

PCB-antenner for 868 MHz

Fredrik Georg Kervel

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2008

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET

Oppgavetekst

I RF-utstyr for anvendelse i åpne frekvensbånd under 1 GHz er gode antenneløsninger av avgjørende betydning. Viktige ønskemål for antennen er lav pris, liten størrelse, god rekkevidde og at den er robust for implementeringsmessige endringer. Denne oppgaven går ut på å studere PCB-baserte antennetyper for 868 MHz med hensyn til slike ønskemål som gitt ovenfor. Oppgaven begrenses til antenner med ubalansert 50 ohm mating (engelsk: single ended feed).

Aktuelle frekvensbånd:

863 – 870 MHz	Europa (ETSI)
902 – 928 MHz	USA (FCC)

Gjennomføring av oppgaven:

- Utfør numeriske simuleringer på utvalgte antenneløsninger.
- Bygg noen få prototyper i samråd med ekstern veileder.
- Utfør målinger av antennes impedans (tilpasning) og sammenlign med simuleringsresultater.
- Utfør målinger av strålingsdiagram og totalt utstrålt effekt.
- Kartlegg sammenhengen mellom plass (størrelse) og ytelse og hvordan jordplanets dimensjoner virker inn på resultatet.
- Undersøk hvordan antennene kan tunes til ulike frekvensbånd ved hjelp av komponenter eller ved å endre dimensjoner.

Oppgaven er gitt av Audun Andersen ved Texas Instruments Norway som også er ekstern veileder.

Oppgaven gitt: 22. januar 2008

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET

Forord

Denne rapporten utgjør min masteroppgave utført ved Institutt for Elektroteknikk og Telekommunikasjon ved NTNU våren 2008. Oppgaven bygger videre på et prosjekt jeg utførte høsten 2007 og er foreslått av, og utført i samarbeid med Audun Andersen hos Texas Instruments Norway.

Bakgrunnen for at jeg valgte denne oppgaven er fordi radiokommunikasjon og RF-systemer er et spennende og utfordrende fagfelt. I tillegg er kunnskap om antenner stadig viktigere i en mer og mer trådløs hverdag. Arbeidet har i stor grad dreiet seg om metoder for å utvikle og teste antennemodeller og få de til å virke tilfredsstillende innenfor ønskede frekvensbånd, noe som har vist seg å være svært utfordrende.

En stor takk rettes til Audun Andersen for god assistanse og mange gode råd underveis i arbeidet. I tillegg vil jeg takke veileder ved NTNU, Jon Anders Aas, for hjelp med antenntekniske problemer og innføring i apparatur ved laboratoriene på NTNU. Terje Mathiesen har vært behjelpelig med å produsere de første prototypene ved NTNU. Hanne Kervel og Sigurd Sørensen skal ha takk for god hjelp under måling av rekkevidde. I tillegg vil jeg takke Sverre Hellan for å ha latt meg arbeide med oppgaven hos TI, samt for muligheten til å utføre målinger ved Comlab.



Fredrik Kervel
16. juni 2008

Sammendrag

Denne masteroppgaven tar for seg arbeidet med utviklingen og karakteriseringen av to forskjellige PCB-antenner for ISM-båndene rundt 868 MHz (Europa) og 915 MHz (USA). Oppgaven er utført i samarbeid med Texas Instruments Norway ved Audun Andersen. Arbeidet har fokusert på å utvikle kompakte antennemodeller og har blandt annet sett på hvordan jordplanets geometri og størrelse er med på å påvirke antennenes egenskaper.

Det har blitt utviklet to forskjellige antennemodeller, en meandret monopol (meanderantenne) og en meandret iif-antenne (iifa). For å karakterisere antennene har det blitt utført en rekke målinger av antennenes impedans og utstrålt effekt. Målingene har blitt utført i to omganger på to forskjellige sett med prototyper. De første prototypene ble produsert ved NTNU og bestod kun av antennen, jordplan og en SMA-kontakt. Ved TI ble det senere produsert nye prototyper komplett med TIs radiobrikke CC1110.

Målinger av antenntilpasningen både ved NTNU og TI viser at antennene enkelt kan tilpasses ulike jordplan og tunes inn på ønsket frekvens ved å justere antennenes totallengde. Det har blitt erfart at det er vanskelig å utføre nøyaktige målinger på elektrisk små strukturer. Det har oppstått problemer med kryptstrømmer som reflekteres fra jordplanet og går tilbake på utsiden av koaksialkabelen. Dette ble løst ved NTNU ved å bruke feritter, men ved TI ble det benyttet semirigide koaksialkabler noe som vanskeliggjorde monteringen av slike feritter. Det er derfor noe avvik i disse målingene.

Måling av strålingsdiagram har blitt gjort både ved NTNU og ved NEMKO Comlab. Strålingsdiagrammene viser at antennene er relativt rundtstrålende. Strålingsdiagrammene fra NTNU avviker endel fra de målt hos Comlab. Dette kan skyldes flere faktorer, blandt annet ble antennene hos NTNU koblet til med kabel, mens ved Comlab ble prototypenes integrerte radio benyttet

for å minimere ytre påvirkninger. I tillegg bør det her vektlegges at Comlab er et sertifisert målesenter betjent av kyndig personell hvilket burde tilsi at målingene utført her er av høy nøyaktighet.

Målt rekkevidde for antennene har vært i overkant av 1300 meter for iif-antennen og 1800 meter for meanderantennen. Sistnevnte var da montert på et større utviklingskort, noe som kan forklare forskjellen i rekkevidde.

Da det har vist seg å være svært vanskelig å gjøre målinger på antennene med kabler koblet til, er det avslutningsvis foreslått en enkel prosedyre for å implementere og tilpasse antennene i et produkt uten bruk av kabler. Kort forklart går metoden ut på å benytte en spektrumsanalysator koblet til en mottakerantenne for å måle utstrålt effekt og gjøre tilpasning av antennen deretter.

Innhold

Forord	i
Sammendrag	iv
Figurliste	ix
Tabelliste	xi
Forkortelser	xiii
1 Innledning	1
2 Teori	3
2.1 Antenneparametre	3
2.1.1 Smith-diagram	5
2.2 Antenner for 868 MHz	6
2.2.1 Antennetyper	6
2.3 Tilpasning med komponenter	7
2.4 Frekvensbånd	7
3 Simuleringer	9
3.1 Hvordan simulere i EMDS	9
3.2 Sammenligning av simulering og måling av enkel iifa	10
3.3 Problemer med simuleringene	12
3.4 Forsøk på forbedring av simuleringene	12

4	Produserte Antenner	15
4.1	Prototyper produsert ved NTNU	15
4.1.1	Transmisjonslinje	15
4.2	Prototyper produsert ved TI	17
4.2.1	Program for test av utstrålt effekt	18
5	Karakterisering av Antennene	23
5.1	Måling av S_{11}	23
5.1.1	Måleteknisk for prototyper produsert hos TI	24
5.2	Måling av strålingsdiagram	29
5.2.1	Måleteknisk ved NTNU	29
5.2.2	Måleteknisk for målinger utført ved Comlab	30
5.2.3	Hvordan relatere antennene til strålingsdiagrammene	30
5.2.4	Gain	36
5.3	Måling av overharmoniske frekvenser	36
5.4	Måling av båndbredde	38
5.5	Andre målinger	41
5.5.1	Antenne med plastdeksel	41
5.5.2	Tilpasning med komponenter	41
5.6	Måling av S_{11} med forskjellige jordplan	42
6	Måling av Rekkevidde	47
6.1	Målt rekkevidde	48
7	Diskusjon	49
7.1	Simulering	49
7.2	Måleresultater	50
7.2.1	Måling av S_{11}	50
7.2.2	Måling av strålingsdiagram	51
7.2.3	Målinger på antenner med forskjellige jordplan	51
7.2.4	Måling av overharmoniske frekvenser	52
7.2.5	Måling av båndbredde	52
7.2.6	Andre målinger	53
7.2.7	Måling av rekkevidde	53
8	Konklusjon	55
8.1	Metode for implementering av antenne	56
	Bibliografi	58
A	Utfyllende informasjon om antennene	59
A.1	Antennedimensjoner	59
A.2	Dimensjoner stort jordplan iifa	62
A.3	Koordinatsystem benyttet i målingene.	63
A.4	Variasjon av jordplanstørrelsen for iifa fra prosjektarbeidet	64

A.5	Smith-plott iifa og meander	64
B	Utfyllende informasjon om radiosystemet	67
B.1	Program for måling av strålingsdiagram	67
B.1.1	Innstillinger for radioen	74
B.2	Koblinger iifa – SmartRF04 for pakkeapstest	75
B.3	I/O-pinner på iifa-kortet	75
C	Vedlagte Matlabfiler	77

Figurer

2.1	Tilpasning med komponenter.	7
3.1	Iifa implementert i EMDS og produsert antenne.	11
3.2	Måling og simulering av referanse-iifa.	11
3.3	Smithplott for referanse-iifa.	12
3.4	Forbedring av simuleringene.	14
4.1	Bilde av prototyper produsert ved NTNU.	16
4.2	Smithplott for simulering av linje i EMDS.	16
4.3	Linjestykke for impedansmåling.	17
4.4	Bilde av meanderantenne produsert ved TI.	18
4.5	Bilde av iifa produsert ved TI.	19
4.6	SoC_BB med meanderkortet.	19
4.7	SmartRF04.	21
5.1	Bilde av antennenenes plassering ved målinger ved NTNU.	24
5.2	Måling med og uten feritt på kabelen.	25
5.3	Kort med semirigid koaksialkabel.	26
5.4	Montering av semirigid koaksialkabel.	26
5.5	S_{11} for iifa.	27
5.6	S_{11} for meanderantenne.	28
5.7	S_{11} for meanderantenne med SoC_BB, målt ved TI.	29
5.8	Hvordan antennene relateres til strålingsdiagrammene.	30
5.9	Strålingsdiagram for prototyper målt ved NTNU.	31
5.10	Strålingsdiagram for prototyper målt ved Comlab.	32
5.11	Strålingsdiagram for prototyper målt ved Comlab.	33

5.12	Strålingsdiagram for prototyper.	34
5.13	Bilde av prototyper med stort jordplan.	35
5.14	Måling av harmoniske frekvenser.	37
5.15	Måling av båndbredde iifa.	38
5.16	Måling av båndbredde iifa.	39
5.17	Måling av båndbredde meanderantenne.	39
5.18	Måling av båndbredde meanderantenne.	40
5.19	Måling av båndbredde meanderantenne.	40
5.20	Måling av antenne med plastdeksel.	41
5.21	Skjerm bilde fra simulering i ADS.	42
5.22	Måling av tilpasningsnettverk.	42
5.23	Strålingsdiagram for prototyper med tilpasningsnettverk.	43
5.24	S_{11} målt med forskjellige jordplan.	44
5.25	S_{11} målt med forskjellige jordplan.	44
5.26	S_{11} målt med forskjellige jordplan.	45
5.27	S_{11} målt med forskjellige jordplan.	45
6.1	Målt pakketap/rekkevidde.	48
A.1	Dimensjoner referanse-iifa.	59
A.2	Dimensjoner iifa.	60
A.3	Dimensjoner meanderantenne.	61
A.4	Dimensjoner stort jordplan.	62
A.5	Koordinatsystem for antennene	63
A.6	Plott av forskjellige jordplan for iifa.	64
A.7	Ytterligere fjerning av jordplan på iifa.	65
A.8	Smithplott for iifa.	65
A.9	Smithplott for meander.	66
A.10	Smithplott for meander med SoC_BB.	66
B.1	Iifa koblet til SmartRF04.	76

Tabeller

2.1	Sammenheng mellom S_{11} , VSWR og effekttap.	5
2.2	Krav for overharmonisk utstråling.	8
3.1	Resultater av effektivisering av simulering.	13
5.1	Maks gain målt på prototypene.	36
6.1	Radioens sensitivitet.	47
A.1	Dimensjoner referanse-iifa.	59
A.2	Dimensjoner iifa.	60
A.3	Dimensjoner meanderantenne.	61
A.4	Dimensjoner stort jordplan.	62
A.5	Forklaring jordplan.	62
B.1	Innstilling av PA_TABLE.	74
B.2	Innstilling av FREQ0, FREQ1 og FREQ2.	74
B.3	I/O-pinner til trykknapp og LED.	74
B.4	Kobling iifa - SmartRF04 for pakkeapstest.	75
B.5	I/O-pinner iifa.	75
C.1	Matlabfiler benyttet i arbeidet.	78

Forkortelser

ADS	Advanced Design System
CPW	Coplanar waveguide
DAIM	Digital Arkivering og Innlevering av Masteroppgave
EB	Evaluation Board
EM	Evaluation Model
EMDS	Electromagnetic Design System
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
GPS	Global Positioning System
HFSS	High Frequency Structure Simulator
iifa	Integrert, invertert, f-antenne
ISM	Industrial, Scientific and Medical (radio band)
ITU-R	International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector
NEMKO	Norges Elektriske Materiell-Kontroll
NTNU	Norges Teknisk-Naturvitenskapelige
PA	Power Amplifier
PCB	Printed Circuit Board
PER	Packet Error Rate
RF	Radio Frequency
SMA	SubMiniature version A, (RF-konnektor)
SMD	Surface-Mount Device
TI	Texas Instruments
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

1

Innledning

I RF-utstyr for anvendelse i åpne frekvensbånd under 1 GHz er gode antenneløsninger av avgjørende betydning. Ønskemål for slike antenner er god rekkevidde, robusthet mot implementeringsmessige endringer og ikke minst kompakt størrelse. Denne rapporten tar for seg arbeidet med å utvikle PCB-antennener for ISM-båndene rundt 868 MHz (Europa) og 915 MHz (USA). Antennene skal ha 50Ω ubalansert mating. Oppgaven er skrevet i samarbeid med Texas Instruments Norway. Deres eksisterende løsning for en slik antenne, [13], vil utgjøre referansepunktet for hvor godt løsningene utarbeidet i denne rapporten fungerer.

Arbeidet bygger videre på prosjektarbeid utført høsten 2007. Det ble gjennom dette arbeidet utviklet tre forskjellige prototyper. Målinger utført med nettverksanalysator indikerer at to av disse antennene har god impedanstilpassing og er enkle å tune mellom de ønskede båndene.

Arbeidet i denne rapporten vil hovedsaklig bestå av videre målinger og karakterisering av de eksisterende prototypene. Målet er å til slutt ha utviklet en eller flere antenneløsninger som kan benyttes av TI uten noe videre utviklingsarbeid.

Simuleringer utført i prosjektarbeidet med programmet EMDS viste seg å avvike til dels kraftig fra de målte resultatene. En innledende del av masteroppgaven vil derfor være å undersøke nærmere hvorvidt det er mulig å effektivisere disse simuleringene for å øke nøyaktigheten.

Deretter skal det gjennomføres en grundigere karakterisering av antennene. For å begrense arbeidet noe er det valgt å jobbe videre med kun to av de tre utviklede prototypene da en, 'antenne C', ikke har gitt tilfredsstillende impedanstilpassning. Karakteriseringen vil bestå av måling av strålingsdiagram og ytterligere måling av impedans. Det skal også undersøkes hvordan jordplanets størrelse og geometri påvirker antennenes egenskaper. En studie

av mulighetene for å forbedre antennetilpasningen med passive komponenter vil også bli gjennomført og undersøkt gjennom målinger.

Første del av arbeidet vil foregå på NTNU med prototypene produsert under prosjektarbeidet. For ytterligere karakterisering og testing vil det bli produsert nye prototyper med radiobrikker hos TI. Dette gir oppgaven nye utfordringer i form av at det skal benyttes et utleggsprogram for å implementere antennene på TIs eksisterende design og delvis også endre dette designet for å tilpasse kretsene til aktuelle målinger. I tillegg blir det nødvendig å skrive noe kode i C.

For å undersøke om det er eventuelle endringer i antennes egenskaper på grunn av endret substrat eller liknende måles først S_{11} på de nye prototypene. Deretter vil det bli gjort målinger av utstrålt effekt og strålingsdiagram på NEMKO Comlab på Kjeller.

Ved hjelp av et program for test av pakkeap skal antennes rekkevidde måles. Denne målingen vil foregå utendørs da rekkevidden for denne frekvensen kan være ganske lang (>1 km).

Til slutt vil det i diskusjonskapitlet og i konklusjonen bli drøftet hvorvidt antennene har vist tilfredsstillende egenskaper gjennom målingene. Eventuelle avvik vil bli diskutert og forsøkt forklart.

2

Teori

Dette kapittelet tar kort for seg den antenne-teorien som er benyttet i oppgaven. Teorien er hentet fra [14], [15], [17] og [18] med mindre noe annet er spesielt nevnt.

2.1 Antenneparametre

Ved karakterisering av antennene i denne oppgaven er det først og fremst hensiktsmessig og se på to egenskaper. Antennens impedans er viktig i forhold til hvor godt antennen er tilpasset radiokretsen den skal benyttes sammen med. Antennens strålingsdiagram forteller hvor effektivt, og hvordan, antennen faktisk sender ut den tilførte effekten.

For bruksområdene til antennene i denne oppgaven er det ofte ønskelig at antennen er så rundtstrålende som mulig, slik at man i liten grad er avhengig av at sender- og mottaker-antennene er rettet mot hverandre. Å lage en fullstendig isotrop antenne er desverre umulig så det er derfor viktig å kartlegge hvordan antennen stråler. Et strålingsdiagram er et plott av det elektriske feltet sendt ut fra antennen i alle retninger. Det er vanlig å plote strålingsdiagrammet i 3 plan, xy , xz og yz , i polarkoordinater. Strålingsdiagrammene angis vanligvis i dB.

En annen måte å angi antennens stråling er antennens direktivitet. Direktivitet er definert som forholdet mellom strålingsintensiteten i en gitt retning og den gjennomsnittlige strålingsintensiteten rundt hele antennen.

$$D = \frac{U_{max}}{U_{avg}} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

Av ligning 2.1 fremgår det tydelig at en antenne som stråler konsentrert i noen retninger vil ha høy direktivitet. Tilsvarende vil en teoretisk isotrop

antenne ha en direktivitet på 1 ($U_{max} = U_{avg}$). I dette arbeidet er det ønskelig med så lav direktivitet som mulig.

Uttrykket for direktiviteten tar ikke hensyn til tap i antennen grunnet dårlig tilpasning, ohmske tap og lignende. Derfor kan det oft være mer hensiktsmessig å bruke uttrykket for antennens gain, G ,

$$G = eD \quad (2.2)$$

der e uttrykker antennens effektivitet.

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \quad (2.3)$$

Ved å kombinere 2.1, 2.2 og 2.3 får vi:

$$G = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \cdot \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{in}} \quad (2.4)$$

I tillegg benyttes at $U_{total} = U_{\theta} + U_{\phi}$ der U_{θ} og U_{ϕ} representerer strålingsintensitet i sine respektive E-felt.

Med ligning 2.4 kan vi altså regne ut antennens gain ved å måle strålingsintensiteten ved en viss påtrykt effekt.

Antennens impedans er viktig for tilpasning til resten av radiokretsen. Her er det viktig å oppnå en så god match som mulig slik at mest mulig effekt overføres til antennen og minst mulig reflekteres. Maksimal effektoverføring oppnåes når antennens impedans (Z_A) er tilpasset matelinjens impedans (Z_0). I radiokretser er det ofte vanlig å operere med $Z_0 = 50 \Omega$, men Z_0 kan også ha en annen kompleks verdi. Perfekt match mellom antenne og matelinje krever at:

$$Z_A = Z_0 \quad (2.5)$$

Hvis ikke impedansen tilpasses helt vil det oppstå refleksjoner i overgangen mellom antennen og matelinjen slik at ikke all effekt ledes ut i antennen. Refleksjonskoeffisienten Γ angir hvor stor del av den påtrykte spenningen som reflekteres.

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.6)$$

Ved simuleringer og målinger angis vanligvis refleksjonskoeffisienten som S_{11} i desibel:

$$S_{11dB} = 20\log_{10}(|\Gamma|) \quad (2.7)$$

Siden Γ angir andel av reflektert spenning vil refleksjonfaktoren for effekt være $|\Gamma|^2$. Effekt overført til antennen blir dermed:

$$P_{antenne} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.8)$$

Tabell 2.1: Sammenheng mellom S_{11} , VSWR og effekttap.

S_{11}	VSWR	Effekttap [%]; [dB]
-6.0	3.00:1	25.0; -1.25
-9.5	2.00:1	11.1; -0.511
-10.0	1.92:1	10.0; -0.458
-14.0	1.50:1	4.0; -0.177
-20.0	1.22:1	1.0; -0.043

Et vanlig krav for antenner er at minst 90% av effekten overføres, det vil si at refleksjonen er mindre enn 10%.

$$S_{11,dB} < 20\log_{10}(|\sqrt{0.1}|) = -10 \text{ dB} \quad (2.9)$$

En annen vanlig parameter for å uttrykke antennens tilpasning er VSWR (voltage standing wave ratio, på norsk: standbølgeforholdet).

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.10)$$

Som det fremgår av tabell 2.1 tilsvarer kravet om at S_{11} skal være lavere enn -10 dB at VSWR må være bedre enn 1.92:1, det er allikevel vanlig å angi at kravet skal være bedre enn 2.00:1.

2.1.1 Smith-diagram

Smith-diagrammet er en ren mapping fra Z-planet (impedanseplanet) til Γ -planet (refleksjonplanet). Enhver verdi av den normaliserte lastimpedansen på diagrammet representerer også den komplekse refleksjonskoeffisienten. Eller sagt med andre ord: Ved å måle refleksjonen fra antennen kan man raskt se på smithdiagrammet hva antennens impedans (normalisert til Z_0) er [16].

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{\hat{Z} - 1}{\hat{Z} + 1}, \hat{Z} = \frac{Z_A}{Z_0} \quad (2.11)$$

Dette er et nyttig verktøy i forbindelse med design av antenner siden det er mye lettere å måle refleksjonen fra antennen enn impedansen. Dermed kan man raskt lese av antennens impedans for gitte frekvenser og gjøre nødvendige korreksjoner i forhold til tilpasningen.

Smith-diagrammet er også anvendelig hvis man skal tilpasse antennen med passive komponenter. Dette kan raskt og enkelt gjøres grafisk, uten tunge utregninger. [17]

2.2 Antenner for 868 MHz

Størrelsen (lengden) på en antenne er gitt av hvilken bølgelengde/frekvens antennen skal operere på. For små antenner er det vanlig å benytte antennelengder på en kvart bølgelengde. Sammenhengen mellom frekvens og bølgelengde er gitt av:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.12)$$

Det fremgår av ligning 2.12 at bølgelengden er avhengig av ϵ_{eff} . For antennen i denne oppgaven, som ligger på et substrat med luft på begge sider vil mesteparten av de elektriske feltene ligge i luft og ϵ_{eff} vil ikke avvike noe videre fra 1.

For 868 MHz blir dermed $\frac{\lambda}{4} \approx 8.64$ cm. Man kan altså realisere en antenne for denne frekvensen som en ca. 8.64 centimeter lang monopol over et jordplan.

For applikasjoner typiske for denne oppgaven er størrelsen en viktig faktor og det er derfor ønskelig å gjøre antennene så små som mulig. Antennestrukturer, inkludert jordplan, som er mange ganger mindre enn bølgelengden kalles elektrisk små antenner. Slike antenner kan være vanskelig å tilpasse til 50Ω . I tillegg kan det oppstå sterke strømmer på jordplanet som kan vanskeliggjøre målinger som krever tilkobling med kabel.

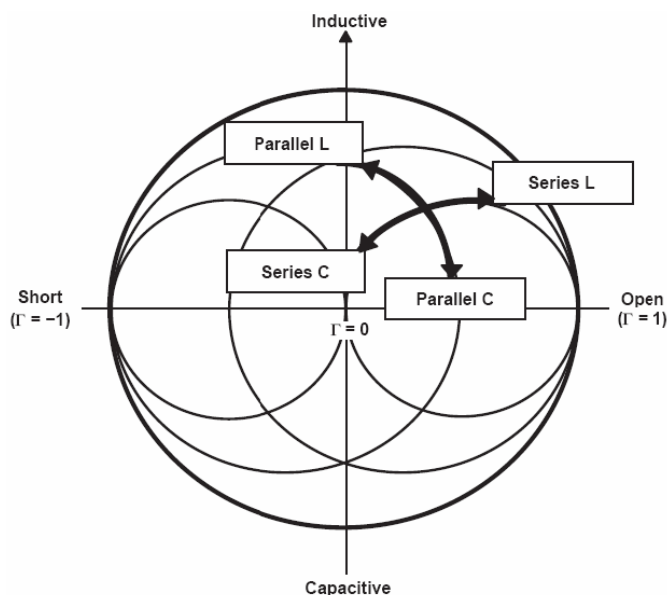
2.2.1 Antennetyper

Det ble under prosjektarbeidet utviklet tre antenneprototyper. Hovedfokus ved utvikling av disse antennene var at de skulle være små og at de skulle være godt tilpasset til radiokretsen. Radiokretsene til TI har balansert utgang, TI benytter derfor baluner som har en ubalansert utgang på 50Ω . De utviklede prototypene er derfor alle ubalanserte og forsøkt tilpasset denne impedansen.

Denne oppgaven bygger videre på to av de ovennevnte antennene, en meandret monopol og en meandret iifa. Disse antenne ble valgt delvis fordi de er vanlige antennestrukturer som har vist seg å fungere bra og delvis fordi de er relativt enkle å tilpasse. Meanderstruktur er valgt i begge antennene for å gjøre de mer kompakte. Meanderstruktur innfører både en fordel og en ulempe i antennedesignet ved at man får langt flere geometriske parametre i forhold til tuning av antennen. Fordelen er at man kan finjustere geometrien til man treffer ønsket impedans bra, ulempen ligger i at arbeidet med tilpasning blir mye mere komplisert og omfattende. I tillegg vil det oppstå kopling mellom linjestykkene i antennen og man må derfor ofte benytte en totallengde som er noe større en $\frac{\lambda}{4}$.

2.3 Tilpasning med komponenter

I tillegg til å kunne tilpasse antennen til ønsket impedans ved å justere geometriske parametre, kan man bruke et tilpasningsnettverk i overgangen mellom matelinje og antenne. Et slikt tilpasningsnettverk vil være bygd opp av spoler og/eller kondensator i serie og/eller parallell med antennen.



Figur 2.1: Tilpasning med komponenter i Smithdiagram.

Som det fremgår av figur 2.1 kan man flytte seg inn mot midten av smithdiagrammet ved å bruke en kombinasjon av spoler og kondensatorer. Verdiene på disse komponentene kan relativt enkelt regnes ut for hånd [17]. I tillegg kan programmet Agilent ADS benyttes til å utføre eller bekrefte de samme utregningene samt simulere hvor god tilpasningen vil bli.

2.4 Frekvensbånd

Radiofrekvenser er en begrenset ressurs og krever derfor en viss kontroll av hvem som kan sende på forskjellige frekvenser. På verdensbasis utgjør ITU-R en viktig rolle i form av å anbefale hvordan radiospekteret skal utnyttes på en mest mulig effektiv og problemfri måte [5]. Disse standardene følges vanligvis opp av hvert enkelt lands kontrollerende myndighet for frekvensspekteret. I USA er denne myndigheten Federal Communications Commission, FCC. I Norge er det Post og Teletilsynet.

I Europa finner vi i tillegg ikke-profitorganisasjonen European Telecommunications Standards Institute, ETSI, som jobber med internasjonal stan-

andardisering av telekommunikasjonsindustrien. ETSI har blandt annet bidratt til at GSM nå er utbredt over hele verden [2].

ISM-båndene var opprinnelig tiltenkt elektromagnetisk stråling utover kommunikasjon, innfor industri, forskning og medisin (for eksempel mikrobølgeovn med utstråling rundt 2.45 GHz). I dag er det også vanlig at kortholdskommunikasjon som blandt annet bluetooth og wlan benytter disse båndene.

Antennene i denne oppgaven vil være aktuelle for produkter som opererer i to forskjellige ISM-bånd: 902–928 MHz i USA og 863–870 MHz i Europa.

Regelementet for det amerikanske båndet er, som nevnt over, gitt av FCC. Nærmere bestemt er det FCC-regel 15, underseksjon B, som angir regler for ulisensierte kommunikasjonsapparater, også de som benytter ISM-båndene. I tillegg er øvrig bruk av ISM-båndene regulert i regel 18.

Kravene for bruk av det europeiske båndet er gitt av ETSI-standard 300 220. Denne standarden definerer regler for kortholdskommunikasjon i frekvensbåndet 25 MHz til 1000 MHz med makseffekt på opptil 500 mW.

Et viktig krav til radioutstyr er at det ikke skal stråle inn i andre radiobånd. I tabell 2.2 er FCC- og ETSI-regelementet for overharmonisk utstråling gjengitt. FCC-kravene kan økes med 20 dB ved å benytte duty-cycling. Det innebærer at man kun sender på full effekt i en viss tid.

Tabell 2.2: Krav for overharmonisk utstråling.

Harm.	2.	3.	4.	5.
FCC	-20 dBc	54 dB μ V/m	54 dB μ V/m	54 dB μ V/m
ETSI	-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm
6.	7.	8.	9.	10.
-20 dBc	-20 dBc	54 dB μ V/m	54 dB μ V/m	54 dB μ V/m
-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm

3

Simuleringer

Mye av prosjektet som danner grunnlaget for dette arbeidet gikk med til å utføre simuleringer på antennestrukturere. Programmet som ble benyttet var Agilent EMDS. Det viste seg etterhvert å være store avvik mellom simuleringene og målingene som senere ble utført på produserte prototyper. Dette kapittelet vil derfor ta en nærmere titt på simuleringsarbeidet for å undersøke hvorvidt det er mulig å gjøre simuleringene mer nøyaktige. Av dokumentasjon ble manualen for HFSS (en tidligere utgave av EMDS) benyttet [3].

3.1 Hvordan simulere i EMDS

I EMDS bygges strukturene som man ønsker å simulere opp av 2D- og 3D-figurer. I dette tilfellet blir da FR4-substratet en 3-dimensjonal boks, mens alt av metalledere lages i 2D-flater. I følge manualen er firkantete strukturer å foretrekke i forhold til simuleringens kompleksitet. Programmet bruker med andre ord mye mer ressurser, og tid, på å simulere runde objekter. Via-hull lages derfor som firkantete, 2-dimensjonale metallplater gjennom substratet. Det er eksperimentert litt rundt det å bruke 2 plater normalt på hverandre mot å bare bruke en plate som via, men det er ikke funnet noen store forskjeller i resultat. Selve tegnegrensesnittet til EMDS er forholdsvis enkelt og greit når man lærer seg det.

Rundt den komplette antennestrukturen må det defineres en ytre avgrensning kalt 'outer' som gies egenskapen 'radiation'. Denne grenseflaten absorberer all utstrålt effekt fra antennen, slik at det i praksis blir som om antennen er plassert i fritt rom. For at resultatene skal bli så korrekte som mulig må grenseflaten ligge minst en kvart bølgelengde fra antennestrukturen.

For å eksitere antennen kan man i EMDS velge enten å bruke porter eller spenningskilder. Porter defineres som en grenseflate som energien strømmer gjennom. For å eksitere en mikrostriplinje med en port må man først lage et tomrom (3D-boks) som ligger inntil grenseflaten til linjen. Dette gjøres enklest ved å trekke linjen helt ut til enden av substratet og plassere porten der. Dette tomrommet må så trekkes fra den ytre grenseflaten slik at man får et 'inner void'. Porten kan deretter defineres som den grenseflaten i det indre tomrommet som vender mot linjen. Spenningskilder er langt enklere å implementere. De angis kun som en rett strek mellom linjen og jordplanet. Spenningskilden kan gå gjennom substratet og gir dermed stor firhet i forhold til plassering. Ved produksjon av prototyper er det også enkelt å plassere konnektoren på samme sted ved å lodde den fast til jordplanet og drille hull gjennom substratet til midtlederen. Det er valgt å bruke spenningskilder i dette arbeidet da disse er enklest å implementere.

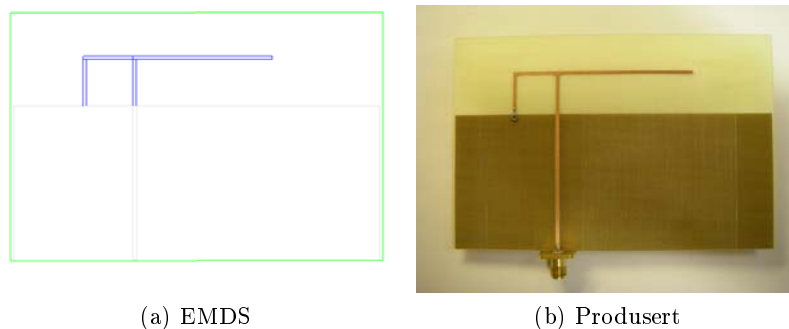
De første prototypene var alle utstyrt med en SMA-kontakt som var koblet til antennen via en mikrostriplinje. Referanseplanet for samtlige simuleringer og første utgave av prototyper er derfor i konnektoren. Det vil si at for prototypene er referanseplanet i selve konnektoren (sammenkoblingene mellom kontaktene på antennen og kabelen), mens i simuleringene ligger referanseplanet akkurat der hvor mikrostriplinjen begynner.

Programmet benytter seg av finite element metoden for å beregne antennes egenskaper. Dette fungerer kort fortalt slik at volumet innenfor outer-ytterflaten blir delt opp i mindre tetraeder. Deretter beregnes en løsning for feltene for hver volumenhet. EMDS øker antall tetraeder gjentatte ganger helt til ønsket nøyaktighet er oppnådd. For hver gjennomregning beregnes et feilestimat delta-S, som angir hvor mye absoluttverdien til S-parametrene er endret siden siste gjennomregning.

Utrekningene i EMDS krever mye minne og tar ofte lang tid. Et av de største problemene med antenner for frekvenser under 1 GHz er at bølgelengden er relativt lang og strukturen som skal simuleres blir stor. Det viste seg derfor at antall iterasjoner som kunne gjennomføres på de fleste antennestrukturane (noe avhengig av kompleksitet) ble begrenset av minne på datamaskinene. De fleste maskinene på NTNU er utstyrt med 2 Gb ram, noe som holdt til ca. 14 iterasjoner for enkle antenner og langt færre for mer kompliserte strukturer. For å oppnå en feilmargen, delta-S, mindre enn 0.01 (som i følge manualen er et rimelig krav) kreves betydelig flere iterasjoner. Tidsforbruket for simuleringene varierte fra 5 til 60 minutter.

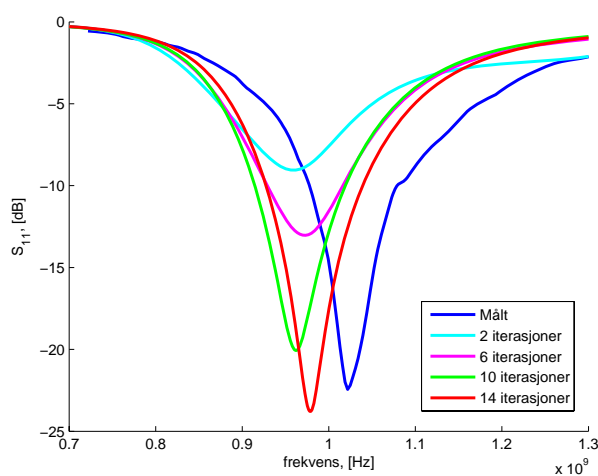
3.2 Sammenligning av simulering og måling av enkel iifa

Det ble tidlig laget en referanseantenne for å sammenlikne simuleringene og målingene. Det ble da laget en iifa, med jordplan kun på undersiden.



Figur 3.1: Iifa implementert i EMDS og produsert antenne.

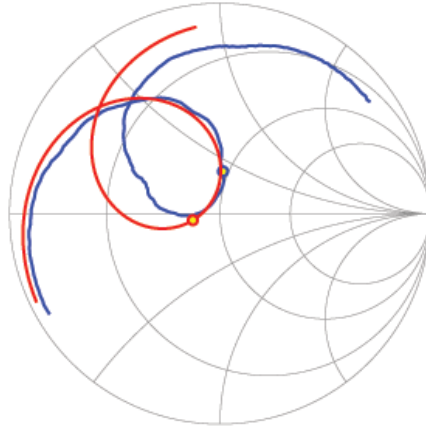
For denne antennen viste simuleringene ok koherens med målinger ved 14 iterasjoner slik figur 3.2 viser.



Figur 3.2: Måling og simulering av referanse-iifa.

Figur 3.2 viser klart at jo flere iterasjoner man bruker jo nærmere den faktiske målingen kommer man. Dette er et nyttig resultat som burde tilsi at man kan kjøre kortere og raskere simuleringer med færre iterasjoner og forvente at resultatet skal bli som karakteristikken i figur 3.2 tilsier. Det er også verdt å notere seg at resonansfrekvensen er svakt økende for flere iterasjoner og at den ligger noe ned i frekvens i forhold til målingen. Det kan derfor være lurt å lage antennene litt for lange slik at man kan tune de inn ved å kutte av lengden gradvis.

Figur 3.3 viser smith-plottet for måling av antennen mot simuleringen med 14 iterasjoner. Det er tydelig at det er stor koherens mellom grafene. Det var dermed grunn til å tro at det valgte oppsettet for simuleringene ville



Målt (blått), Simulert med 14 iterasjoner (rødt).

Figur 3.3: Smithplott for referanse-iifa.

gi gode resultater.

3.3 Problemer med simuleringene

Simuleringene for iifaen viste seg å stemme nokså bra med de utførte målingene på den tilsvarende produserte antennen. Det ble desverre fort klart at når simuleringene ble utført på mer kompliserte strukturer skjøt minneforbruket kraftig i været. Det vil si at når det skulle simuleres på prototyper aktuelle for oppgaven var det typisk ikke mulig å gjennomføre mer enn 7 iterasjoner i EMDS. Dette skulle vise seg senere å gi store avvik fra målinger utført på prototypene.

Som erfart med referanseantennen ga en simulering med 7 iterasjoner en minimumsverdi for S_{11} som lå langt høyere enn i virkeligheten. Dog stemte resonansfrekvensen rimelig godt overens, selv ved få iterasjoner. Det var derfor mulig å benytte simuleringsresultatene til å designe antenner med rimelig god impedanstilpasning.

Ved innledningen til dette arbeidet ble det allikevel lagt ned en del tid i å forsøke å forbedre simuleringsresultatene da det var ønskelig å gjøre nøyaktigere simuleringer for blant annet å kunne se på strålingsdiagram og utstrålt effekt.

3.4 Forsøk på forbedring av simuleringene

Det var klart at for å oppnå et tilfredsstillende antall iterasjoner måtte minneforbruket per iterasjon reduseres. Det første som derfor ble forsøkt var å

redusere hele outer-ytterflaten. Ideen bak var at ved å gjøre avstanden fra antennen til ytterflaten litt mindre ville totalvolumet EMDS måtte regne over bli vesentlig mindre og dermed føre til redusert minneforbruk. I tillegg ble det antatt at om avstanden til ytterflaten var noe mindre enn $\frac{\lambda}{4}$ ville ikke dette ha så mye å si for resultatet.

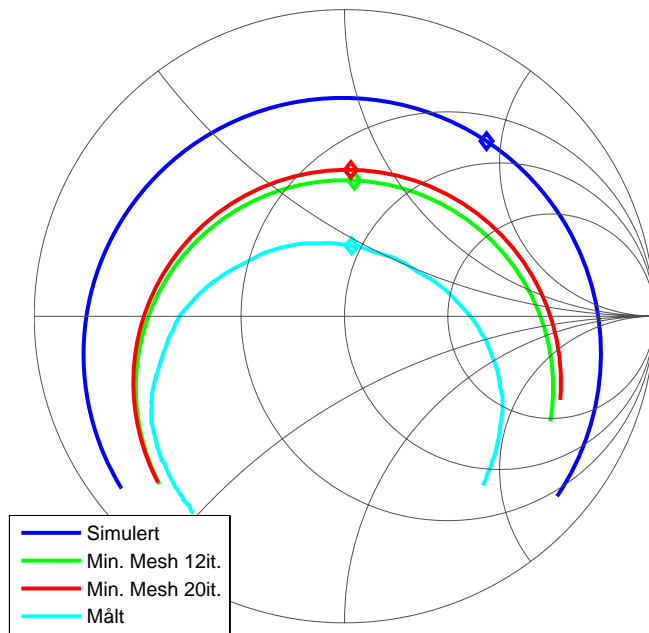
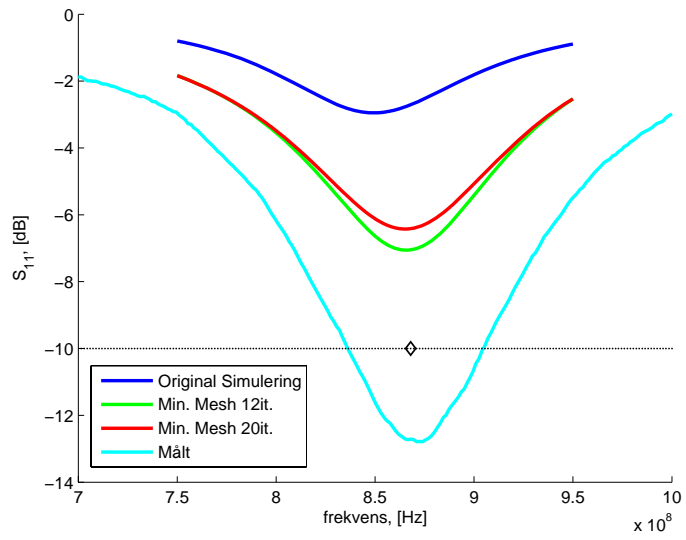
Det ble også forsøkt å aggressivt redusere antall tetraeder ved å redusere alle mesh-verdier til minimum. Dette gjør at størrelsen på tetraederene blir maksimal i forhold til det EMDS tillater, dermed blir det færre utregninger pr. iterasjon som igjen fører til redusert minneforbruk.

Tabell 3.1 viser hvordan de forskjellige effektiviseringsmetodene virket utført på modellen av meander-antennen.

Tabell 3.1: Resultater av effektivisering av simulering.

Metode	Maks it.	Maks minne	Maks tidsforbruk
som tidligere	7	1.5 Gb	30 min
Reduksjon av outer	8	1.69 Gb	20 min
min mesh	20	1.60 Gb	47 min

Som det fremgår av tabell 3.1 og figur 3.4 ble det ved å redusere mesh-verdiene mulig å øke antall iterasjoner kraftig. Resultatet var at simuleringene nærmet seg de faktiske målingene, men selv etter 20 iterasjoner og en tilhørende delta-S-parameter på under 0.1, er avviket fortsatt stort. Det er også usikkert i hvilken grad reduksjonen av mesh-verdiene innfører andre usikkerhetsmomenter i simuleringene.



Figur 3.4: Forbedring av simuleringene.

4

Produserte Antenner

Det ble gjennom simuleringer i prosjektarbeidet eksperimentert med en rekke forskjellige antennestrukturer. Av disse ble det på bakgrunn av simuleringsresultatene produsert prototyper for tre design. Dette var: Iif-antennen, meander-antennen og 'modell C' som tidlig i dette arbeidet ble forkastet. Modell C ble forkastet både fordi det var den antennen som viste dårligst ytelse i de innledende målingene og fordi det var ønskelig å kun fokusere på et par antenneløsninger i det videre arbeidet. Iifaen og meanderantennen ble senere også benyttet i prototyper produsert ved TI.

4.1 Prototyper produsert ved NTNU

Antenneprototypene produsert ved NTNU ble produsert i et freseverktøy for produksjon av RF-kretser. Fresen mates med FR-4-substrat i ønsket tykkelse (i dette tilfellet 0.8 mm) kledd med kobber på begge sider. Deretter freses ønsket design ut, gitt av Gerber-filer. Fresen kan i tillegg drille ut viahull, men disse må senere loddet eller plugges manuelt.

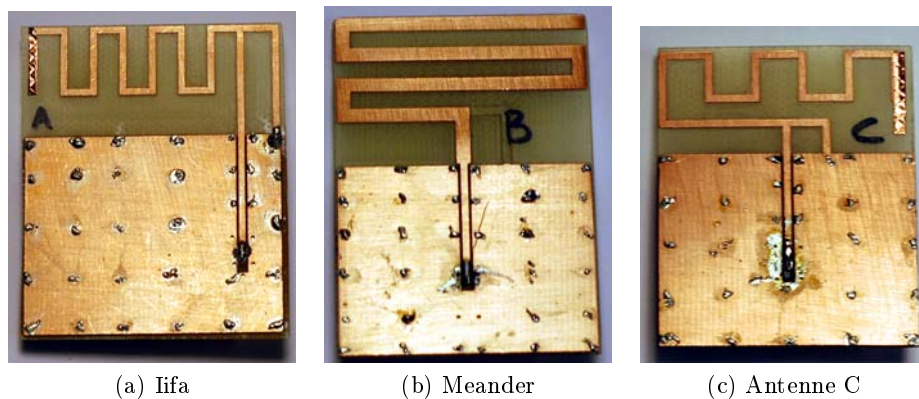
For enkelt å kunne utføre målinger på prototypene ble antennene matet via en 50Ω linje fra en SMA-kontakt. Kontakten ble loddet fast på undersiden av kortet og festet til jordplanet med rikelig med loddetinn. Lederen ble ført gjennom et hull i substratet og loddet fast til transmisjonslinjen på oversiden.

Viahullene ble pluggert med kobbertråd og loddet fast på begge sider for å sikre god forbindelse mellom jordplanene på over- og undersiden av kortet.

Figur 4.1 viser bilder av prototypene produsert ved NTNU.

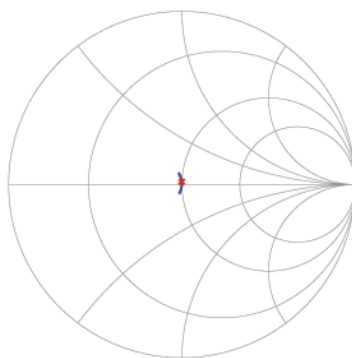
4.1.1 Transmisjonslinje

For å oppnå maksimal overføring av effekt fra konnektoren til antennen må linjeimpedansen være $Z_0 = 50 \Omega$. Siden det benyttes jordplan på begge sider



Figur 4.1: Prototyper produsert ved NTNU.

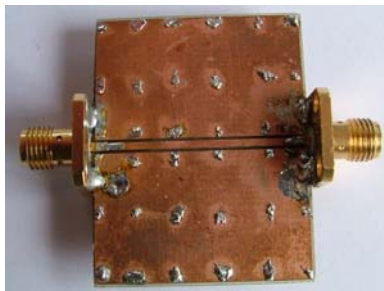
av substratet er linjen en coplanar waveguide [1]. For å regne ut impedansen til denne linjen ble det benyttet en kalkulator på nettet [4]. Beregningen ble bekreftet ved å lage en modell i EMDS som ble simulert over det ønskede frekvensbåndet. Modellen ble implementert som en linje med jordplan under substratet og jordplan på begge sider, og med rikelig med viahull. Linje-modellen ble eksitert med en spenningskilde i den ene enden og en port i den andre enden. Spenningskilde ble valgt på den ene siden da det er dette som er brukt i antennesimuleringene. Figur 4.2 viser smith-plottet av linjen sett fra porten mot spenningskilden. Figuren viser tydelig at 868 MHz (markert med rødt) er plassert midt i smith-diagrammet, noe som tilsier at linjeimpedansen er $Z_0 = 50 \Omega$.



Figur 4.2: Smithplott for simulering av linje i EMDS.

For ytterligere bekrefte dette ble det senere laget en prototype av transmisjonslinjen med SMA-kontakt i begge ender. En 2-port-måling med nettverksanalysator på denne prototypen viste at den faktiske impedansen var på ca. 60Ω , altså noe høyere enn den ønskede verdien. Det ble derfor gjort

korreksjoner på mikrostriplinen som beskrevet i neste delkapittel.



Figur 4.3: Linjestykke for impedansmåling.

4.2 Prototyper produsert ved TI

Ved TI ble det produsert nye prototyper. Her ble det tatt utgangspunkt i eksisterende referansedesign for TIs kombinerte radio og mikrokontroller for 868 MHz og 915 MHz, CC1110 [8] [9]. For å kunne implementere antenne-designet på det eksisterende kretsdesignet ble utleggsprogrammet Cadstar 9.0 benyttet. I dette programmet kunne antennene integreres som krets-komponenter gjennom et rimelig enkelt tegnegrensesnitt. I tillegg ble Cadstar benyttet til å gjøre endel endringer med referansedesignet for radiokortet.

Som nevnt over måtte dimensjonene på mikrostriplinen til antennen endres noe, da de tidligere dimensjonene viste seg å gi for høy impedans. Ved å benytte programmet Agilent AppCAD ble det beregnet ny bredde på linjen til 1.4 mm og avstand til jordplan ble 1 mm (mot 1 mm bredde og 0.5 mm avstand tidligere).

Kortet med meanderantennen ble holdt stort sett uforandret fra referansedesignet, med unntak av endringene i mikrostriplinen og komponentplasser for et tilpasningsnettverk. Figur 4.4 viser kortet med meanderantennen.

Utlegget til iifaen ble det derimot gjort endel endringer på. For å kunne kjøre testprogrammer på dette kortet uten å være avhengig av noen utviklingskort ble dette kortet designet med to lysdioder og en trykknapp som et enkelt brukergrensesnitt. Dette gjorde det mulig å kunne velge mellom ulike modi i et program og samtidig vite hva som foregikk i radiobrikken ved å skru lysdiodene av og på. I tillegg ble de resterende I/O-portene fra radiobrikken gjort tilgjengelige som loddepunkter nederst på kortet slik at man senere kunne lodde seg på de hvis det skulle bli nødvendig. Det eneste kortet trengte for å kunne virke var dermed en eller annen form for spenningsforsyning.

For å kunne utføre målinger med forskjellige jordplan ble iifa-kortet utstyrt med et stort jordplan som senere kunne skjæres til i ønsket fasong og



Figur 4.4: Meanderantennen produsert ved TI. Tilpasningsnettverket kan sees i overgangen mikrostriplinj - antenne (C2, R1 og C3).

størrelse. Figur 4.5 viser iifa-kortet med det store jordplanet.

Kortene ble også produsert med loddepunkter for tilpasningsnettverk. Her er det mulig å legge på tre komponenter i henholdsvis parallell, serie og parallell. I produksjonen ble plassene for parallell-komponentene stående tomme, mens det ble montert en 0Ω motstand i seriekomponent-plassen. Denne seriemotstanden gjør det også mulig å koble resten av radiokretsen fra antennen ved måling av S_{11} .

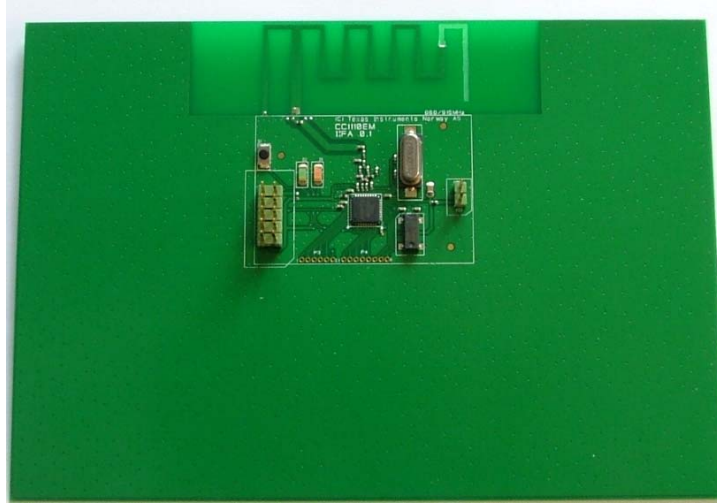
For å kunne programmeres kobles radiokortene til et utviklingskort av typen SmartRF04 også kalt EB. Dette kortet er igjen koblet til en pc med usb-kabel. EB'en er utstyrt med endel knapper, display og lysdioder og kan derfor også brukes som brukergrensesnitt mot radiobrikken. Dette gjøres for eksempel ved kjøring av programmet for test av pakketap. Meanderantenne-kortet er utstyrt med SMD-kontakter som kan plugges rett i EB'en, mens iifa-kortet kobles til via en 10-leders flatkabel (debug-kabel).

For å kjøre testprogrammer på kortet med meanderantennen ble batter-kortet SoC_BB benyttet. Dette er utstyrt med batterier, en trykknapp og en lysdiode. I tillegg har kortet en rekke I/O-pinner.

4.2.1 Program for test av utstrålt effekt

For å teste utstrålt effekt uten å måtte koble antennekortene til pc ble det skrevet et enkelt testprogram. Programmet er skrevet for å kunne betjenes kun med den ene knappen som er tilgjengelig på iifa- og på SoC_BB-kortet. LEDene benyttes til å vise hvilken modus programmet til enhver tid er i.

Formålet med programmet var å kunne måle alt som har med utstrålt effekt å gjøre ved Comlab. Det består av fem modi og standby hvor de fire



Figur 4.5: Iif-antennen produsert ved TI. Debug-kontakten til venstre, I/O-porter nederst og strømkontakt til høyre. Trykknappen og LEDene ligger over og til høyre for debug-kontakten.



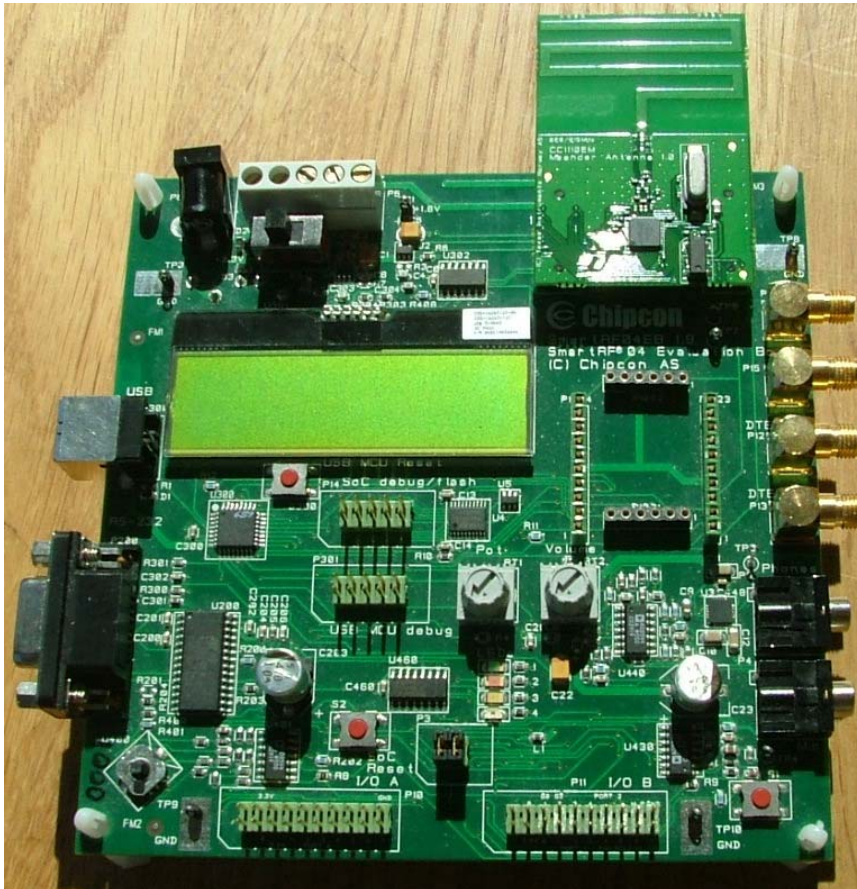
Figur 4.6: SoC_BB med meanderkortet.

første modiene er nokså like. Man skifter modus ved å trykke på knappen. De fire første modiene setter opp radioen til å sende en kontinuerlig 10 dBm bærebølge på henholdsvis 868, 902, 915 og 928 MHz. Uteffekten kan endres i programmet hvis det er ønskelig. Den siste modusen er for å teste antennens båndbredde og setter opp en bærebølge på 10 dBm som sveiper fra 782 MHz til 950 MHz. Dette gjøres ved å sette kanal-avstanden til maks, ca. 400 kHz, og steppe opp én og én kanal i en for-løkke. Hver kanal holdes i ca. 20 ms. Siden maks antall kanaler er 256 må to for-løkker benyttes for å dekke hele frekvensspekteret.

Se forøvrig kapittel B.1 for utfyllende informasjon.

Programmeringen har blitt gjort i IAR Embedded Workbench som også tar seg av overføring av koden til mikrokontrolleren og debugging. For raskere opplasting av kode på mikrokontrolleren er det mulig å genere hex-filer i IAR E. W. som kan overføres med TIs SmartRF Flash Programmer [6].

Ved oppsett av radioen er TI SmartRF Studio [7] et svært nyttig hjelpemiddel. I dette programmet kan man sette opp radioen i ønsket konfigurasjon og deretter lese ut alle nødvendige registerinnstillinger.



Figur 4.7: SmartRF04 med meanderkortet montert. Debug-kontakt for alternativ tilkobling av EMer (iifa-kortet) er rett under displayet. I/O-porter samt trykknapp nederst. USB-kontakt til venstre. Joystick nederst til venstre. SmartRF04 kan også drives av et 9 volts-batteri.

5

Karakterisering av Antennene

Dette kapittelet vil først beskrive hvilke målemetoder som ble benyttet og hvordan målingene ble utført. Deretter presenteres resultatene fra målingene.

Under arbeidet med antennene har det blitt gjort to typer målinger. I første omgang har det blitt fokusert på tilpasning, altså måling av S_{11} med nettverksanalysator. Deretter har det blitt målt strålingsdiagram for antennene. Målearbeidet har foregått i to stadier. Første runde med målinger ble utført ved NTNU på første utgave av produserte prototyper. Hoveddelen av dette arbeidet ble gjort i forbindelse med prosjektet høsten 2007, mens strålingsdiagram og eksperimentering med komponenttilpasning ble utført som en del av masteroppgaven. Senere ble det produsert nye prototyper hos TI og disse ble målt ved laboratoriet hos TI (S_{11}) og ved NEMKO Comlab på Kjeller (stråling).

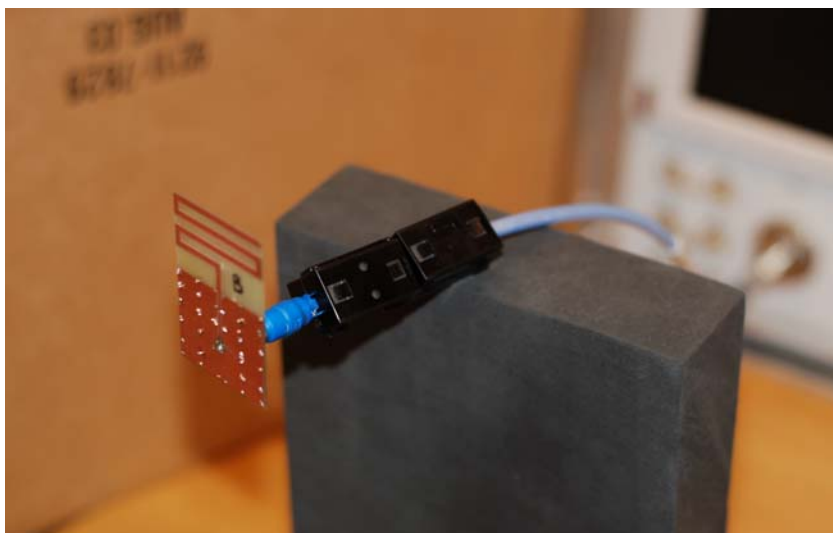
5.1 Måling av S_{11}

Måling av S_{11} utføres ved at antennen kobles til den ene porten på en nettverksanalysator. For målinger med nettverksanalysator er det viktig å kalibrere analysatoren da denne kan være sensitiv for ytre påvirkninger. Det er lurt å la analysatoren stå på en stund slik at den kommer opp på driftstemperatur før den kalibreres. De fleste nyere nettverksanalysatorer har muligheten til å lagre kalibreingskonfigurasjonen slik at man kan bruke denne om igjen gitt at ikke ytre faktorer har forandret seg vesentlig.

Det er flere måter å kalibrere en nettverksanalysator på, men for måling av refleksjonskoeffisient holder det med en 1-ports kalibrering. Dette gjøres ved å la analysatoren måle på tre kjente laster i det ønskede frekvensområdet, $Z_L = 0$ (kortslutning), $Z_L = \infty$ (åpen krets) og $Z_L = Z_0$ (tilpasset last). Det er viktig at eventuelle kabler eller andre transmisjonslinjer som skal være

med under målingene er tilkoblet også under kalibreringen. På den måten flytter man referansepunktet ut til det punktet hvor antennen tilkobles. [11]

For målinger på antenner er det også viktig hvordan antennen plasseres. Antennene påvirkes lett av omgivelsene sine og det ble derfor etterstrebet å plassere antennene slik at de kunne stråle i så fritt rom som mulig. Dette ble greiest løst ved å plassere koaksialkabelen som gikk til antennen på en kloss slik at antennen sto fritt i luften så langt fra hindringer som kabelen tillot. Figur 5.1 viser hvordan antennene typisk ble plassert under målinger.

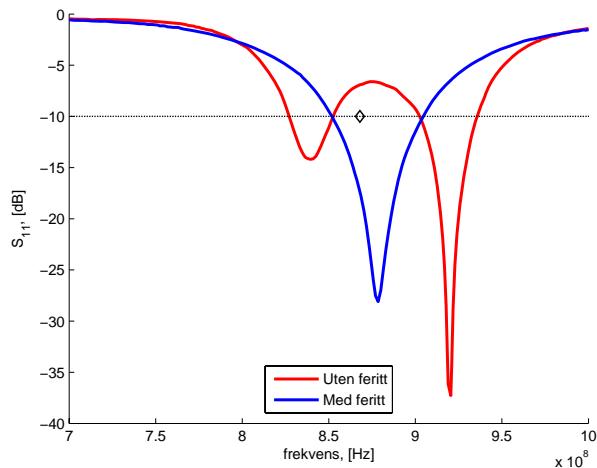


Figur 5.1: Måleoppstilling ved NTNU.

For antenner med elektrisk små jordplan kan det gå svært sterke strømmer på jordplanet. Dette kan resultere i såkalte krypstrømmer, det vil si at strømmene reflekteres og går tilbake langs utsiden av koaksialkabelen. Under de innledende målingene ved NTNU ble det observert at bare ved så vidt å være nær kabelen med hånden på forskjellige steder på kabelen varierte måleresultatene kraftig. For å få bukt med dette ble det montert feritter på kabelen ved antennekontakten. Hensikten med disse er å blokkere strømmene som går på utsiden av koaksialkabelen. Forskjellen på resultatene med og uten feritter kan tydelig sees i figur 5.2. Det ble benyttet to feritter etter hverandre og de ble plassert så nærme SMA-kontakten på antennekortet som mulig. På figur 5.1 ser man tydelig hvor ferittene er plassert.

5.1.1 Måleteknisk for prototyper produsert hos TI

Prototypene produsert ved TI var ikke er utstyrt med SMA-kontakter og krevde derfor en noe annen fremgangsmåte for å måle S_{11} . For å kunne koble til nettverksanalysator ble det derfor loddet på en semirigid koaksialkabel ved overgangen mellom radiolinjen og antennen på kretskortet [12]. Dette



Figur 5.2: Iifa med og uten feritt, NTNU.

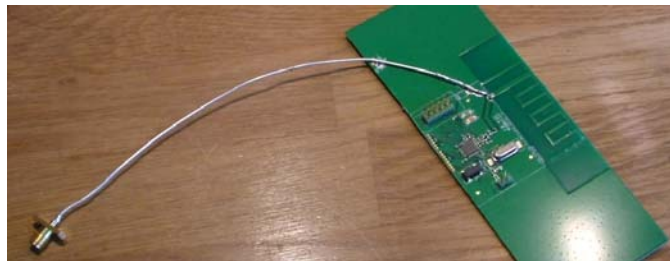
ble gjort ved at det grønne beskyttende laget på kortet ble frest bort slik at kobberet i jordlaget ble blottlagt. Dermed var det enkelt å lodde fast den semirigide koaksialkabelen siden ytterkappen på denne er i metall. Innerlederen ble loddet på et av matepunktene i tilpasningsnettverket til antennen. For å unngå ekstra tilført induktans ble innerlederen i koaxskabelen holdt så kort som mulig. I tillegg ble 0Ω motstanden i tilpasningsnettverket fjernet slik at resten av kretsen ble koblet fra antennen.

Ved bruk av semirigid koaksialkabel montert som forklart over må referanseplanet flyttes fra SMA-kontakten (på kabelen) til matepunktet på antennen, det vil si overgangen mellom koaksialkabelen og antennen. For å eliminere fase-forskyvningen som kabelen tilfører justeres innstillingen 'electric delay' på nettverksanalysatoren. Riktig innstilling finnes ved å se på smith-diagrammet mens man måler på en kabel med åpen ende og en med kortsluttet. Når kabelen som er åpen blir målt skal impedansen i smith-diagrammet kun være en prikk helt til venstre. Tilsvarende skal impedansen utgjøre en prikk til høyre når den kortsluttede kabelen er tilkoblet.

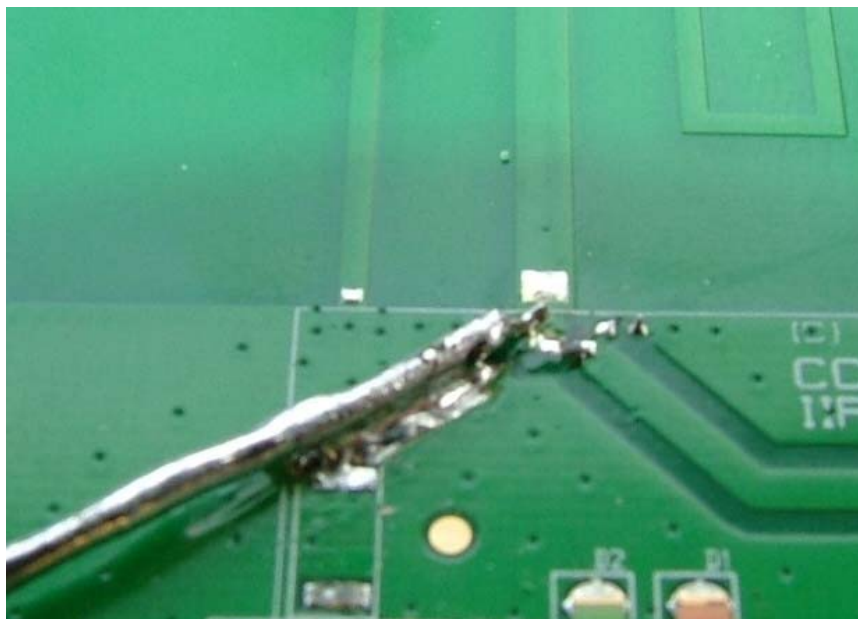
Et problem ved målingene hos TI var at det ikke var noen ferritter som passet til den semirigide koaksialkabelen tilgjengelig. Til gjengjeld var ikke problemet med krepstrømmer like fremtredende som under målingene ved NTNU. For å minimere ytre påvirkninger ble antennene som ble målt forsøkt plassert slik at hverken antennen eller den semirigide kabelen var i kontakt med noe som helst. Dette var mulig da kabelen var stiv nok til å holde antennekortet løftet opp, samtidig var kabelen mellom den semirigide kabelen og nettverksanalysatoren såpass tykk og tung at den holdt alt på plass.

Meanderantennen ble målt både med og uten SoC_BB. Grunnen til dette var at målingene av strålingsdiagrammet for denne antennen kun kunne ut-

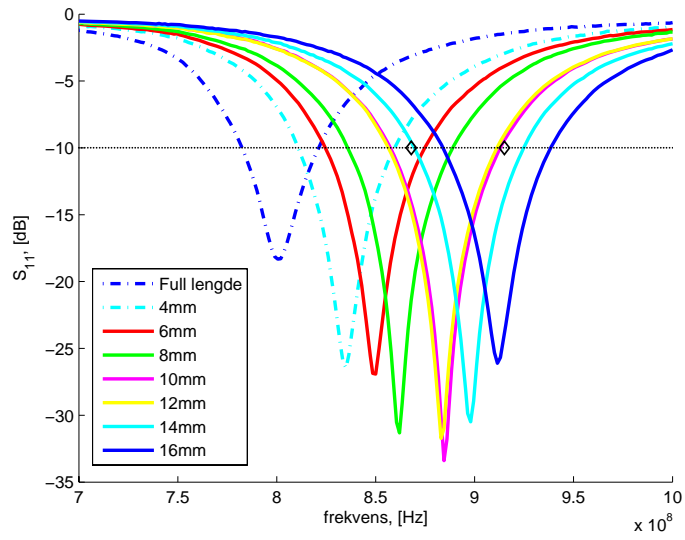
føres med batterikortet montert. Dermed var det viktig å undersøke optimal antennelengde i denne konfigurasjonen også. Ved måling med batterikortet montert ble kortet plassert med batteriene ned så langt ut på bordkanten som mulig. På den måten var det mulig å holde hele den semirigide kabelen løftet opp fra bordplaten.



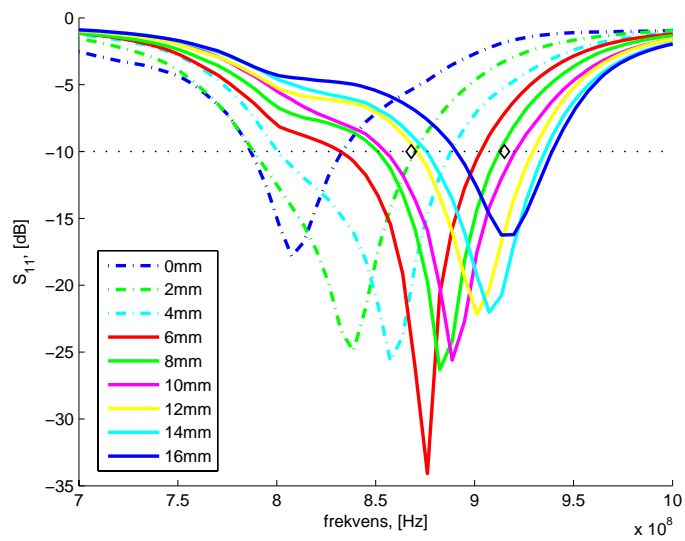
Figur 5.3: Kort med semirigid koaksialkabel.



Figur 5.4: Montering av semirigid koaksialkabel.

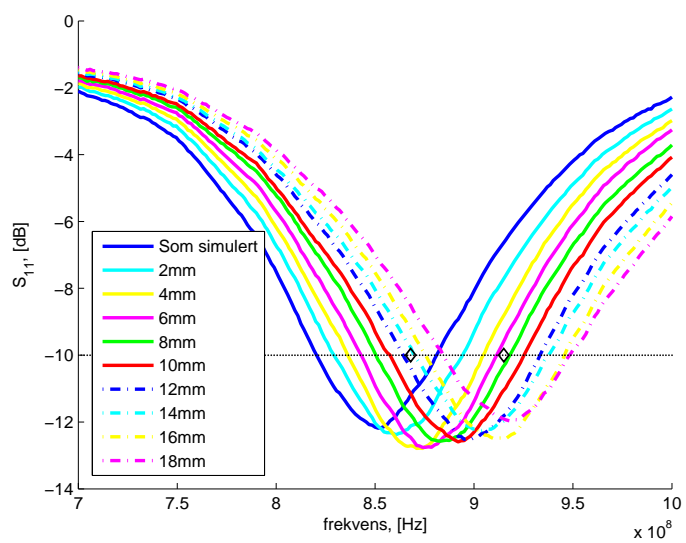


(a) Målt ved NTNU

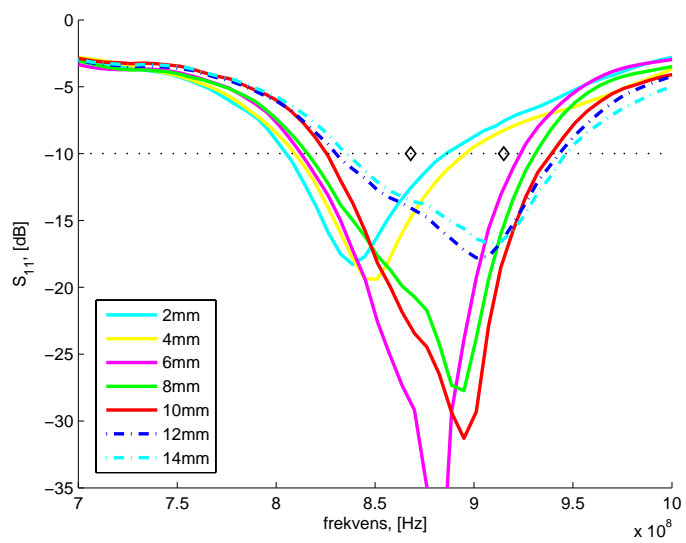


(b) Målt ved TI

Figur 5.5: S_{11} for iifa, verdiene angir lengde kuttet av siste segment.

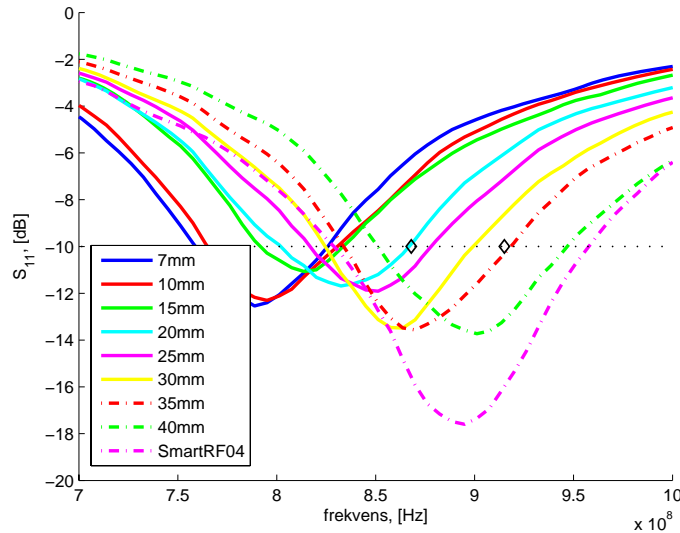


(a) Målt ved NTNU



(b) Målt ved TI

Figur 5.6: S_{11} for meanderantenne, verdiene angir lengde kuttet av siste segment.



Figur 5.7: S_{11} for meanderantenne med SoC_BB, målt ved TI, verdiene angir lengde trukket fra full lengde på siste segment.

5.2 Måling av strålingsdiagram

5.2.1 Måleteknisk ved NTNU

Målinger av strålingsdiagram er blitt utført i to stadier. Første runde ble utført i det ekkofrie rommet i antennelaboratoriet ved NTNU. Målingene gjøres via en pc med programvare som kontrollerer både nettverksanalysatoren og dreietårnet i det ekkofrie rommet. Den ene kanalen på nettverksanalysatoren er koblet via en forsterker til en sendeantenne i enden av det ekkofrie rommet. Antennen som ble benyttet var en log-periodisk antenne som dekker frekvensbåndet fra 500 MHz til 1 GHz. Den andre kanalen på analysatoren ble koblet til prototypen i dreietårnet. For å feste prototypen ble det benyttet en plastvinkel som antennen ble teipet fast til. Denne vinkelen ble deretter festet til dreieskiven med skruer. Det ble benyttet feritter på tilsvarende måte som under måling av S_{11} .

Målingene ble utført i 360 grader ved at måleprogrammet roteret dreieskiven og målte mottatt effekt for hver annen grad. Denne prosessen ble utført for alle tre plan, xy , xz og yz . I tillegg ble det målt for både vertikal og horisontal polarisering av det elektriske feltet ved at sendeantennen ble dreiet 90 grader. Dataene ble lagret i .ana-tekstfiler for senere å bli behandlet i Matlab. Det er her kun gjengitt målinger for 868 MHz da det var denne frekvensen antennene var tilpasset til da målingene ble utført.

5.2.2 Måleteknisk for målinger utført ved Comlab

Strålingsdiagrammene på Comlab ble målt ved at radioene ble programmert til å sende en kontinuerlig 10 dBm-carrier på 868 MHz. Det var også laget program for måling av 915 MHz og et par andre frekvenser i området, men dette utgikk på grunn av at tiden ikke strakk til. Målingene ble utført med en log-periodisk mottakerantenne montert i en avstand på 4 meter. Det ble også benyttet absorberer på gulvet mellom senderen og mottakeren. Ved å benytte en kjent korreksjonsfaktor var det her mulig å måle gain direkte.

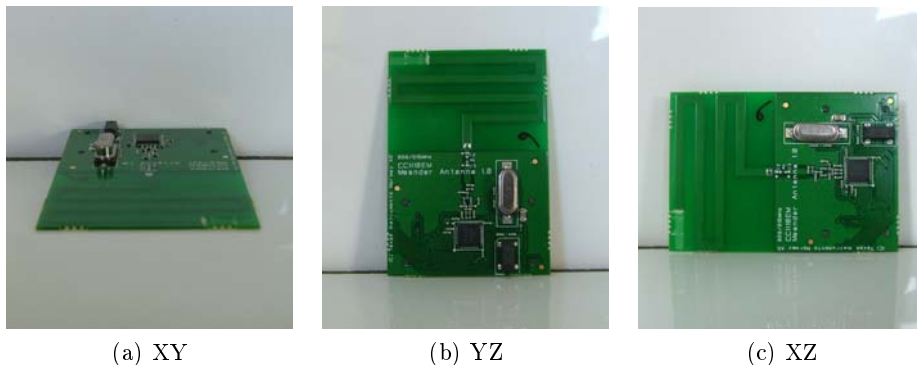
Antennen som ble testet ble montert på et stativ som igjen stod på en dreieskive i gulvet. Mottakerantennen kunne roteres 90 grader automatisk slik at både horisontal og vertikal polarisasjon ble målt samtidig. Comlab er forøvrig betjent av kyndig personell som sørger for at målingene blir utført korrekt.

Det ble utført målinger på iifaen, meanderantennen montert på SoC_BB og iifaen med to forskjellige jordplan vist i figur 5.13.

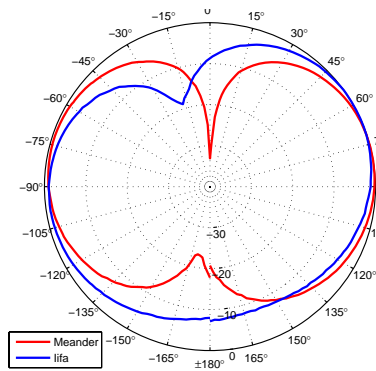
5.2.3 Hvordan relatere antennene til strålingsdiagrammene

Figur 5.8 viser hvordan antennene ble plassert under målingene av strålingsdiagrammene. Kameraet er plassert i mottakerantennens retning, 0° , og horisontalplanet utgjør planet som ble målt i de tre forskjellige oppstillingene. Sett fra denne vinkelen er positiv rotasjon mot klokken og negativ rotasjon med.

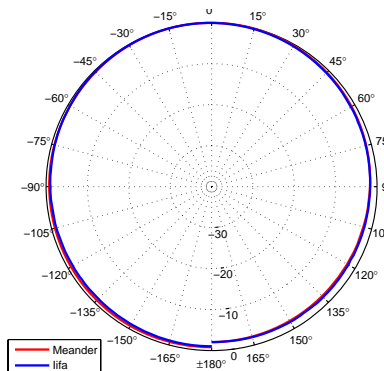
Se forøvrig vedlegg A.3.



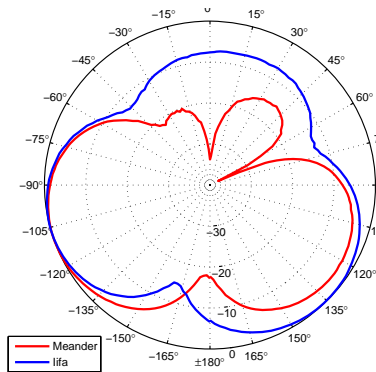
Figur 5.8: Hvordan antennene relateres til strålingsdiagrammene.



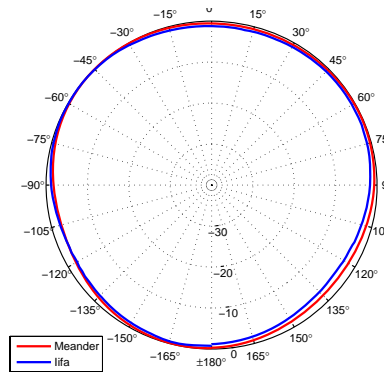
(a) xy, horisontal pol.



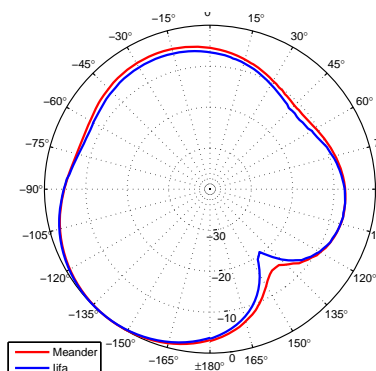
(b) xy, vertikal pol.



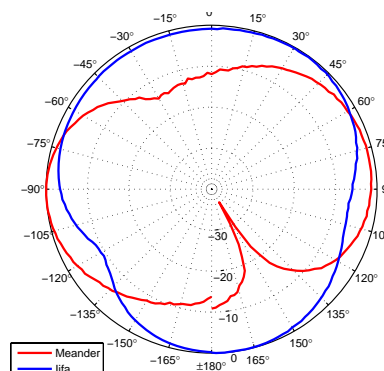
(c) yz, horisontal pol.



(d) yz, vertikal pol.

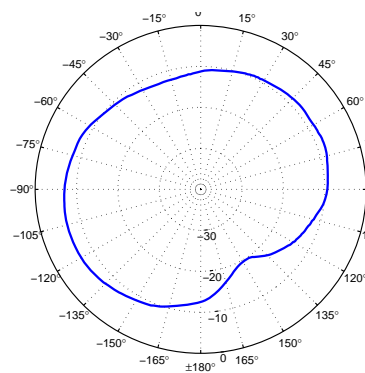


(e) xz, horisontal pol.

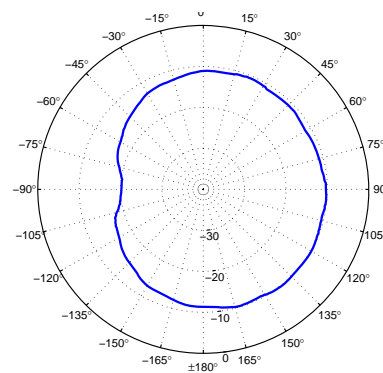


(f) xz, vertikal pol.

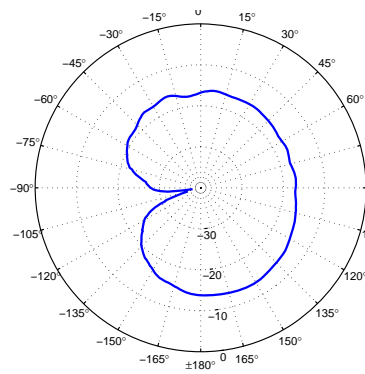
Figur 5.9: Måling av strålingsdiagram for iifa og meanderantenne utført ved NTNU. Diagrammene er normalisert til 0 dB.



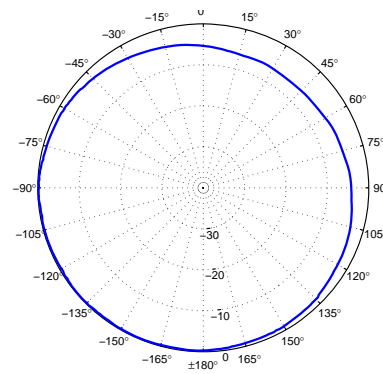
(a) xy, horisontal pol.



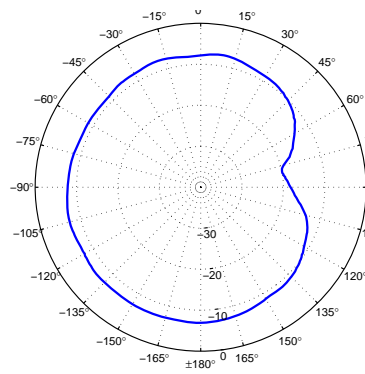
(b) xy, vertikal pol.



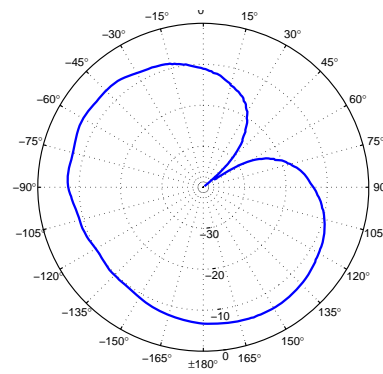
(c) yz, horisontal pol.



(d) yz, vertikal pol.

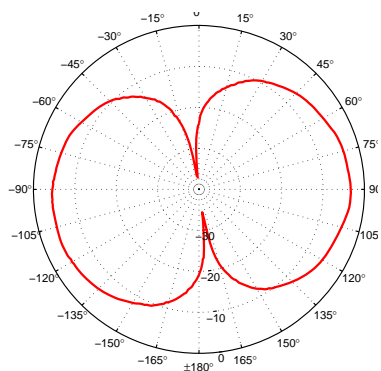


(e) xz, horisontal pol.

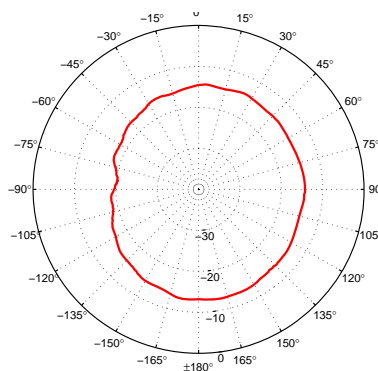


(f) xz, vertikal pol.

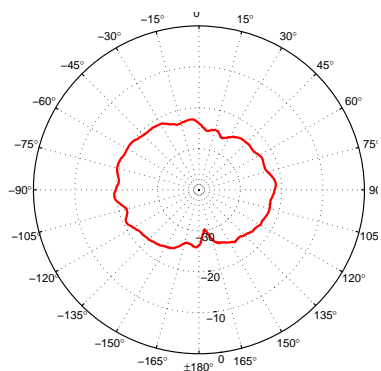
Figur 5.10: Måling av strålingsdiagram for iifa utført ved Comlab. Diagrammene angir gain i dB.



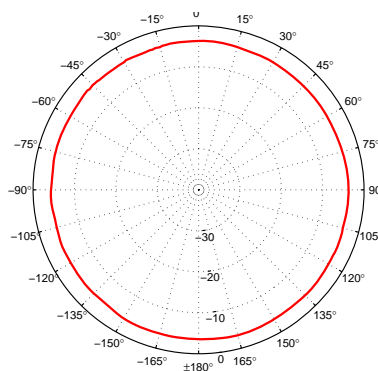
(a) xy, horisontal pol.



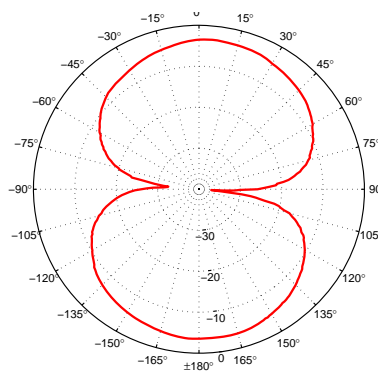
(b) xy, vertikal pol.



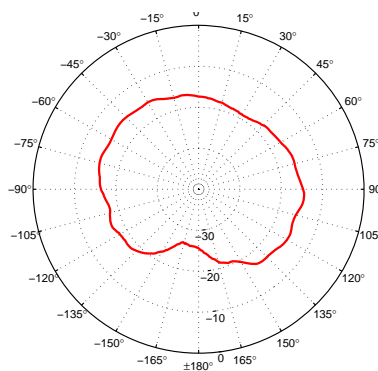
(c) yz, horisontal pol.



(d) yz, vertikal pol.

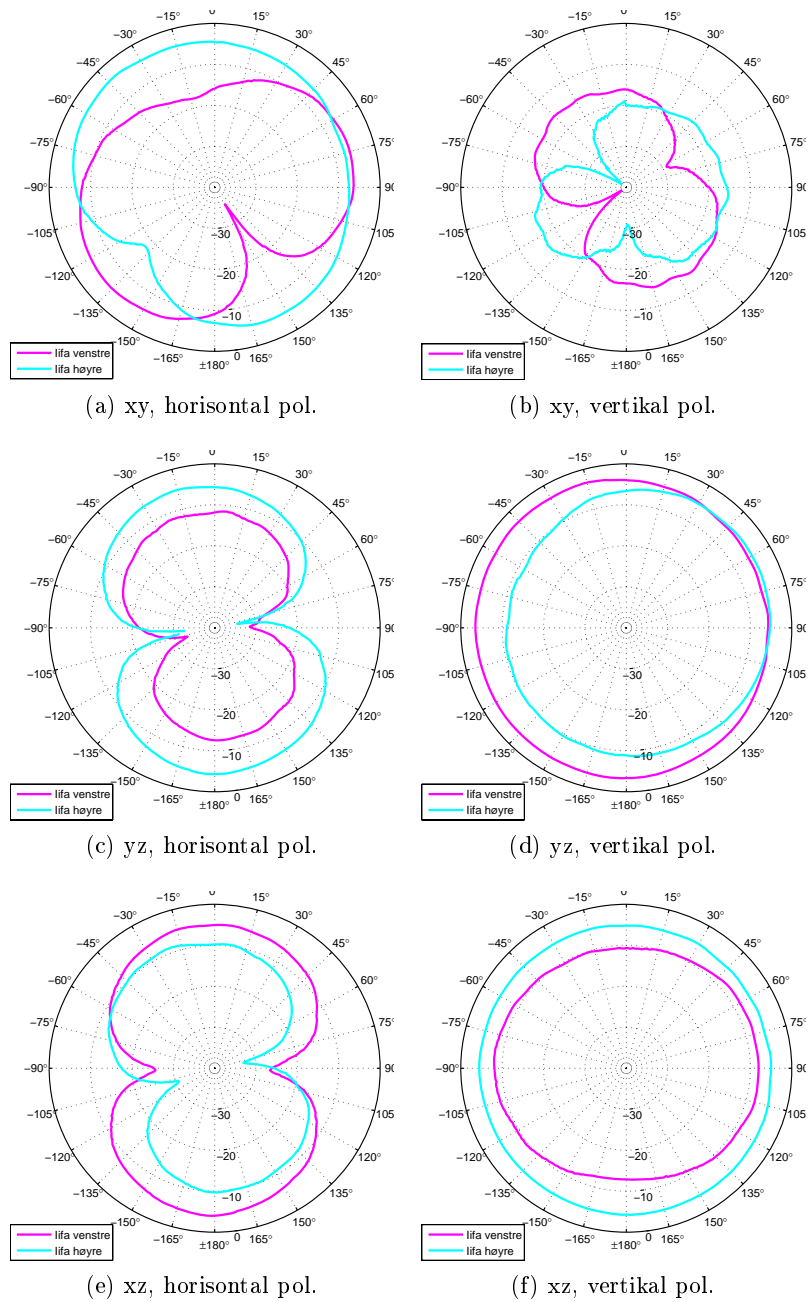


(e) xz, horisontal pol.

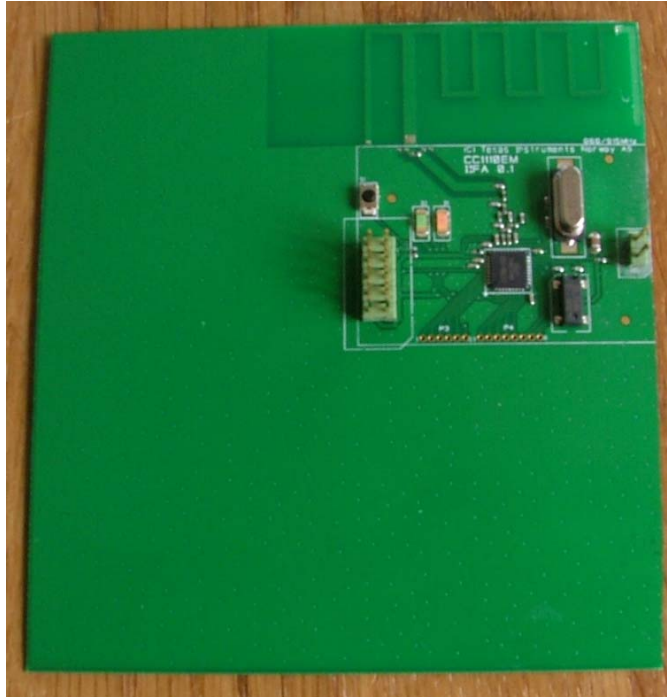


(f) xz, vertikal pol.

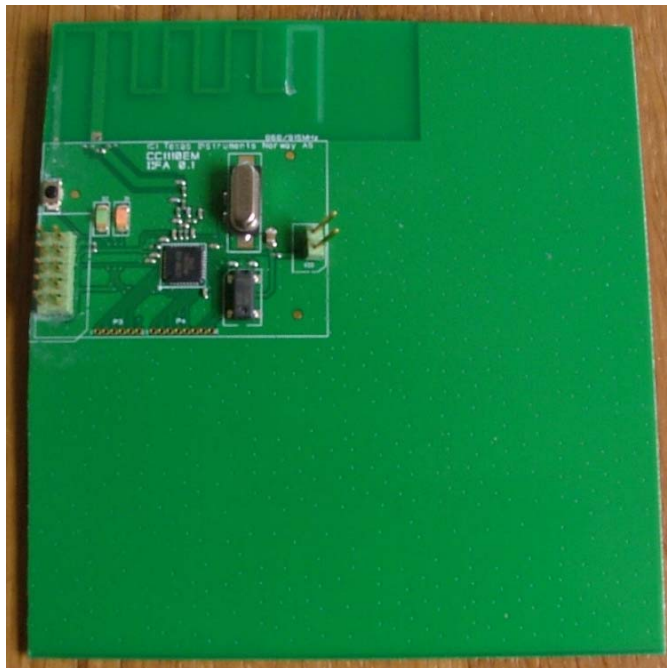
Figur 5.11: Måling av strålingsdiagram for meanderantenne utført ved Comlab. Diagrammene angir gain i dB.



Figur 5.12: Måling av strålingsdiagram for iifa med stort jordplan. Diagrammene angir gain i dB.



(a) Jordplan på venstre side.



(b) Jordplan på høyre side.

Figur 5.13: Prototyper med stort jordplan.

5.2.4 Gain

I tabell 5.1 gjengis maksimal gain fra antennene for hvert plan. Gainet er hentet fra Comlab-plottene.

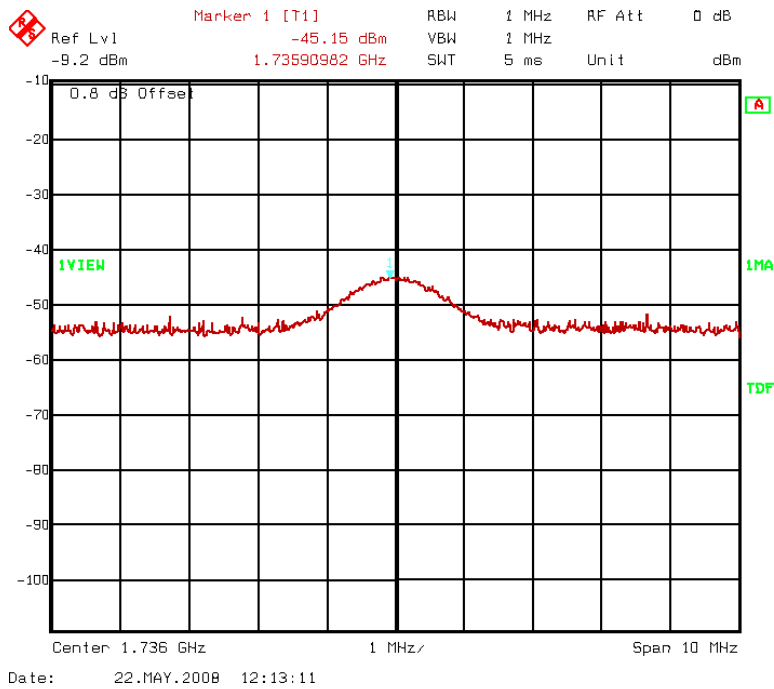
Tabell 5.1: Maks gain målt på prototypene.

	xy	yz	xz
Iifa	-6.54 dB	-0.12 dB	-5.95 dB
Meander	-3.28 dB	-3.22 dB	-3.38 dB
Iifa, høyre	-3.64 dB	-4.28 dB	-4.17 dB
Iifa, venstre	-4.99 dB	-3.22 dB	-3.99 dB

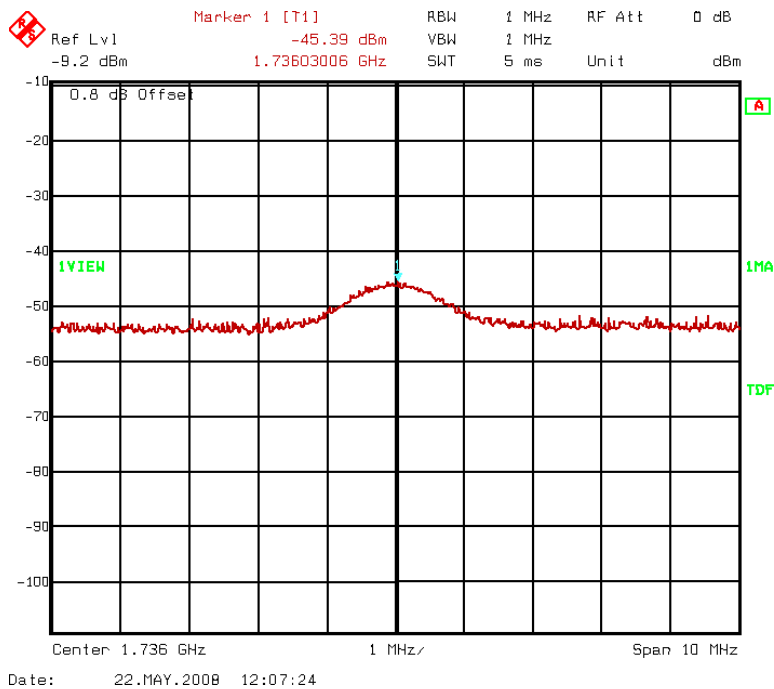
5.3 Måling av overharmoniske frekvenser

Et viktig krav for radioutstyr er at de ikke stråler inn i andre frekvensområder. Det er derfor viktig å undersøke hvorvidt strålingen av de harmoniske frekvensene er innenfor de gitte forskriftene. For denne oppgaven er det to sett med krav som er interessante, ETSI er de Europeiske kravene for båndet rundt 868 MHz og FCC er de amerikanske kravene for båndet rundt 915 MHz. I tillegg til at de spesifikke effektkravene er forskjellige er det også litt forskjell på hvordan testene utføres. Disse forskjellene dreier seg om avstand og hvorvidt absorberer skal benyttes. Felles for de begge er at man finner den 'verste' retningen, det vil si den retningen antennen stråler mest for hver av de harmoniske frekvensene. Senderens uteffekt må være på maks, i dette tilfellet 10 dBm. Kravene for ETSI og FCC finnes i tabell 2.2.

Planen for Comlab var i utgangspunktet å måle ETSI og FCC for både iifa og meanderantennen. Det viste seg imidlertid at disse målingene var svært tidkrevende da man for harmonisk frekvens må dreie antennen rundt til man finner den retningen hvor ut-effekten er høyest. I tillegg må man undersøke for begge polarisasjonene. Dette gjorde at det kun ble tid til en delvis ETSI-måling for iifaen. Målte ETSI-verdier for iifaens 2.-harmoniske frekvens finnes i figur 5.14.



(a) horisontal pol.



(b) vertikal pol.

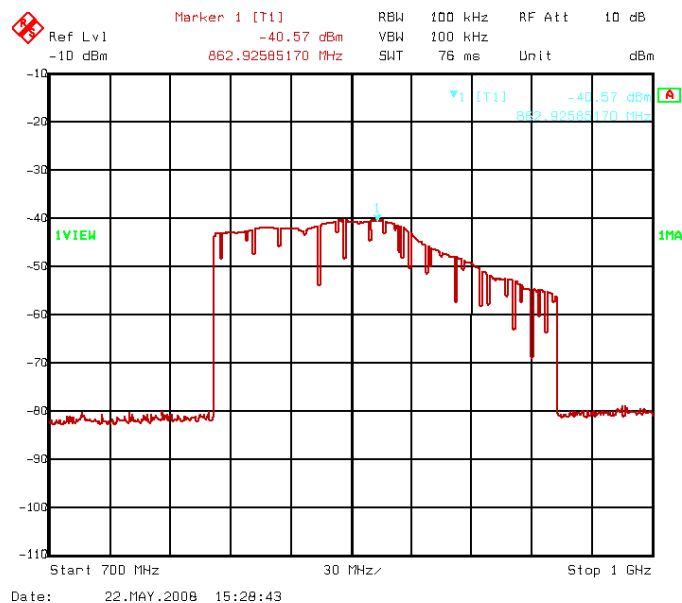
Figur 5.14: 2.-harmoniske frekvens for iifa (sender på 868 MHz).

5.4 Måling av båndbredde

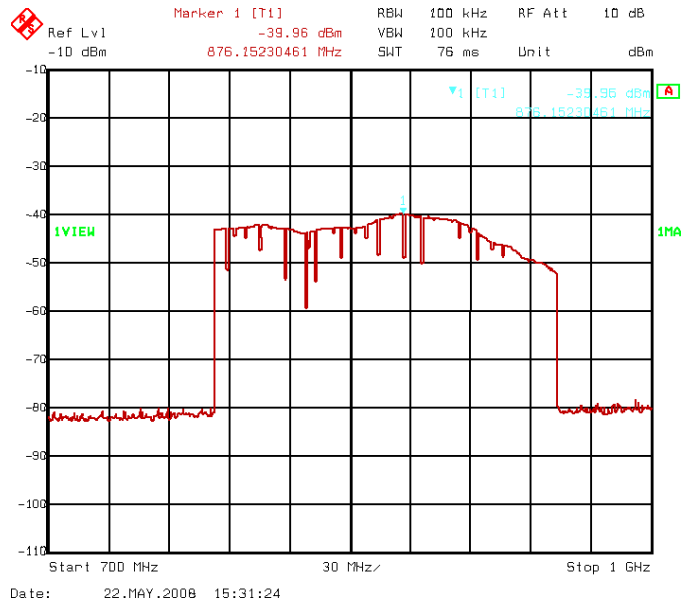
For å måle antennenens båndbredde (utstrålt effekt som funksjon av frekvens) ble det skrevet et testprogram som stepper en 10 dBm-carrier fra 782 MHz til 950 MHz. Ved å bruke en spektrumsanalysator og 'max hold'-funksjonen ser man hvordan uteffekten varierer med frekvens. Dette ble utført med antennene i xy-planet og med vertikalpolarisert mottakerantenne. Målingene er ikke korrigert og effektnivåene på grafene er derfor mye lavere enn faktisk utsendt effekt fra antennen. Der er i dette tilfellet uansett relativ forandring som er interessant.

For målingene utført på iifaen er det viktig å merke seg at i tillegg til å endre på antennegeometrien er også PA-trinnet i radioen justert for de to forskjellige frekvensene. For meanderantennen er PA-trinnet justert slik at det skal gi ut like mye effekt for hele frekvensområdet.

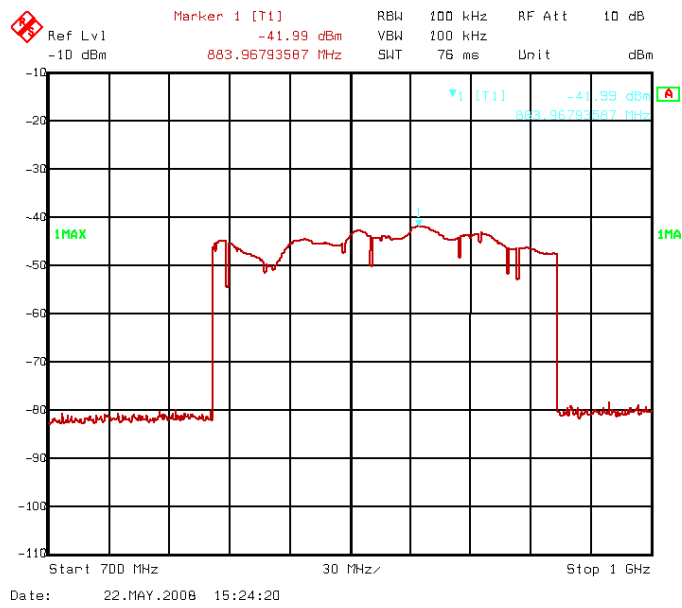
Antennene er tilpasset til sine respektive frekvenser ved justering av antennes total lengde ut fra målingene av S_{11} i figur 5.5, 5.6 og figur 5.7. Det betyr at iifaen ble kuttet med 8 mm for 868 MHz og 14 mm for 915 MHz. Meanderantennen ble tilsvarende kuttet 4 mm for 868 MHz, 10 mm for 915 MHz og i tillegg 40 mm for bruk sammen med SoC_BB.



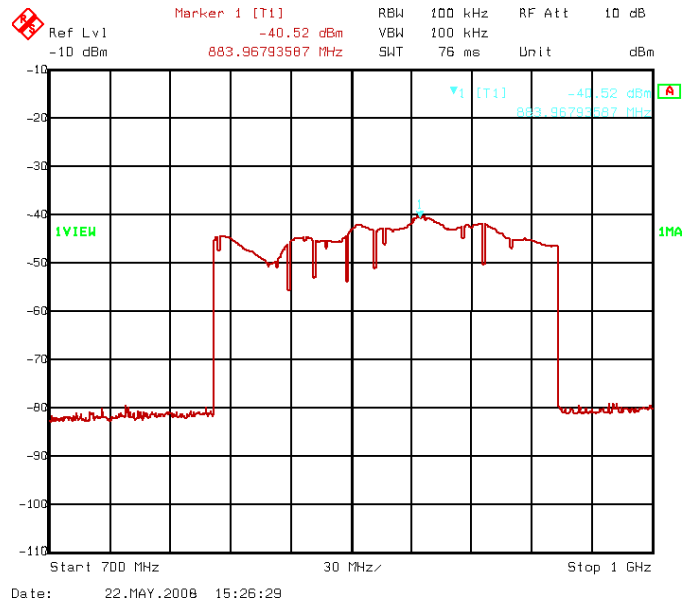
Figur 5.15: Måling av båndbredde for iifa tilpasset 868 MHz.



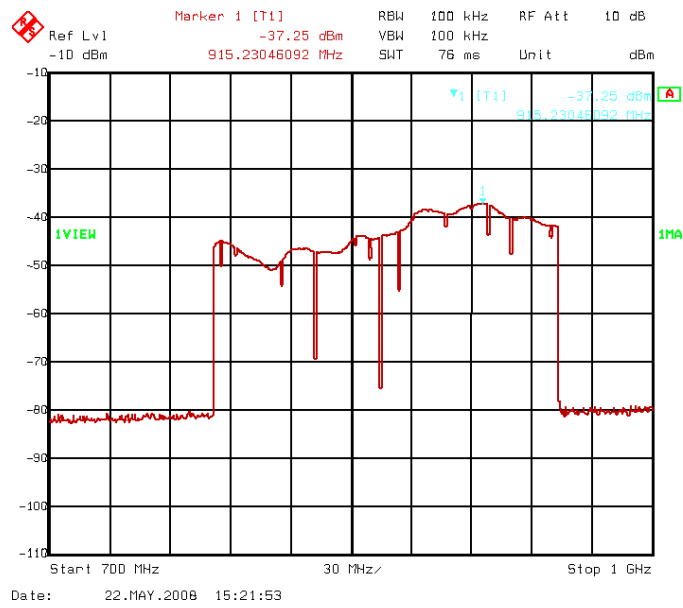
Figur 5.16: Måling av båndbredde for iifa tilpasset 915 MHz.



Figur 5.17: Måling av båndbredde for meanderantenne tilpasset 868 MHz.



Figur 5.18: Måling av båndbredde for meanderantenne tilpasset 915 MHz.

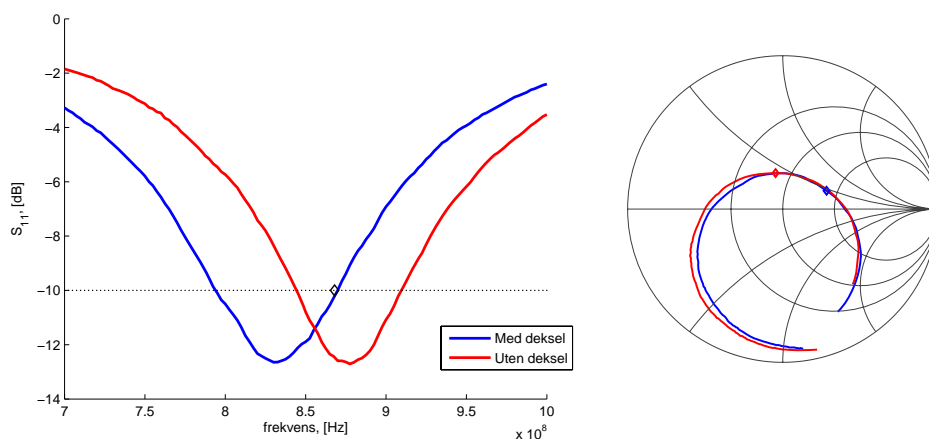


Figur 5.19: Måling av båndbredde for meanderantenne tilpasset SoC_BB.

5.5 Andre målinger

5.5.1 Antenne med plastdeksel

Det ble gjort en enkel test av hvordan antennen vil oppføre seg omsluttet av et plastdeksel. For å utføre denne målingen ble en defekt fjernkontroll demontert og antenneprototypen ble montert inne i denne. Målingen ble deretter utført som vanlig med nettverksanalytator.



Figur 5.20: Meanderantenne med plastdeksel.

5.5.2 Tilpasning med komponenter

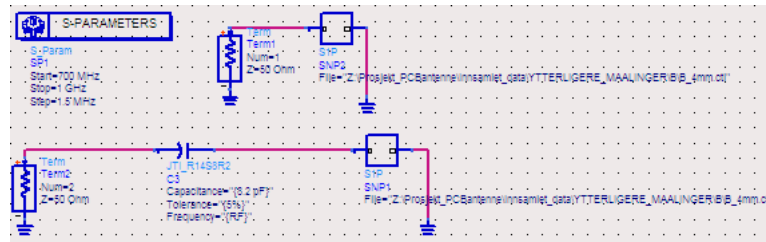
Gjennom utregninger i Smith-diagram og simuleringer i ADS ble det funnet ut at best tilpasning for meanderantennen kunne oppnås med en kondensator på 8.2 pF i serie med antennen. Det ble benyttet en 0603-kondensator som ble loddet på prototypen akkurat i overgangen mellom antennen og mikrostriplinjen.

Uten å gå for mye inn på hvordan man regner ut verdier i smith-diagrammet fremgår det av figur A.9 (grønt plott) og figur 2.1 at en seriekondensator vil flytte 868 MHz-punktet inn mot sentrum av diagrammet. For en mer inngående forklaring av det regnetekniske henvises det til [17].

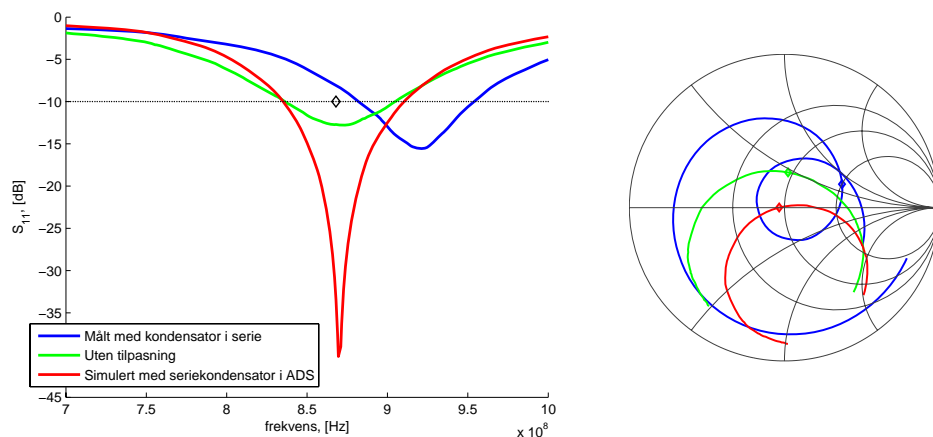
Simuleringen i Agilent ADS ble gjennomført ved at S_{11} -parametrene for antennen ble lastet inn i en såkalt S-port i ADS. Deretter ble tilpasningskomponent(e) koblet på og simuleringen kunne gjennomføres. Figur 5.21 viser oppsettet i ADS.

Figur 5.22 viser hvordan tilpasningen endret seg med kondensatoren montert og hvordan ADS simulerte at det skulle bli. Det ble også målt strålingsdiagram for antennen med tilpasningskondensatoren montert. Disse finnes i

figur 5.23 hvor de er lagt oppå strålingsdiagrammene for den samme antennen uten tilpasning.



Figur 5.21: Skjerm bilde fra simulering i ADS.



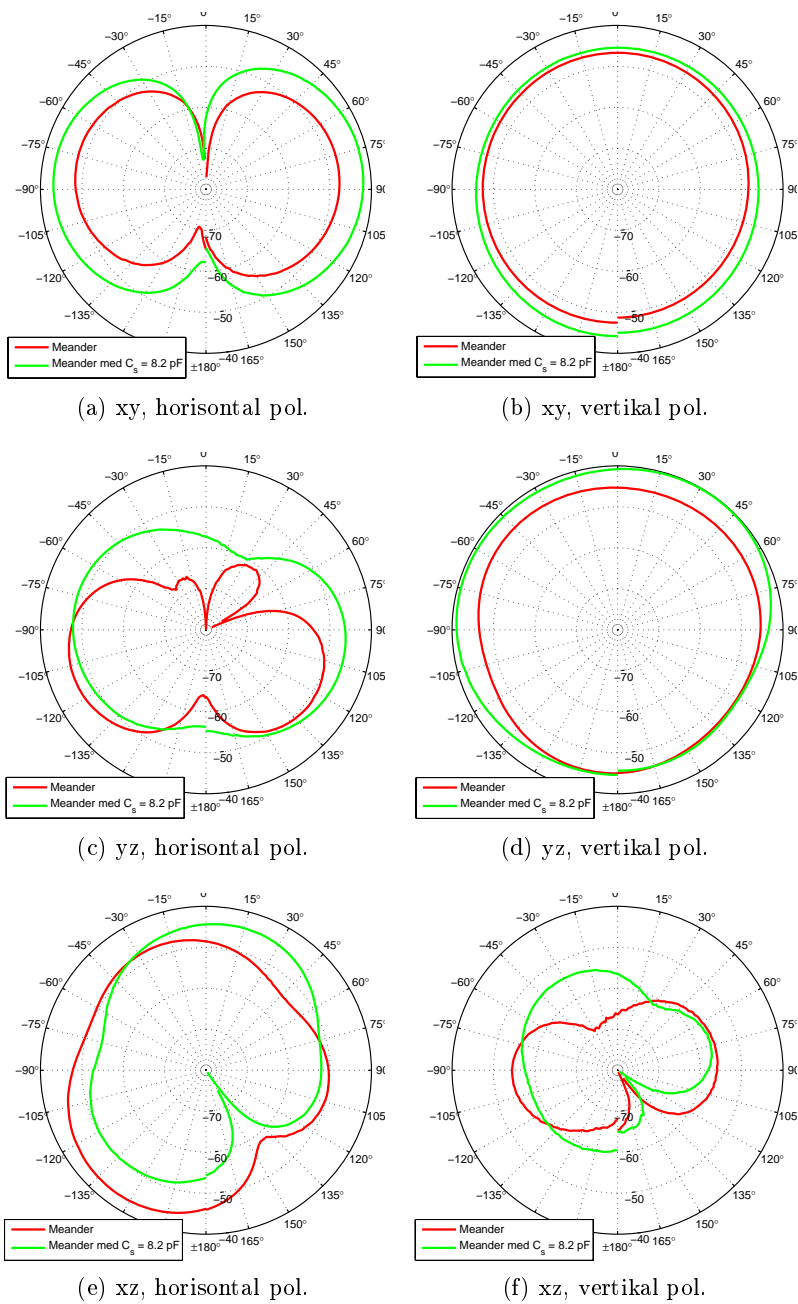
Figur 5.22: Meanderantenne med og uten tilpasningsnettverk.

5.6 Måling av S_{11} med forskjellige jordplan

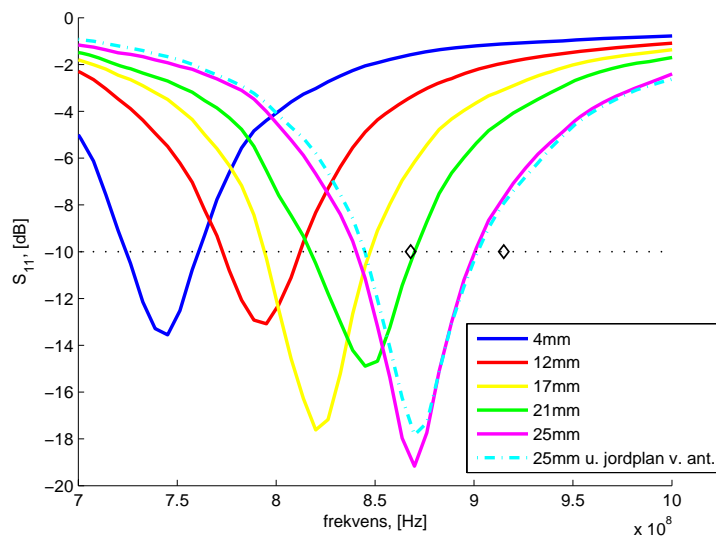
På de neste sidene presenteres målinger av S_{11} gjort med forskjellige jordplangeometrier. For en nøyaktig forklaring av de forskjellige jordplandimensjonene se vedlegg A.2.

Under prosjektarbeidet ble det også gjort målinger av denne antennen med forskjellig jordplan. Det ble da, grunnet begrenset mulighet til å produsere antenner, laget én prototype med stort jordplan som ble gradvis kuttet vekk. Resultatene fra disse målingene finnes i vedlegg A.4.

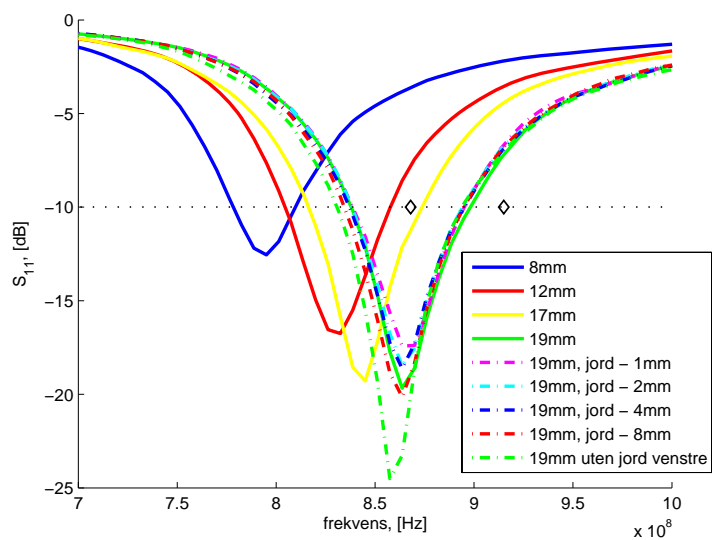
Det er målt strålingsdiagram for to av disse antennene, den med jordplan på venstre siden av antennen og den med jordplan på høyre siden. Disse målingene finnes i figur 5.12.



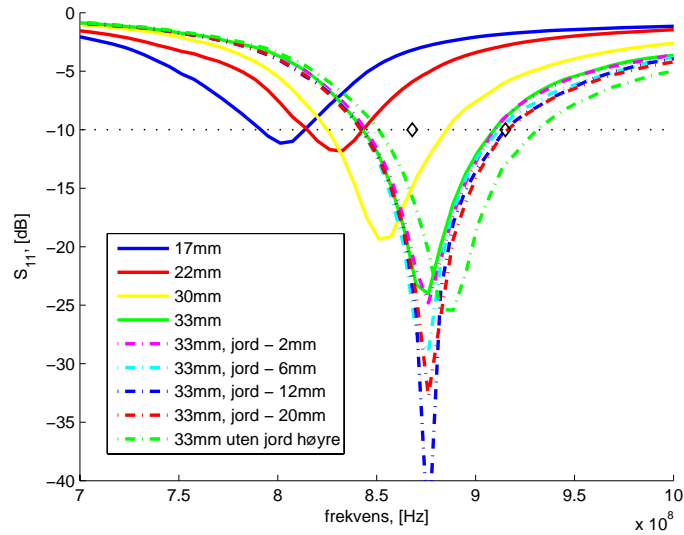
Figur 5.23: Måling av strålingsdiagram for meanderantenne med tilpasningsnettverk, måling utført ved NTNU.



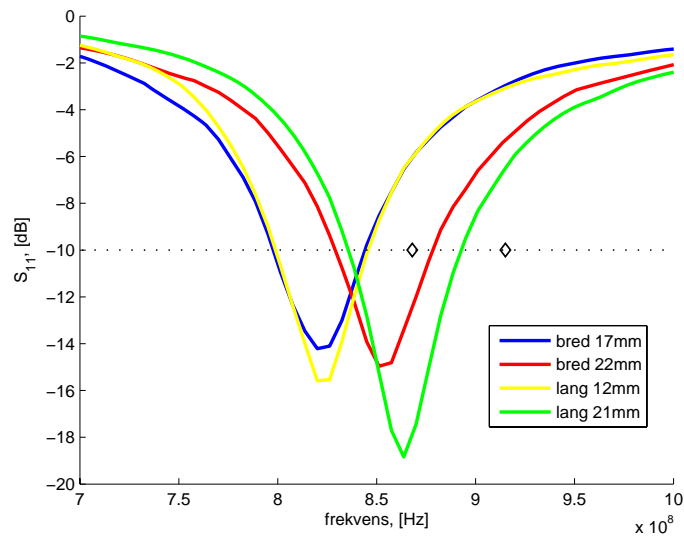
Figur 5.24: Stort jordplan, lengden angir hvor mye som er kuttet av ytterste antennesegment.



Figur 5.25: Jordplan venstre, lengdene angir hvor mye som er kuttet av ytterste antennesegment samt hvor mye som er fjernet av jordplanet ved siden av antennen.



Figur 5.26: Jordplan høyre, lengdene angir hvor mye som er kuttet av ytterste antennesegment samt hvor mye som er fjernet av jordplanet ved siden av antennen.



Figur 5.27: Langt jordplan og bredt jordplan, lengdene angir hvor mye som er kuttet av ytterste antennesegment.

6

Måling av Rekkevidde

For å måle antennes rekkevidde har et program for måling av pakkeap, [10], blitt benyttet. Programmet benytter én radio som sender og én som mottaker. Datarate og pakkelengde settes opp av brukeren. I disse målingene har stort sett datarate på 38.4 kBaud og pakkelengde på 1000 blitt benyttet. Målingene har blitt utført i størst mulig grad i 'line of sight', men over 2 kilometer vil det nødvendigvis være noen variasjoner i terrenget slik høyden mellom antennes siktelinje og bakken ikke har vært konstant.

Programmet krever at radiokortene kobles til SmartRF04 slik at skjermen og knappene på dette kan benyttes. Iifa-kortet kobles til med kabler, noe som burde minimere hvordan SmartRF04 på virker antennen. Meanderkortet må derimot plugges direkte i utviklingskortet og får dermed et effektivt mye større jordplan under målingene. Dette er det tatt hensyn til i form av trimming av antennelengden.

Målingene har blitt utført ved at antennekortene har blitt montert ytterst på hvert sitt kosteskaft med kortet pekende rett opp, altså med yz-planet i horisontalplanet. Det har blitt gjennomført målinger for hver 100. meter og hver 50. meter når pakkeapene begynte å stige. Avstandene ble målt med GPS. For hver måling ble PER lest av på mottakeren og notert. Samtlige målinger har blitt utført med to like antenner som sender og mottaker.

Tabell 6.1: Radioens sensitivitet, 1% akseptert pakkeap

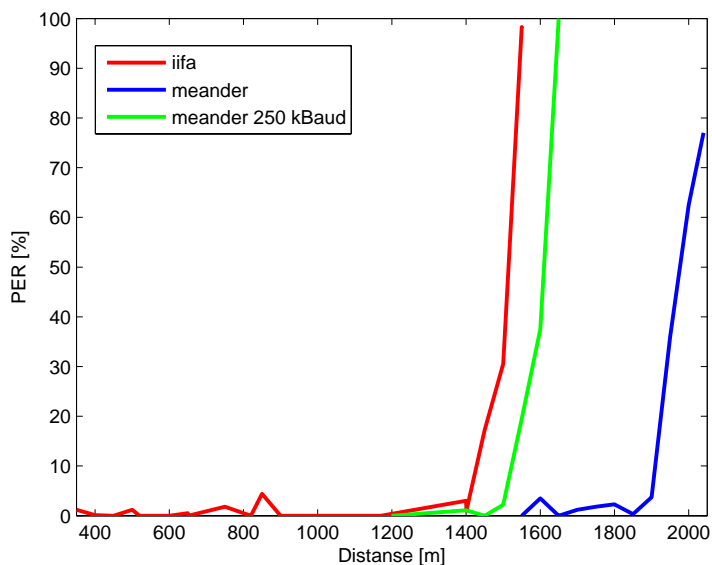
datarate	P_r min.
1.2 kBaud	-110 dBm
38.4 kBaud	-102 dBm
250 kBaud	-94 dBm

6.1 Målt rekkevidde

Det største problemet med en slik måling er å finne et egnet testområde. Etter litt leting falt valget på den gamle rullebanen på Fornebu. Dette området er i ferd med å bygges om til park, så det er noe mer kupert enn tidligere. Til gjengjeld er det få hindringer i form av trær, bygninger og store høydeforskjeller. Den lengste strekningen det var mulig å måle på strakk seg akkurat forbi 2 kilometer. De siste 200 meterene heller svakt ned mot vannkanten så her var det bare så vidt det var mulig å opprettholde en direkte siktelinje mellom antennene.

Som det fremgår av tabell 6.1 er mottakersensitiviteten avhengig av data-raten som benyttes. Fordi målingene er tidkrevende og er avhengig av en medhjelper for å gjennomføres ble det utført målinger på noen utvalgte data-rater. 38.4 kBaud angir 38400 symboler pr. sekund. I pakkeapstesten utgjør ett symbol ett bit altså er 38.4 kBaud her 38.4 kbit/s. En annen form for modulasjon vil med andre ord kunne gi en høyere bitrate for samme symbol-rate.

Figur 6.1 viser målt pakkeap for forskjellige distanser. Det fremgår av figuren at pakkeapet holder seg lavt helt til et visst punkt før det stiger brått.



Figur 6.1: Målt pakkeap.

7

Diskusjon

Denne masteroppgaven har tatt for seg arbeidet med utvikling, karakterisering og testing av to forskjellige antenneløsninger for 868 Mhz og 915 MHz. Det har blitt produsert to forskjellige utgaver av prototyper, først en ren prototype av antennene og deretter komplette kretskort med TIs kombinerte radio og mikrokontroller CC1110. Resultatene fra målinger utført på disse prototypene vil bli inngående diskutert i dette kapittelet.

7.1 Simulering

Simuleringer utgjorde en viktig del av arbeidet i startfasen. Det meste av simuleringsarbeidet ble utført i forbindelse med prosjektarbeidet som danner basis for denne oppgaven. Det viste seg imidlertid at simuleringene til dels avvek kraftig fra målinger utført på de første prototypene (S_{11}). Det virket som om årsaken til det store avviket kunne skyldes at simuleringsprogrammet som ble benyttet, EMDS, gikk tom for tilgjengelig minne på datamaskinen før det kunne gjennomføre tilstrekkelig antall iterasjoner for en nøyaktig simulering. For å forsøke å forbedre simuleringene ble det derfor gjort et par forsøk som skulle senke minneforbruket under simuleringene.

Det første som ble forsøkt var å redusere volumet som omslutter antennen. Dette volumet skal egentlig ligge en kvart bølgelengde fra antennen, men idéen var den at en liten reduksjon av denne avstanden ville føre til en betydelig reduksjon av det omsluttende volumet. Som det fremgår av tabell 3.1 ble det mulig å kjøre ytterligere én iterasjon på denne måten, men siden målet var å kunne oppnå over det dobbelte antall iterasjoner ble dette forsøket forkastet.

Det neste som ble forsøkt var å aggressivt redusere antallet volumenheter EMDS benytter under hver gjennomregning. Det ble gjort ved å redusere alle mesh-verdiene i simuleringsoppsett til minimum. Dette viste seg å gi

gode resultater i forhold til minneforbruk. Maksimalt antall iterasjoner som nå ble oppnådd var 20, hvilket i følge tidligere erfaringer (figur 3.2) burde være mer enn nok til å gi et resultat som lå ganske nærme målingene.

Det viste seg, som det fremgår av figur 3.4, at selv om simuleringen med 20 iterasjoner og minimum mesh lå betraktelig nærmere målingen enn den vanlige simuleringen med 7 iterasjoner er avviket fortsatt betydelig. Det er også tydelig at min. mesh simuleringen med 12 iterasjoner og med 20 iterasjoner er ganske like. Dette kan indikere at simuleringen har konverget mot et punkt, eller så skyldes avviket mellom min. mesh-simuleringen og den originale simuleringen nettopp min. mesh-innstillingen.

Etter å ha gjort endel arbeid med å forbedre resultatene fra EMDS uten å komme frem til en tilfredsstillende løsning, var samtidig det praktiske arbeidet med prototypene kommet så langt at det ble valgt å skrinlegge videre arbeid med simuleringsprogrammet.

7.2 Måleresultater

Det har gjennom arbeidet med karakterisering av antennene blitt utviklet to forskjellige typer prototyper og det har blitt utført en rekke forskjellige målinger. Nedenfor diskuteres gjennomføringen, resultatene og eventuelle feilkilder og usikkerhet ved disse målingene.

7.2.1 Måling av S_{11}

Det viste seg at på grunn av jordplanets begrensede størrelse i forhold til bølgelengden oppstod det svært sterke strømmer på jordplanet. Dette gjør det vanskelig å utføre nøyaktige målinger uten å påvirke resultatet. Ved måling av S_{11} som må gjennomføres med koaksialkabel koblet på antennen vil disse strømmene forplante seg nedover kablet (såkalte kryptstrømmer) og kan på den måten endre målingene kraftig, som vist i figur 5.2. For å få bukt med dette problemet ble det ved målingene utført på de første prototypene ved NTNU benyttet ferittblokker rundt kablet. Disse viste seg å effektivt stoppe kryptstrømmene. Ved de senere målingene hos TI ble antennene koblet til nettverksanalysator med en såkalt semirigid koaksialkabel som ble loddet rett på kretskortet. Det var ikke tilgjengelig noen passende feritter for denne kablet, men målingene her så tilsynelatende ikke ut til å bli like forstyrret som målingene utført i Trondheim uten feritter. Det er imidlertid ikke noen tvil om at målingene utført ved TI avviker noe fra de utført ved NTNU. Resonansfrekvensene ser ut til å stemme nokså godt overens, men smithplottene i figur A.8 og A.9 viser tydelig avviket i refleksjonskoeffisienten. Samtidig viser målingene fra begge steder koherens i forhold til at senterfrekvensen for antennene kan flyttes ved å justere antennelengden. Begge målingene viser også at antennene har god impedanstilpasning over den ønskede båndbredden.

Det kan her argumenteres for at målingene utført ved NTNU muligens er mer nøyaktige enn de utført ved TI på grunn av bruken av feritter. Smithplottene fra disse målingene utgjør pene buer i diagrammet noe som samsvarer med fasongen på smithplottene fra simuleringene. I tillegg er plottene fra målingene hos TI mye mer 'rotete' og bærer i så måte preg av forstyrrelser.

7.2.2 Måling av strålingsdiagram

Som for målingene av refleksjonskoeffisienten har det blitt gjennomført måling av strålingsdiagram på to stadier. Først på NTNU med de første prototypene. Senere ble det gjennomført målinger ved NEMKO Comlab på Kjeller på de siste prototypene utviklet ved TI.

Først og fremst er det tydelig at det er store avvik mellom målingene utført ved NTNU, figur 5.9 og målingene utført ved Comlab, figur 5.10 og 5.11. Dette skyldes nok hovedsaklig at det er stor forskjell på hvordan disse målingene ble utført. Ved NTNU ble det målt på første utgave av prototypene. Disse er utstyrt med SMA-kontakt midt på jordplanet og må kobles til med kabel. Ved måling av yz- og xz-planet ble denne kablet stående rett ut i $\phi = 180^\circ$. Selv om det ble benyttet feritter for å hindre kryptstrømmer langs kablet under målingene kan denne allikevel ha påvirket målingene.

Ved Comlab ble prototypene programmert med et program som sendte ut en kontinuerlig bærebølge. Dermed var det mulig å gjennomføre målingene med så få ytre påvirkninger som mulig. Det eneste unntaket var at for kortet med iifa-antennen måtte det kobles på to AAA-batterier med en kort kabel og meander-kortet måtte monteres i batterikortet SoC_BB. Det sistnevnte gjør at meanderantennen ble målt med et større jordplan enn i det opprinnelige designet. Det er verdt å merke seg at målingene på Comlab ble utført av kyndig personell noe som burde tilsi at disse målingene er utført korrekt og er svært nøyaktig.

7.2.3 Målinger på antenner med forskjellige jordplan

Det er utført målinger av S_{11} på antenner med en rekke forskjellige jordplan, både i dette arbeidet og tidligere i prosjektarbeidet. Målingene viser at jordplanets størrelse og fasong i stor grad er med på å bestemme antennens impedans. Det har vist seg å være enkelt å justere antenneimpedansen til 50Ω for samtlige jordplan kun ved å korrigere antennens lengde. Det fremgår også av målingene at jordplansegmentene som ligger ved siden av antennen ikke påvirker senterfrekvensen i noen særlig grad.

Strålingsdiagrammene av antennene med stort jordplan og jordplan ved siden av iifa-antennen viser at den totale utstrålte effekten ikke varierer mye fra det strålingsdiagrammene for iifaen med lite jordplan viser. Derimot er det tydelig at jordplangeometrien har en hel del å si for fordelingen av antennes utstråling, altså fysisk fasong på strålingsdiagrammene.

Den opprinnelige planen var å undersøke strålingsdiagrammene for en rekke forskjellige jordplan, men desverre ble det ikke tid til dette hos Comlab. Det hadde for eksempel vært interessant å gjennomføre en måling med stort jordplan, men uten jordplanbiten som ligger ved siden av antennen. Dette ville gitt et bedre bilde av hvordan jordplanet som ligger ved siden av antennen påvirker strålingsegenskapene.

7.2.4 Måling av overharmoniske frekvenser

Målingen av overharmoniske frekvenser ble heller ikke så omfattende som ønsket. Det hadde vært interessant å gjennomføre en full sjekk av både ETSI og FCC for alle antennene, men disse målingene svært tidkrevende da man må rotere antennen i alle retninger manuelt for hver frekvens for å finne det 'verste' tilfellet. I tillegg var det nødvendig å bytte forsterker og antenne for de forskjellige frekvensene. Dette i kombinasjon med at det skulle gjennomføres en rekke andre målinger den dagen som var til rådighet ved Comlab gjorde at det kun ble tid til en rask undersøkelse av iif-antennen.

Nivået på 2.-harmoniske frekvens for iif-antennen ligger langt under grenseverdien på 30 dBm. Dette kan tyde på at antennen oppfyller kravene for de øvrige frekvensene også, da nivået på disse vanligvis ligger lavere enn 2.-harmoniske.

Skal antennene implementeres i et produkt senere bør uansett en komplett undersøkelse av overharmonisk utstråling for det komplette produktet gjennomføres.

7.2.5 Måling av båndbredde

Målingen av båndbredde ble utført ved å programmere radioen til å sende ut en bærebølge som steppet gjennom frekvensområdet fra 782 MHz til 950 MHz. Ved å benytte en spektrumanalysator på mottakerantennen og funksjonen 'max hold' er det mulig å få ut plott som vist i kapittel 5.4. 'Stalagtittene' i plottene skyldes kun at målingene ikke er gjennomført lenge nok slik at ikke alle frekvenser har blitt registrert.

Målingene utført på iif-antennen har i tillegg til antennetilpasningen blitt gjennomført med to forskjellige PA-innstillinger. Det betyr at for målingen utført for 868 MHz er både antennen og PAen optimalisert for denne frekvensen og tilsvarende for 915 MHz. Meanderantennen ble programmert slik at PA-innstillingen skifter midt mellom de to frekvensene slik at uteffekten fra radioen er lik over hele spekteret. Kildekoden til programmet som ble brukt og en tabell med PA-innstillingene finnes forøvrig i vedlegg B.

Målingene ble utført med antennene liggende, altså i xy-planet. Iif-antennen var innrettet med $\theta = 0^\circ$ mot mottakeren mens meanderantennen var innrettet med $\theta = -90^\circ$ mot mottakeren.

Figur 5.15 og 5.16 viser at det er tydelig forskjell mellom de to antenne-lengdene i forhold til utstrålt effekt som funksjon av frekvens. Dette bekrefter at senterfrekvensen er avhengig av, og kan justeres med, antennens lengde. Målingene av meanderantennen er alle utført med antennekortet montert i SoC_BB. Dermed skal det ikke, i følge figur 5.7, være noen stor forskjell på figur 5.17 og 5.17 hvilket det heller ikke er. Figur 5.19 viser derimot høyere utstrålt effekt som igjen underbygger målingene av S_{11} .

7.2.6 Andre målinger

Målingene av meanderantennen med tilpasningsnettverket viser at det er mulig å forbedre tilpasningen med passive komponenter, men resultatet blir ikke fullt så mye bedre som simuleringen i ADS skulle tilsi. Det fremgår også av smith-diagrammet at kondensatoren ikke bare flytter kurven nedover i diagrammet, som antydnet i simuleringen, noe som kan tyde på at det innføres parasitteffekter. Dette kan blandt annet skyldes at monteringen av kondensatoren var noe grov. Mikrostriplinjen ble kuttet med skalpell og deretter ble kondensatoren loddet på for hånd. Strålingsdiagrammene som er gjort av antennen med kondensatoren montert viser at uteffekten har økt i de fleste plan, noe som bekrefter at tilpasningsnettverk kan være hensiktsmessig for å tune antennen.

Målingen utført med meanderantennen i et plastikkdeksel viser at dette fører til et hopp nedover i frekvens. Dette resultatet ble diskutert med ekstern veileder som mente at det stemte godt overens med deres erfaringer.

7.2.7 Måling av rekkevidde

Rekkeviddemålingene viser at antennene fungerer tilfredsstillende ut til henholdsvis drøye 1200 meter og drøye 1800 meter for iif-antenne og meanderantennen i forhold til pakketap (ved 38.4 kBaud). Målingene ble utført ved at det ble målt over stadig lenger distanse helt til pakketapet gikk mot 100%.

Det fremgår av figur 6.1 at rekkevidden til meanderantennen var over 600 meter lenger en rekkevidden til iif-antennen. Dette kan skyldes at meanderantennen var koblet direkte til SmartRF04 og dermed var utstyrt med et betydelig større jordplan enn iifaen. Tidligere arbeid, [13], har vist at dette kan påvirke antennens gain ganske mye.

Selv om det ble etterstrebet å utføre målingene med antennene i direkte siktelinje kan målingene allikevel ha blitt påvirket av omgivelsene. Høyden mellom siktelinjen og bakkenivået varierte gjennom målingene på grunn av at topografien varierte noe. Dette kan forklare de små toppene i pakketapsmålingen.

Som det fremgår av figuren var det ingen tvil om når maksimal rekkevidde var oppnådd. Det er en tydelig grense mellom hvor man enten er innenfor akseptabel radiokontakt eller ikke.

Det er også tydelig at maksimal rekkevidde blir lenger for lavere datarate som forventet. Dette betyr igjen at man kan oppnå enda større rekkevidde ved å redusere dataraten til 1.2 kBaud. Desverre var ikke testområdet lenger enn drøye 2 kilometer, så det ble ikke undersøkt.

8

Konklusjon

Denne masteroppgaven har tatt for seg arbeidet med utvikling, karakterisering og testing av kompakte PCB-antennener med elektrisk små jordplan for ISM-båndene rundt 868 MHz og 915 MHz. Det har blitt utviklet to forskjellige antenner som begge er klare til å implementeres i produkter slik de foreligger i dag.

Gjennom måling av S_{11} har antennene vist seg å ha gode egenskaper i forhold til tilpasning til 50Ω og i forhold til mulighetene for å tune antennene inn på forskjellige frekvensbånd. Det har også blitt utført målinger med en rekke forskjellige jordplan. Resultatene fra disse målingene tilsier at jordplanet er med på å påvirke antennesens impedans, men at det enkelt kan korrigeres ved å justere antennens total lengde. I tillegg er det vist at tilpasning med passive komponenter kan føre til bedre match og dermed også høyere utstrålt effekt.

Det har ikke blitt gjennomført komplett måling av overharmonisk utstråling i henhold til FCC- og ETSI-krav. Dette må gjennomføres hvis antennene skal benyttes i en eller annen form for kommersielt produkt. Denne målingen vil være avhengig av jordplan og andre ytre faktorer og bør derfor gjennomføres på komplette prototyper.

Antennene i kombinasjon med CC1110 har vist seg å ha rekkevidder på ca. 1300 meter for iif-antennen og ca. 1800 meter for meanderantennen i fri luft. Disse rekkeviddene vil være avhengig av jordplanets størrelse og utforming. I tillegg vil en kunne oppnå bedre rekkevidde ved å redusere dataraten eller ved å benytte en direktiv og/eller større mottaksantenne (der hvor det er praktisk mulig).

Målinger av antennesens strålingsdiagram og gain viser at antennene har rundtstrålende egenskaper. Det fremgår også av målingene at jordplanets fasong påvirker hvordan antennens utstråling er fordelt.

Sammenlignet med dagens løsning for disse frekvensene, [13], er både iif-antennen og meanderantennen vesentlig mindre i fysisk utstrekning. Til gjengjeld har begge antennene noe mindre gain enn [13].

8.1 Metode for implementering av antenne

Det har vist seg at det kan være svært vanskelig å utføre nøyaktige målinger på elektrisk små antenner. Enhver ytre påvirkning, inkludert det å koble på en koaksialkabel, kan ha potensiale til å endre resultatene kraftig. Det blir derfor her foreslått en metode for på en best mulig måte tilpasse antennene til et eventuelt produkt. Metoden tar utgangspunkt i at antennes egenskaper er avhengig av blant annet hvordan jordplanet de er koblet til er utformet og hva slags andre materialer de er omgitt av. Arbeidet med antennene har vist at begge antennene skal være enkle å tilpasse kun ved å justere antennes total lengde. I tillegg kan det benyttes et tilpasningsnettverk hvis det er ønskelig.

- Lag en prototype av hele produktet med radio, mikrokontroller og antennen. Prototypen bør være komplett i den forstand at alt som kan påvirke antennen er inkludert, for eksempel plastdeksel, batterier etc.
- Programmér mikrokontrolleren med et testprogram for målingen av utstrålt effekt.
- Benytt en mottakerantenne for det aktuelle frekvensområdet koblet til en spektrumsanalysator for å måle mottatt effekt.
- Trim antennelengden til maksimal utsendt effekt oppnåes.

Bibliografi

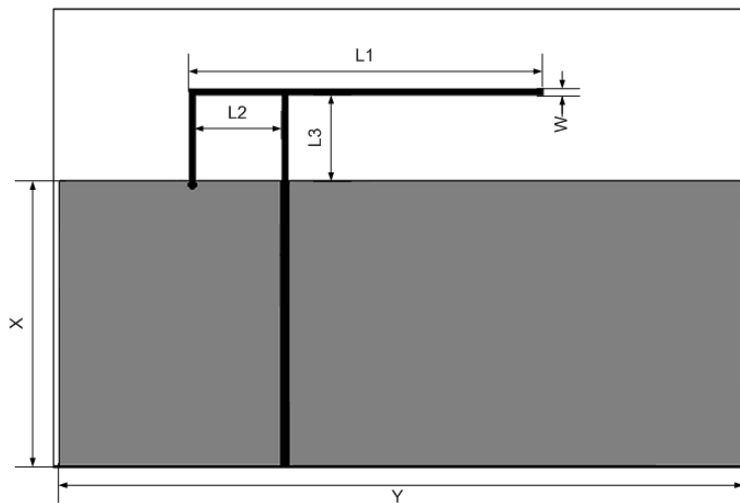
- [1] Coplanar waveguide. <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/coplanarwaveguide.cfm>.
- [2] ETSI hjemmeside. <http://www.etsi.org>.
- [3] *HFSS user manual*.
- [4] Impedance calculator for grounded coplanar waveguide. <http://www.eecircle.com/applets/015/Gcpw.html>.
- [5] ITU-R hjemmeside. <http://www.itu.int/ITU-R/index.asp?category=information&rlink=rhome&lang=en>.
- [6] SmartRF flash programmer. <http://www.ti.com/litv/zip/swrc044e>. Nedlastbart program.
- [7] SmartRF studio. <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/smartrftm-studio.html>.
- [8] CC1110-CC1111dk quick start instructions. <http://focus.ti.com/lit/ug/swru135/swru135.pdf>, 2007.
- [9] CC1110 datasheet. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/cc1110f32.pdf>, 2007.
- [10] CC1110 packet error rate application example. <http://www.ti.com/litv/zip/swrc085a>, 2008. Zip-fil med program og dokumentasjon.
- [11] Agilent. *RF Network Analysis Basics - A Computer-based Tutorial*.

- [12] Audun Andersen. Antenna measurement with network analyzer. <http://focus.ti.com/lit/an/swra096/swra096.pdf>, 2006.
- [13] Audun Andersen. Dn008 868 mhz and 915 mhz pcb antenna. <http://focus.ti.com/lit/an/swru121/swru121.pdf>, 2007.
- [14] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory, third edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [15] Frank Gross. *Smart Antennas for Communications*. McGraw-Hill, 2005.
- [16] R. Nelson. How does a smith chart work? *Test and Measurement World*, 2001.
- [17] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [18] Hans Schantz. *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*. Artech House Inc., 2005.

A

Utfyllende informasjon om antennene

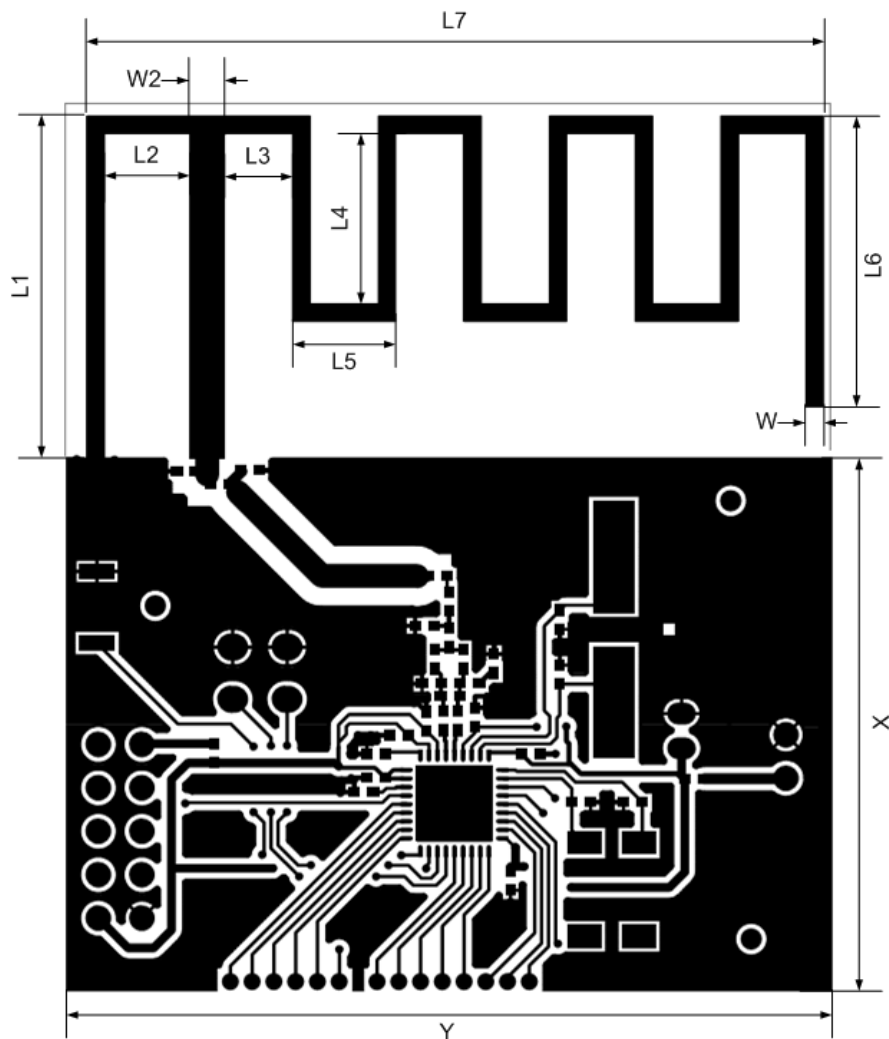
A.1 Antennedimensjoner



Figur A.1: Dimensjoner referanse-iifa.

Tabell A.1: Dimensjoner referanse-iifa.

X	60.0 mm	W	1.0 mm	L2	14.0 mm
Y	118.0 mm	L1	65.0 mm	L3	15.0 mm

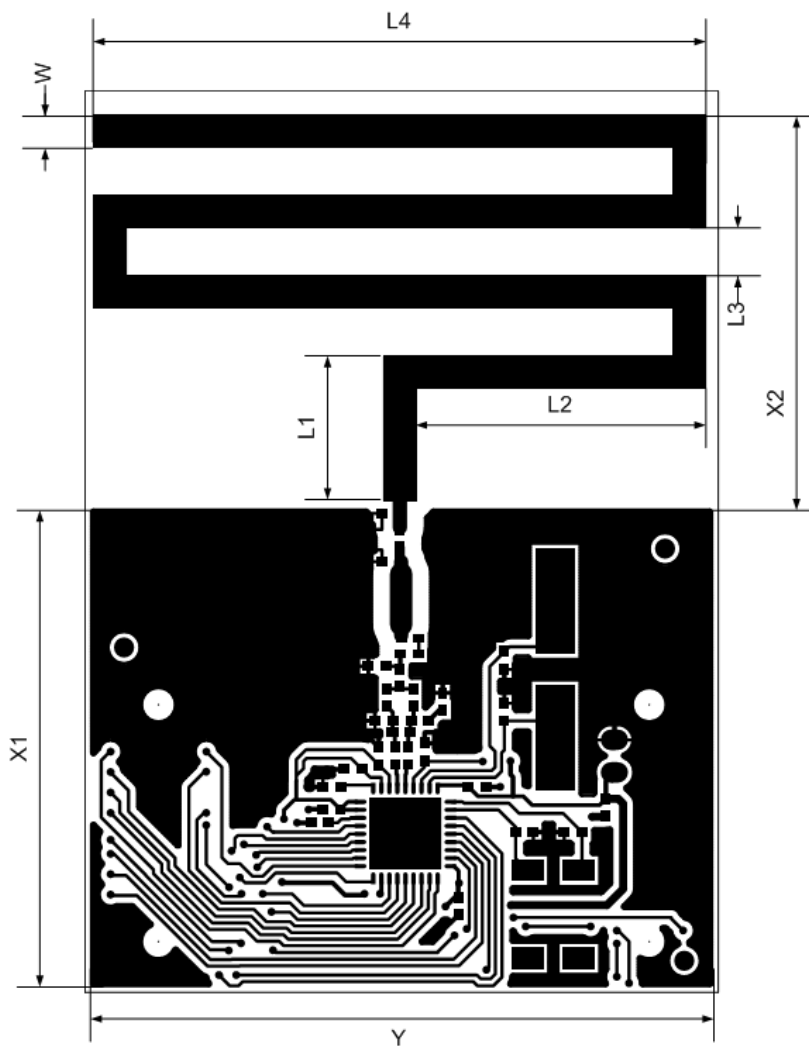


Figur A.2: Dimensjoner iifa.

Tabell A.2: Dimensjoner iifa.

Y	45.0 mm	L2	4.5 mm	L5	6.0 mm	W	1.0 mm
X	31.0 mm	L3	3.5 mm	L6	17.0 mm	W2	2.0 mm
L1	20.0 mm	L4	10.0 mm	L7	43.0 mm		

Verdiene i figur 5.5 er trukket fra L6.



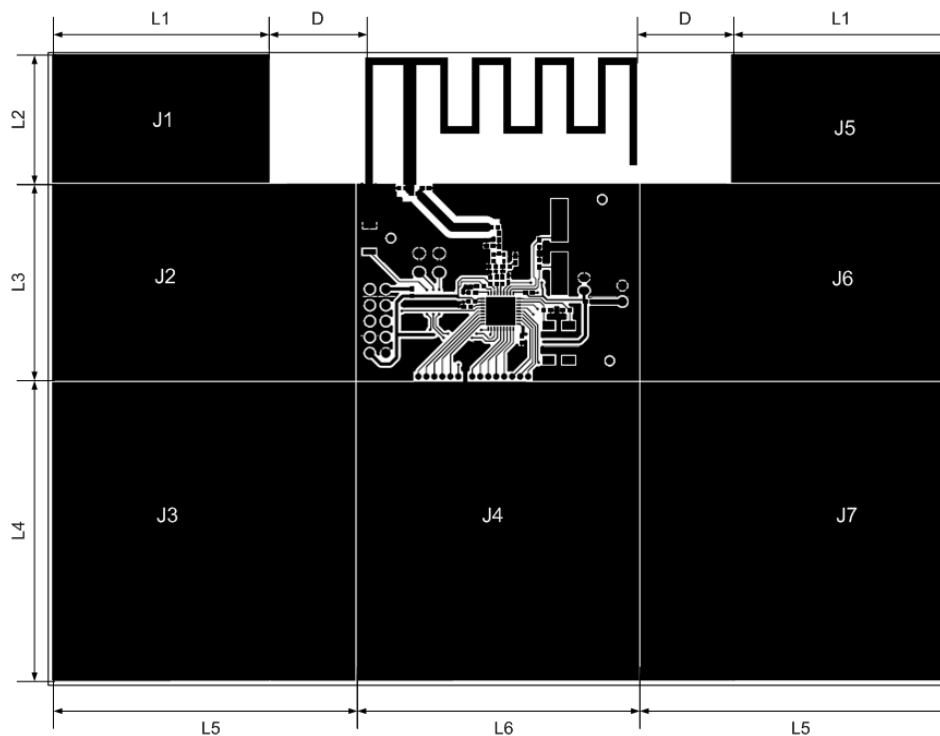
Figur A.3: Dimensjoner meanderantenne.

Tabell A.3: Dimensjoner meanderantenne.

Y	39.0 mm	L1	9.0 mm	L4	38.0 mm
X1	30.0 mm	L2	18.0 mm	W	2.0 mm
X2	24.0 mm	L3	3.0 mm		

Verdiene i figur 5.6 angir hvor mye som er trukket fra L4 for det øverste segmentet.

A.2 Dimensjoner stort jordplan iifa



Figur A.4: Dimensjoner stort jordplan.

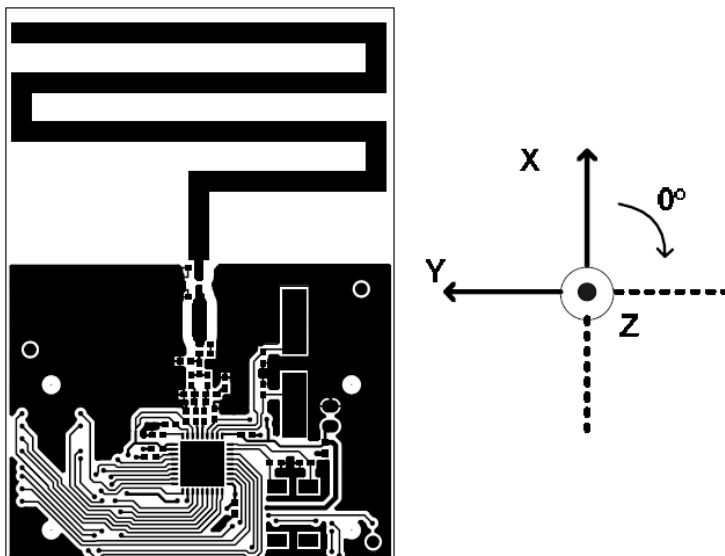
Tabell A.4: Dimensjoner stort jordplan.

D	15.0 mm	L3	31.0 mm	L6	45.0 mm
L1	35.0 mm	L4	42.0 mm		
L2	20.0 mm	L5	49.0 mm		

Tabell A.5: Forklaring jordplan.

Navn	Jordsegmenter	Merknad til kapittel 5.6
Stor	Samtlige	Blåstiplet måling: uten J1 og J5
Venstre	J1 – J4	Stiplede målinger: D økes, L1 reduseres
Høyre	J4 – J7	Stiplede målinger: D økes, L1 reduseres
Lang	J4	
Bred	J1, J2, J5, J6	

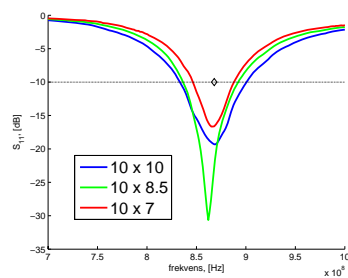
A.3 Koordinatsystem benyttet i målingene.



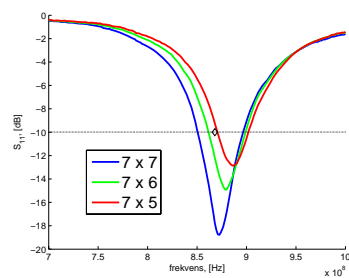
Figur A.5: Koordinatsystem for antennene

Figur A.5 viser hvordan antennene er plassert i forhold til aksene. Dette gjelder for samtlige målinger i hele arbeidet. X-aksen går i det som blir naturlig å kalle antennens høyde- eller lengderetning, mens y-aksen går i antennens bredderetning. Z-aksen står ut av papirflaten. I xy-planet er positiv rotasjonsretning for ϕ definert med klokken slik at y-aksen ligger i $\phi = -90^\circ$. θ roterer som normalt med 0° ved z-aksen og x- og y-aksen ved 90° .

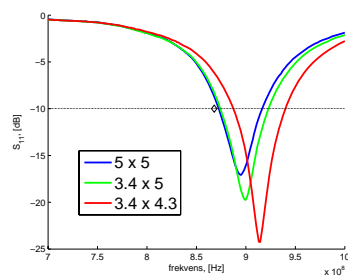
A.4 Variasjon av jordplanstørrelsen for iifa fra prosjektarbeidet



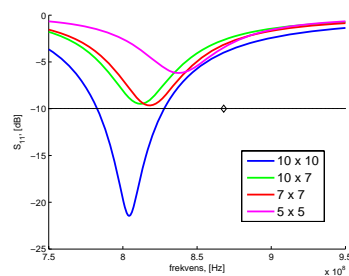
(a) Målt med bredde = 10 cm



(b) Målt med bredde = 7 cm



(c) Målt med bredde = 5 cm



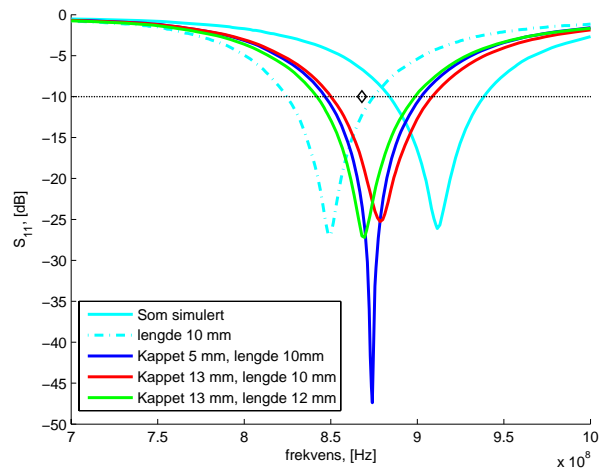
(d) Simulert

Figur A.6: Plott av forskjellig jordplangeometre for iifa. Alle mål i cm.

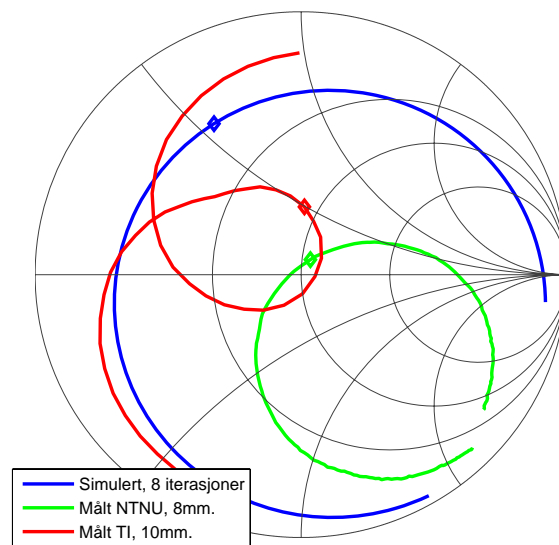
Figur A.6 viser at reduksjon av bredden på jordplanet (y -aksen) flytter resonansfrekvensen svakt oppover. Endringen av jordplanets høyde (x -aksen) gir stort sett kun endring av verdien på S_{11} .

I figur A.7 ble ytterligere jordplan på iifaen kuttet vekk. Fjerningen var kun i x -retning. 'Lengde' i forklaringen på figuren angir lengden på ytterste antennesegment for å tilpasse til 868 MHz.

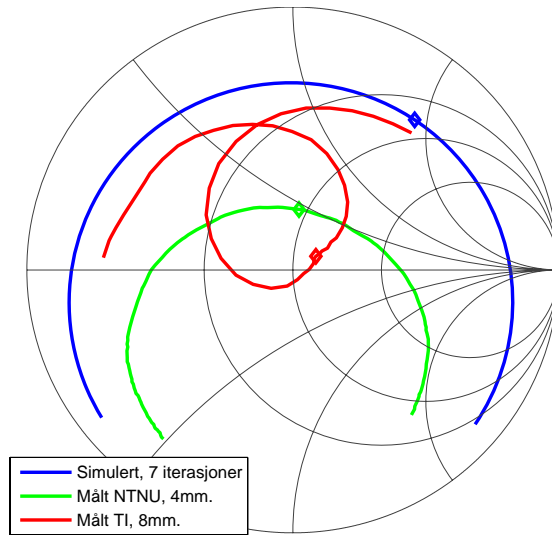
A.5 Smith-plott iifa og meander



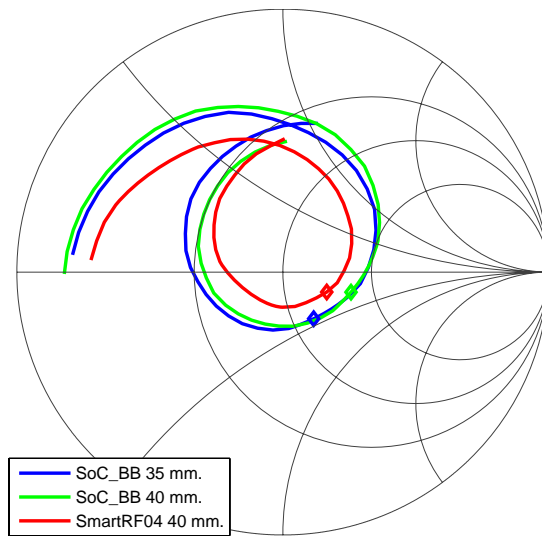
Figur A.7: Ytterligere fjerning av jordplan på iifa.



Figur A.8: Smithplott for iifa.



Figur A.9: Smithplott for meander.



Figur A.10: Smithplott for meander med SoC_BB.

B

Utfyllende informasjon om radiosystemet

B.1 Program for måling av strålingsdiagram

```
////////////////////////////////////
//Program for måling av strålingsdiagram.
//
//Programmet sender kontinuerlig carrier. Frekvens skiftes sekvensielt ved
//gjentatte trykk på knappen.
//
//Siste 'modus' sveiper gjennom hele frekvensspekteret fra 782 til 952 MHz.
////////////////////////////////////

#include "iocc1110.h"

#define CLKSPD 0x03 // 26 MHz crystal oscillator is used
#define POW8 0x8E // PA Power Setting @ 8xx MHz
#define POW9 0x8E // PA Power Setting @ 9xx MHz

#define S1 P0_1 // Push Button
#define LEDG P1_0 // Green LED
#define LEDR P1_3 // Red LED

#define BUTTON_PRESSED() (!S1)

typedef unsigned char UINT8;
typedef unsigned short UINT16;
typedef unsigned long UINT32;
typedef unsigned char BYTE;
typedef unsigned char BOOL;
```

```

#ifndef FALSE
    #define FALSE 0
#endif

#ifndef TRUE
    #define TRUE 1
#endif

/*****
 * @fn ButtonPushed
 *
 * @brief
 *     This function detects if the button is being pushed. The function
 *     implements software debounce. Return true only if previously called
 *     with button not pushed. Return true only once each time the button
 *     is pressed.
 *
 * Parameters:
 *
 * @param void
 *
 * @return BOOL
 *     TRUE: Button is being pushed
 *     FALSE: Button is not being pushed
 *****/
BOOL ButtonPushed( void ){
    UINT8 i;
    BOOL value;
    static BOOL prevValue;

    if (value = BUTTON_PRESSED()){
        for(i = 0; i < 10; i++){
            if(!BUTTON_PRESSED()){
                value = FALSE;
                break;
            }
        }
    }
    if(value){
        if (!prevValue){
            value = prevValue = TRUE;
        }
        else{

```

```

        value = FALSE;
    }
}
else{
    prevValue = FALSE;
}
return value;
}

/*****
* @fn Wait
*
* @brief
*     This function waits approximately a given number of m-seconds
*     regardless of main clock speed.
*
* Parameters:
*
* @param BYTE wait ( hence max value = 255 )
*     The number of m-seconds to wait.
*
* @return void
*****/
void Wait(BYTE wait){

    UINT32 largeWait;

    if(wait == 0)
    {return;}

    largeWait = ((UINT16) (wait << 7));
    largeWait += 59*wait;

    largeWait = (largeWait >> CLKSPD);
    while(largeWait--);

    return;
}

/*****
*     MAIN
*****/

void main(void){

```

```

CLKCON = 0x00;           // 26 MHz crystal oscillator
while(CLKCON != 0x00);

P1DIR |= 0x0F;          // Set LED output
PODIR = 0x00;          // P0 configured as input

while(1){

// SETUP THE RADIO
SYNC1      = 0xD3; //
SYNC0      = 0x91; //
PKTLEN     = 0xFF; // Packet length.
PKTCTRL1   = 0x04; // Packet automation control.
PKTCTRL0   = 0x22; // Packet automation control.
ADDR       = 0x00; // Device address.
CHANNR     = 0x00; // Channel number.
FSCTRL1    = 0x06; // Frequency synthesizer control.
FSCTRL0    = 0x00; // Frequency synthesizer control.
MDMCFG4    = 0xF5; // Modem configuration.
MDMCFG3    = 0x83; // Modem configuration.
MDMCFG2    = 0x30; // Modem configuration.
MDMCFG1    = 0x23; // Modem configuration.
MDMCFG0    = 0xFF; // Modem configuration.
MCSM2      = 0x07; // Main Radio Control State Machine Configuration
MCSM1      = 0x30; // Main Radio Control State Machine Configuration
MCSM0      = 0x18; // Main Radio Control State Machine configuration.
FOCCFG     = 0x14; // Frequency Offset Compensation Configuration.
BSCFG      = 0x6C; // Bit synchronization Configuration.
AGCCTRL2   = 0x03; // AGC control.
AGCCTRL1   = 0x40; // AGC control.
AGCCTRL0   = 0x91; // AGC control.
FREND0     = 0x11; // Front end TX configuration.
FSCAL3     = 0xE9; // Frequency synthesizer calibration.
FSCAL2     = 0x2A; // Frequency synthesizer calibration.
FSCAL1     = 0x00; // Frequency synthesizer calibration.
FSCAL0     = 0x1F; // Frequency synthesizer calibration.
TEST2      = 0x88; // Various test settings.
TEST1      = 0x31; // Various test settings.
TEST0      = 0x09; // Various test settings.
FOCCFG     = 0x14; // Frequency Offset Compensation Configuration.

while(!ButtonPushed()){
    LEDG ^= 1;
    LEDR ^= 1;
}
}

```



```

    Wait(255);
}

FREQ2 = 0x21;           //
FREQ1 = 0x62;           // 868 MHz
FREQ0 = 0x76;           //
PA_TABLE1 = POW8;       // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0 = POW8;       // PA Power Setting 0.
Wait(2);
RFIF = 0x00;            // Clear RFIF flags
RFST = 0x03;            // Strobe TX
Wait(2);

while(!ButtonPushed()){
    LEDG ^= 1;
    LEDR = 1;
    for (int i=0;i<10000;i++) // Delay
        for (int j=0;j<10;j++); // Delay
}

RFST = 0x04;            // TX IDLE
Wait(2);
FREQ2 = 0x22;           //
FREQ1 = 0xB1;           // 902 MHz
FREQ0= 0x3B;           //
PA_TABLE1 = POW9;       // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0 = POW9;       // PA Power Setting 0.
Wait(2);
RFIF = 0x00;            // Clear RFIF flags
RFST = 0x03;            // Strobe TX
Wait(2);

while(!ButtonPushed()){
    LEDG = 0;
    LEDR = 0;
    for (int i=0;i<10000;i++) // Delay
        for (int j=0;j<10;j++); // Delay
}

RFST = 0x04;            // TX IDLE
Wait(2);
FREQ2 = 0x23;           //
FREQ1 = 0x31;           // 915 MHz
FREQ0 = 0x3B;           //

```

```

PA_TABLE1  = POW9;          // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0  = POW9;          // PA Power Setting 0.
Wait(2);
RFIF = 0x00;                // Clear RFIF flags
RFST = 0x03;                // Strobe TX
Wait(2);

while(!ButtonPushed()){
    LEDG = 1;
    LEDR = 0;
    for (int i=0;i<10000;i++) // Delay
        for (int j=0;j<10;j++); // Delay
}

RFST = 0x04;                // TX IDLE
Wait(2);
FREQ2 = 0x23;               //
FREQ1 = 0xB1;               // 928 MHz
FREQ0 = 0x3B;               //
PA_TABLE1  = POW9;          // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0  = POW9;          // PA Power Setting 0.
Wait(2);
RFIF = 0x00;                // Clear RFIF flags
RFST = 0x03;                // Strobe TX
Wait(2);

while(!ButtonPushed()){
    LEDG = 0;
    LEDR = 1;
    for (int i=0;i<10000;i++) // Delay
        for (int j=0;j<10;j++); // Delay
}

RFST = 0x04;                // TX IDLE
Wait(2);

while(!ButtonPushed()){
    LEDG ^= 1;
    LEDR ^= 1;

    FREQ2  = 0x1E;          //
    FREQ1  = 0x15;          // 782.20 MHz
    FREQ0  = 0xA9;          //
    MDMCFG1 = 0x23;          // 2 bit exponent of channel spacing

```

```

MDMCFG0 = 0xFF;    // Channel spacing = 405.4565 kHz (max value)
CHANNR  = 0x00;    // Channel number = 0
PA_TABLE1  = POW8;    // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0  = POW8;    // PA Power Setting 0.
TEST0     = 0x0B; // Enable VCO selection calibration stage.

for (int i = 0; i < 0xFF; i++){ // freq = 782.20 MHz to 885.59 MHz
    Wait(2);
    RFIF = 0x00;    // Clear RFIF flags
    RFST = 0x03;    // Strobe TX
    Wait(20);
    RFST = 0x04;    // TX IDLE
    Wait(2);
    CHANNR = CHANNR + 1;    // Increase channel number by 1
}

FREQ2  = 0x21;    //
FREQ1  = 0xD8;    // 880 MHz
FREQ0  = 0x9D;    //
MDMCFG1 = 0x23;    // 2 bit exponent of channel spacing
MDMCFG0 = 0xFF;    // Channel spacing = 405.4565 kHz (max value)
CHANNR  = 0x00;    // Channel number = 0
PA_TABLE1  = POW9;    // PA Power Setting 1.
PA_TABLE0  = POW9;    // PA Power Setting 0.
TEST0     = 0x09; // Disable VCO selection calibration stage.

for (int i = 0; i < 0xB4; i++){ // freq = 880 MHz to 952.7 MHz
    Wait(2);
    RFIF = 0x00;    // Clear RFIF flags
    RFST = 0x03;    // Strobe TX
    Wait(20);
    RFST = 0x04;    // TX IDLE
    Wait(2);
    CHANNR = CHANNR + 1;    // Increase channel number by 1
}
}
LEDG = 1;
LEDR = 1;
}
}

```

B.1.1 Innstillinger for radioen

Tabell B.1: Innstilling av PA_TABLE.

	868 MHz	915 MHz
10 dBm	0xC2	0xC0
7 dBm	0xCB	0xC7
5 dBm	0x84	0x83
0 dBm	0x50	0x8E

Tabell B.2: Innstilling av FREQ0, FREQ1 og FREQ2.

	FREQ2	FREQ1	FREQ0
868 MHz	0x21	0x62	0x76
902 MHz	0x22	0xB1	0x3B
915 MHz	0x23	0x31	0x3B
928 MHz	0x23	0xB1	0x3B

Tabell B.3: I/O-pinner til trykknapp og LED.

	SmartRF04	SoC_BB	iifa
Trykknapp	P0_1	P0_1	P1_2
grønn LED	P1_0	P1_0	P1_0
rød LED	P1_3	-	P1_1

B.2 Koblinger iifa – SmartRF04 for pakkeapstest

For å kjøre pakkeapstesten må antennekortene kobles til SmartRF04-kortet slik at displayet og joysticken kan benyttes. Siden iifa-kortet ikke er utstyrt med SMD-kontakter og dermed ikke kan plugges rett i SmartRF04 må det gjøres egne tilkoblinger mellom kortenes I/O-pinner. I tillegg til debugkabelen må det gjøres koblinger mellom de ti kontaktene gitt i tabell B.4. Loddepunktene på iifa-kortet er markert fra venstre mot høyre henholdsvis P3_1–6 og deretter P4_1–8.

Tabell B.4: Kobling iifa - SmartRF04 for pakkeapstest.

	SmartRF04	iifa
Trykknapp	I/O A7	P4_2
Joystick	I/O A15	P4_6
Joystick	I/O A17	P4_7
LCD	I/O B10	P1_2*
LCD	I/O B12	P3_6

*) P1_2 er koblet til trykknappen på iifa-kortet, denne må derfor loddes av og ledningen som skal føres til SmartRF04 loddes på knappens loddepunkt.

B.3 I/O-pinner på iifa-kortet

Tabell B.5: I/O-pinner iifa.

I/O på CC1110	Loddepunkt	I/O på CC1110	Loddepunkt
P0_0	P4_1	P1_0	LED, gr.
P0_1	P4_2	P1_1	LED, rød
P0_2	P4_3	P1_2	knapp
P0_3	P4_4	P1_3	P3_5
P0_4	P4_5	P1_4	P3_4
P0_5	P4_6	P1_5	P3_3
P0_6	P4_7	P1_6	P3_2
P0_7	P4_8	P1_7	P3_1
		P2_0	P3_6



Figur B.1: Iifa koblet til SmartRF04.

C

Vedlagte Matlabfiler

En stor del av arbeidet med denne oppgaven har bestått av å gjøre forskjellige målinger og til en viss grad utføre simuleringer. Det er blitt utført målinger på en rekke forskjellige nettverksanalyser og i flere forskjellige dataprogram. For å lese data ut fra disse kildene har stort sett tekstfiler av forskjellig format blitt benyttet. Det har derfor vært nødvendig å bruke en rekke forskjellige matlab-program for å lese ut og behandle all dataen. Disse programmene er presentert i tabell C.1 på neste side.

Filene er lagt ved som digitalt vedlegg i DAIM.

Tabell C.1: Matlabfiler benyttet i arbeidet.

Fil	Forklaring
lastEMDScti	Laster inn data fra .cti-filer og returnerer S_{11} i form av kompleks verdi samt tilhørende frekvens. Programmet er skrevet av Vegard Lunde.
lastS2P	laster inn data fra .s2p-filer og returnerer S_{11} i form av vinkel og magnitude samt tilhørende frekvens.
lastCOMLAB	Laster inn data fra .dat-filer fra Comlab og returnerer utstrålt effekt for hver vinkel fra 0° til 360° (361 datapunkt).
lastANA	Laster inn data fra .ana-filer og returnerer S_{21} samt tilhørende vinkel. Programmet er skrevet av Erlend Leirset.
smithPlot	Tar inn opptil fire sett med S_{11} -data i enten .cti-format eller .s2p-format. Programmet tegner deretter de fire tilhørende smithplottene samt at det tegner opp et enkelt smithdiagram.
scDraw	Tegner et enkelt smithdiagram. Programmet er en kraftig redusert versjon av et program skrevet av Mohammad Ashfaq som tegner et komplett smithdiagram.
plot_s11	Plotter S_{11} fra .cti-filer. Filenes baner settes direkte i koden.
plot_s11_TI	Plotter S_{11} fra .s2p-filer. Filenes baner settes direkte i koden.
mmpolar	Plotter polardiagram med en rekke brukerbestemte egenskaper. mmpolar kan blandt annet plote negative verdier. Programmet er skrevet av D.C. Hanselman ved University of Maine.