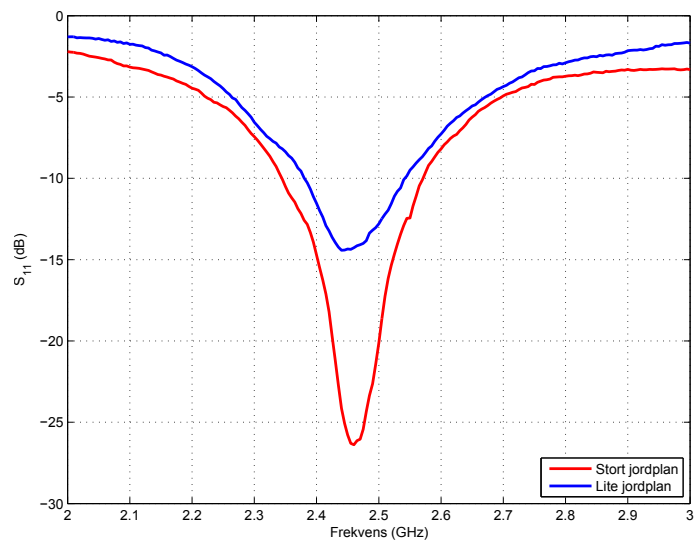
(b) Lite jordplan

Figur C.1: Simulert og målt VSWR til IFA

## D Påvirkning i nærfeltet



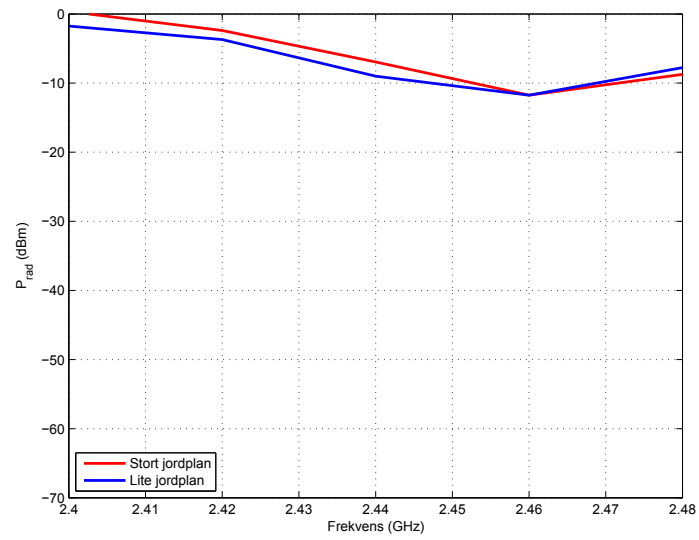
(a) Håndholdt antenne



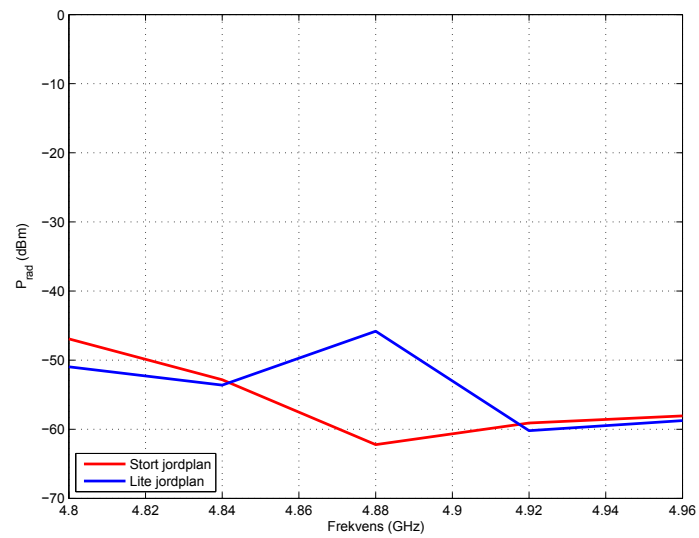
(b) Plastlinjal foran antennen

Figur D.1: Effekter av gjenstander i nærfeltet

## E Utstrålt effekt



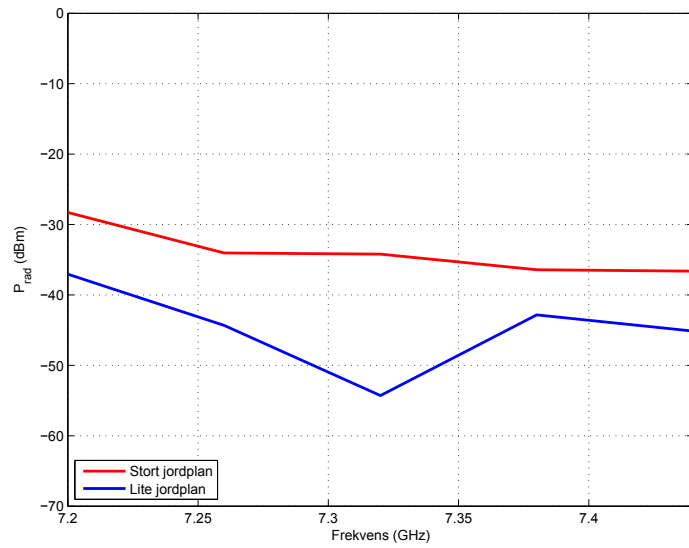
(a) Fundamental frekvens



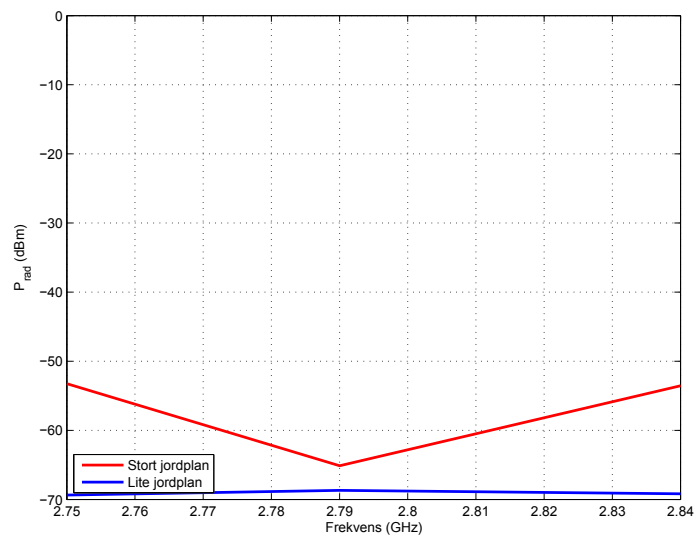
(b) 2.-harmonisk frekvens

Figur E.1





(c) 3.-harmonisk frekvens



(d) LO frekvens

Figur E.1: Utstrålt effekt fra radio med IFA-antenne