

# Design av PCB antenne for 433 MHz

**Vegard Lunde**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juli 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 433 MHz med hensyn til slike ønskemål som gitt ovenfor. Antennen skal utvikles for anvendelse i en trådløs røykvarsler som opererer i ETSI-båndet 433,05 - 434,79 MHz. Oppgaven begrenses til antenner med ubalansert 50 Ohm mating (engelsk: single ended feed).

Gjennomføring av oppgaven:

Ta utgangspunkt i en konkret røykvarsler med gitte dimensjoner og gi en kortfattet oversikt over aktuelle antennetyper. Angi typiske egenskaper av interesse for oppgaven.

Utfør numeriske simuleringer på en eller flere antenneløsninger og forsøk å kartlegge hvordan slike forhold som kretskortets og jordplanets størrelser, antennens plassering i røykvarsleren, røykvarslereens montering og eventuelle tilpasningskomponenter påvirker resonansfrekvens, båndbredde, strålingsdiagram og direktivitet i ønskede stråleretninger. Der simuleringen krever en modellering av røykvarslereens utforming, skal en begrense seg til svært forenklede modeller. Bygg noen få prototyper i samråd med ekstern veileder.

Utfør målinger og sammenlign med simuleringresultater.

Oppgaven gitt: 03. mars 2008

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET



## Forord

Denne oppgaven ble utført som siste del av mastergraden i elektronikk ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, NTNU. Oppgaven er en fortsettelse av prosjektoppgaven min og oppgaveteksten ble utformet i samarbeid med Texas Instruments Norway. Den opprinnelige ideen var å lage ei antenne med radiobrikke, designet for en spesifikk applikasjon. Jeg kontaktet ICAS AS og fikk tilsendt to røykvarslere jeg kunne designe antenne for. Jeg laget ei antenne og målte på denne. Det viste seg at målingene hadde et enormt avvik fra simulerte verdier og veldig dårlig impedanstilpassning. Dette gjorde at jeg ikke så det mulig å lage ei god antenne med radio, og rettet derfor oppgaven inn mot å forklare hvorfor målingene ble så gale og hvordan man kan unngå slike problemer.

Jeg vil takke alle som har bidratt til oppgaven, og spesielt til min veileder ved NTNU, Jon Anders Aas og avdelingsingeniør ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, Terje Mathiesen, for konstruksjon av antenneprototyper.

Langesund, 28. juli 2008

Vegard Lunde



## Sammendrag

I denne oppgaven studerte man design av integrert antenne for 433 MHz. Det ble valgt å designe en invertert-F-antenne for bruk i røykvarsler produsert av ICAS AS.

Invertert-F-antenne har den fordel over monopolen at den tar mindre plass, og den er lettere å tilpasse til 50  $\Omega$  enn invertert-L-antenne. Man konsentrerte seg om fire hovedparametere ved tilpassinga av antenna; dimensjonene  $h$ ,  $d$ ,  $w$ ,  $l$ . Man fant at høyden mellom jordplanet og antenneelementet,  $h$ , er en vanskelig parameter å bruke til tilpassning og bør bestemmes først. En økning i bredden på antenneelementet,  $w$ , gir bedring i refleksjonstap og båndbredde, opp til en gitt bredde, før det stabiliserte seg og  $w$  bare endret på resonansfrekvensen. De to viktigste tilpassningsparametrene var lengden på antenneelementet,  $l$ , og avstanden mellom jord- og matebeinet  $d$ . Begge hadde innvirkning på resonansfrekvens og impedans, men  $d$  hadde størst betydning for endring av reaktans, mens  $l$  var mest utslagsgivende for resonansfrekvensen.  $d$  ble derfor brukt til å tilpasse reaktansen og  $l$  til å justere resonansfrekvensen. Siden begge parametrene virket inn på både resonansfrekvens og impedans, måtte man kompensere med den ene dimensjonen ved endring av den andre dimensjonen.

Størrelsen på jordplanet er en veldig kritisk faktor ved utvikling av integrerte antenner. Da størrelsen på jordplanet minket, ble antenna mer kapazitiv. En fant at bredden på jordplanet, det vil si lengden på jordplanet som lå parallelt med antenna, var mer kritisk enn høyden. Det viste seg å være en øvre grense i jordplanstørrelsen der impedansen sluttet å endre seg.

Hovedproblemet med det lille jordplanet i antennedesignet, var at den høye kapasitansen som oppstod måtte utliknes ved hjelp av en tilsvarende sterk induktans på antenna. Hvis man vurderer vanlig filterteori ser man at store reaktansverdier gir lavere båndbredde.

Den største utfordringen i dette arbeidet var å måle på antennene fordi røykvarsleren som antenna ble konstruert for, hadde et elektrisk lite jordplan. For at en monopolantenne skal fungere optimalt må den reflekteres i et uendelig stort jordplan, slik at det ser ut som en dipol i fjernfeltet. Siden jordplanet var lite, ble antenna usymmetrisk og man fikk sterke strømmer i jordplanet. Da ANA ble koblet til for å måle på antenna, fant disse strømmene veien inn i jordkappa på coax-kabelen. Problemet som da oppstod var at antenna så et mye større jordplan, bestående av antennes jordplan, coax-kabelen og ANA.

For å blokkere strømmen i jordkappa, og dermed isolere jordplanet for seg selv, prøvde man å koble både feritter og bazookabalun på coax-kabelen. Ferittene viste seg å ha svært liten innvirkning. Ved å legga hånda på coax-kabelen ville man gi utslag på  $s_{11}$ -målinger hvis det gikk strøm i jordkappa. Det ble store utslag ved

målinger med og uten feritter, mens ved bruk av balun var det nært ingen utslag. Målingene med balun ga et akseptabelt avvik fra simuleringene.

Bruk av feritter er bare å anbefale på elektrisk store antenner. Da gir kabelen refleksjoner og spreedeffekter som kan hindres ved å koble flere feritter langs kabelen. På antenner med små jordplan er det ikke like enkelt. Da får man en strøm på jordkappa som resultat av lite jordplan. Denne strømmen kan reflekteres ved hjelp av feritter, men det ble funnet at de også vil absorbere en del av energien. Anbefalingen falt derfor på bazookabalun. Balunen vil reflektere all strømmen i jordkappa uten å absorbere. Dimensjonene på balunen er ikke viktig, bortsett fra lengden på røret, som bestemmer senterfrekvensen.

Båndbredden til det endelige utkastet ble målt til 6 MHz i fem forskjellige tilstander. Resonansfrekvensen endret seg fra 429 MHz på betong til 433 MHz på treverk. Festet på betong var båndet til røykvarsleren utenfor ETSI-båndet, 433,05 MHz - 434,79 MHz. En økning i resonansfrekvensen med 3 MHz hadde plassert antenna rundt ETSI-båndet for alle tilstander antenna ble målt i.

Balunen hadde en båndbredde som lå under resonansfrekvensen til antenna alene, men dekket resonansfrekvens for antenne montert i røykvarsler. Det ble derfor ikke gjort målinger ved resonansfrekvens på antenna, men ved 435 MHz, som lå i balunens bånd. De simulerte strålingsdiagrammene for 433 MHz og antennes simulerte resonansfrekvens, 473 MHz, var svært like så man antok at målinger på 435 MHz ville gi en bedre tilnærming til antennes strålingsdiagram ved resonansfrekvens enn målinger gjort ved resonansfrekvensen uten balun.

Den målte strålingen likner lite på simuleringene, men det har i den store sammenhengen lite å si for den endelige løsningen. Strålingen viste seg å være svært avhengig av hva som befant seg innenfor nærfeltet til antenna. Røykvarslerens utforming, samt vegger og tak røykvarsleren festes til, er derfor avgjørende faktorer for røykvarslerens endelige strålingsdiagram.

For å være sikker på at båndbredden er god nok, og at rekkevidde og direktivitet er akseptabel, må røykvarsleren ferdigstilles med radiobrikke og måles alene.



# Innhold

<b>1</b>	<b>Teori og simulering</b>	<b>1</b>
1.1	Antenner . . . . .	1
1.2	Invertert-F-antenne . . . . .	3
1.2.1	Endring i parameter $l$ . . . . .	4
1.2.2	Endring i parameter $d$ . . . . .	7
1.2.3	Endring i parameter $h$ . . . . .	10
1.2.4	Endring i parameter $w$ . . . . .	13
1.2.5	Endring i størrelse på jordplan . . . . .	16
1.2.6	Konklusjon dimensjonsendring . . . . .	18
1.3	Balun . . . . .	19
1.4	Simulering med EMDS . . . . .	20
<b>2</b>	<b>Design</b>	<b>23</b>
2.1	Røykvarsler fra ICAS . . . . .	23
2.1.1	Q-faktor . . . . .	25
2.2	Bazookabalun . . . . .	26
<b>3</b>	<b>Instrumentering</b>	<b>27</b>
3.1	Feilkilder ved måling . . . . .	27
3.2	Balun versus feritter . . . . .	28
3.3	Bruk av balun . . . . .	31
3.4	Praktisk måling . . . . .	32
<b>4</b>	<b>Implementering</b>	<b>35</b>
4.1	Antennetilpassing . . . . .	36
4.2	Båndbreddebehov . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Resultater</b>	<b>40</b>
5.1	Videre arbeid . . . . .	45
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>46</b>

<b>A Simulering</b>	<b>50</b>
A.1 Parametere . . . . .	50
A.2 3D-strålingsdiagram og strømfordeling . . . . .	51
<b>B Balun og feritt</b>	<b>55</b>
<b>C Bilder av måleoppsett</b>	<b>56</b>

## Figurer

1	PCB antenner . . . . .	1
2	Invertert-F-antenne . . . . .	2
3	IFA; (a) ute-av-fase-modus, (b) i-fase-modus . . . . .	2
4	Enkel IFA . . . . .	3
5	Enkel IFA med lite jordplan . . . . .	3
6	Endring i parameter $l$ på IFA. . . . .	4
7	Endring i parameter $l$ på IFA med lite jordplan. . . . .	5
8	Endring i parameter $l$ på IFA, Smith-diagram. . . . .	6
9	Endring i parameter $l$ på IFA med lite jordplan, Smith-diagram. . . . .	6
10	Endring i parameter $d$ på IFA. . . . .	7
11	Endring i parameter $d$ på IFA med lite jordplan. . . . .	8
12	Endring i parameter $d$ på IFA, Smith-diagram. . . . .	9
13	Endring i parameter $d$ på IFA med lite jordplan, Smith-diagram. . . . .	9
14	Endring i parameter $h$ på IFA. . . . .	10
15	Endring i parameter $h$ på IFA med lite jordplan. . . . .	11
16	Endring i parameter $h$ på IFA, Smith-diagram. . . . .	12
17	Endring i parameter $h$ på IFA med lite jordplan, Smith-diagram. . . . .	12
18	Endring i parameter $w$ på IFA. . . . .	13
19	Endring i parameter $w$ på IFA med lite jordplan. . . . .	14
20	Endring i parameter $w$ på IFA, Smith-diagram. . . . .	15
21	Endring i parameter $w$ på IFA med lite jordplan, Smith-diagram. . . . .	15
22	Endring i jordplanets bredde. . . . .	16
23	Endring i jordplanets bredde, Smith-diagram. . . . .	17
24	Endring i jordplanets høyde. . . . .	17
25	Endring i jordplanets høyde, Smith-diagram. . . . .	18
26	Eksperimentering med mating . . . . .	22
27	Røkvarsler fra ICAS . . . . .	23
28	Layout for antennekortet . . . . .	24
29	Tverrsnitt av bazookabalun . . . . .	26
30	Måleresultater avhenger av antenne plassering . . . . .	27

31	Simulert versus målt med feritt . . . . .	29
32	Test av feritt . . . . .	30
33	Test av balun mot feritter . . . . .	32
34	Skisse av antennehall . . . . .	34
35	Layout for antenne til båndbreddetest og tilpassing . . . . .	35
36	Lengdetilpassing i fri luft . . . . .	36
37	Endelig antenneforslag . . . . .	37
38	De tre tilfellene med brakett . . . . .	38
39	Resultat enkel båndbreddetest . . . . .	38
40	Simulert strålingsdiagram, xy-planet . . . . .	41
41	Simulert strålingsdiagram, xz-planet . . . . .	41
42	Simulert strålingsdiagram, yz-planet . . . . .	41
43	Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, xy-planet	42
44	Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, xz-planet	42
45	Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, yz-planet	43
46	Målt strålingsdiagram for røykvarsler montert på treplate, xy-planet	44
47	Målt strålingsdiagram for røykvarsler montert på treplate, xz-planet	44
48	Målt strålingsdiagram for røykvarsler montert på treplate, yz-planet	45
49	3D-strålingsdiagram, $E_\phi$ , 473 MHz . . . . .	51
50	3D-strålingsdiagram, $E_\theta$ , 473 MHz . . . . .	52
51	3D-strålingsdiagram, 473 MHz . . . . .	53
52	Strømfeltfordeling, 473 MHz . . . . .	54
53	Måling: Røykvarsler på betong . . . . .	56
54	Måling: Røykvarsler i lufta . . . . .	57
55	Måling: Røykvarsler på bord; treverk . . . . .	57
56	Strålingsdiagram: Festet på treplate . . . . .	58
57	Strålingsdiagram: Fri . . . . .	58

## Tabeller

1	Stigningstall for frekvensendringer . . . . .	19
2	Dimensjoner på balun . . . . .	26
3	Test av feritter og balun. . . . .	31
4	Måleresultater båndbredde . . . . .	39
5	Endelig antenne . . . . .	40
6	Simulerte strålingsparametere for det endelige antennedesignet . .	40
7	Parametere for simulering . . . . .	50
8	Balun vs feritter . . . . .	55



# Innledning

Det er et stadig krav til økt ytelse og redusert størrelse og kostnad på dagens elektronikk. Spesielt innen forbrukerelektronikk er trenden at produkter skal koste lite, være bærbare og kommunisere trådløst med omverdenen. I tillegg skal produktene være pene å se på. For å få til dette må mer plassbesparende, energi- og kostnadseffektive løsninger utvikles. Ser man på antennefronten er integrasjon av antenna på selve kretskortet en kostnadseffektiv og estetisk god løsning. Derfor er en integrerte antenneløsninger som er printet rett på kretskort et interessant tema.

Denne masteroppgaven var en fortsettelse av prosjektoppgave gitt av Texas Instruments Norway høsten 2007. Oppgaven gikk på å studere PCB-antenner for 433 MHz, begrenset til antenner med ubalansert  $50 \Omega$  mating. Studiet gikk ut på å simulere forskjellige antennedesign og se på sammenhengen mellom størrelse, ytelse og hvordan jordplanets dimensjoner virker inn på antenna. Videre skulle det undersøkes hvordan antenner kan tilpasses til ulike frekvenser ved å endre dimensjoner på antenna. Til slutt skulle enkelte design realiseres og måles på, for sammenlikning med simulerte resultat.

Man ønsket å rette oppgava mot en spesifikk applikasjon for å gjøre oppgava mer interessant. I tillegg så man at dimensjonene på antenna og tilhørende jordplan ble så store at det var vanskelig å lage en generell antenne for bruk i ulike applikasjoner. Først designet man en integret-F-antenne og endret på alle dimensjoner på antenna for å se hvilken innvirkning de forskjellige parametrene hadde på antenneegenskapene. Deretter modifiserte man designet slik at antenna skulle passe nedi en røykvarsler. Man forsøkte aldri å optimalisere antennedesignet, da det viste seg at antenna var umulig å måle på uten hjelp av balun. Fokuset på oppgava ble derfor vinklet mer mot måling på antenner med elektrisk små jordplan, enn mot optimalisering av antennedesignet.

Programvaren som ble brukt for å realisere prosjektoppgaven var Agilent Electromagnetic Design System (EMDS) 2006C for simuleringer og Momentum i Agilent Advanced Design System 2006 Update 2 (ADS) for kretskortutlegg. ADS har et innebygget verktøy for kalkuleringer på transmisjonslinjer kalt LineCalc, som ble brukt til tilpassing av matelinjer til  $50\Omega$ . All prosessering av måledata og simuleringer ble gjort i MATLAB.



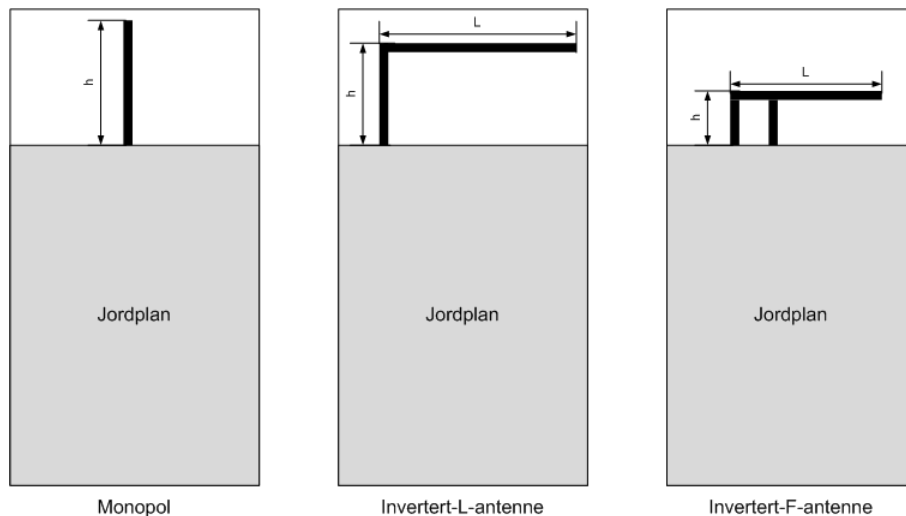


# 1 Teori og simulering

Det blir i denne rapporten ikke lagt vekt på generell antenne- og RF- transmisjons-teori. Kapittelet vil ta for seg baluner, simulering med EMDS samt teori og funksjonaliteten for antennestrukturen benyttet i dette arbeidet som er invertert-F-antenne. For generell antenne-teori og teori om transmisjonslinjer henvises det til [4] og [10].

## 1.1 Antenner

Det finnes mange antenneløsninger, men her vil bare ubalanserte antenner bli diskutert. Antennene er illustrert i figur 1. Det tas utgangspunkt i en vanlig monopolantenne. Denne vil se ut som dipolantenne i fjernfeltet, fordi monopolen reflekteres i jordplanet. Størrelse og form på jordplanet er derfor avgjørende faktorer på antennas impedans og stråling. Fordelen ved at monopolen utnytter refleksjon av seg selv er at den trenger bare å være  $\frac{\lambda}{4}$  lang mens dipolen må være  $\frac{\lambda}{2}$  lang.

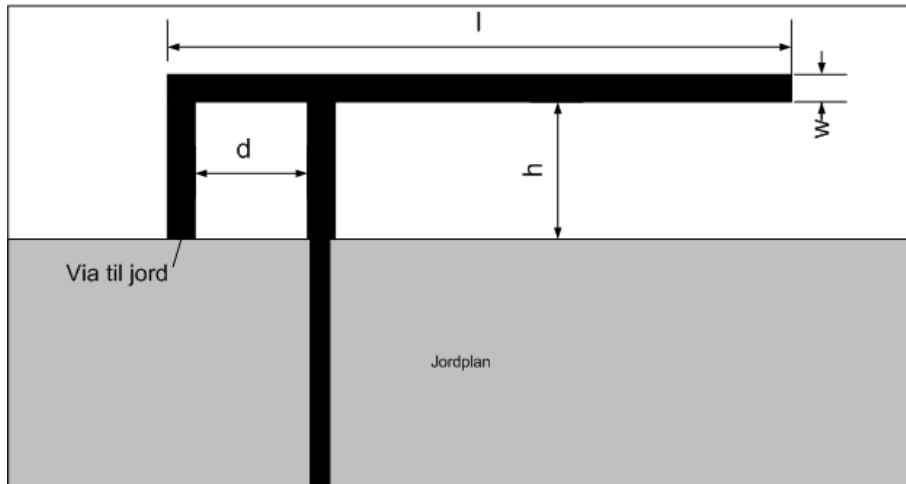


**Figur 1:** PCB antenner

For å redusere størrelsen på antenna ytterligere kan man bøye monopolen. Denne løsningen kalles for invertert-L-antenne (ILA)[3]. Det er vanskelig å tilpasse impedansen på en ILA fordi det vertikale elementet øker reaktansen i form av kapasitans, og strålingsmotstanden avtar i forhold til monopolen. Dette skjer fordi refleksjonen av det horisontale elementet, ideelt sett, vil kansellere strømmen i det horisontale elementet og dermed ikke bidra til stråling. Dermed vil bare det vertikale elementet stråle. For å kompensere for reaktansen og den tapte strå-

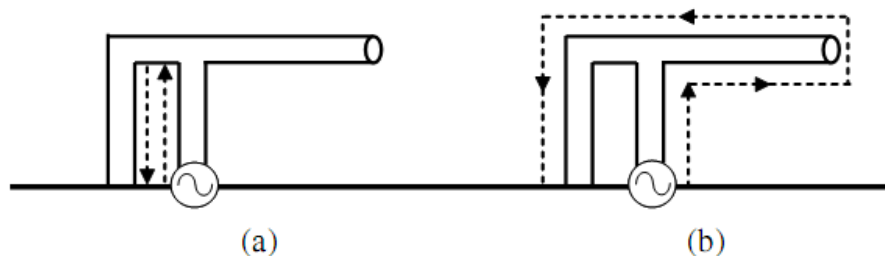
lingsmotstanden kan man kortslutte antenna mot jordplanet. Da kalles antenna for invertert-F-antenne (IFA).

IFA[3] er en ubalansert antenne formet som en f. Antenna blir matet i det innerste beinet og jordet med via i det ytterste beinet. I figur 2 er de viktigste parametrene vist.



**Figur 2:** Invertert-F-antenne

Virkemåten til en IFA er illustrert i figur 3. I tegning (a) ser man på strømmen som går i mategreinen og direkte til jordgreinen. Siden de ligger så nær hverandre kan strømmen på de to greinene sammenliknes med strømmen på to parallelle ledere kortslutta mot jord. Strømmen vil med andre ord være ute av fase og skape en induktivitet på inngangen av antenna; gitt at transmisjonsveien er mindre enn  $\frac{\lambda}{4}$ . Det vil si at  $2h + d < \frac{\lambda}{4}$ . Denne induktiviteten blir brukt til å motvirke konduktansen som den vertikale greinen skaper. Tegning (b) illustrerer strømmen som går ut på det vertikale greinen, reflekteres og transmitteres tilbake ned i kortslutninga. I dette tilfellet vil strømmen i mate- og jordgreinen være i fase. Denne funksjonen bidrar til økt strålingseffektivitet.

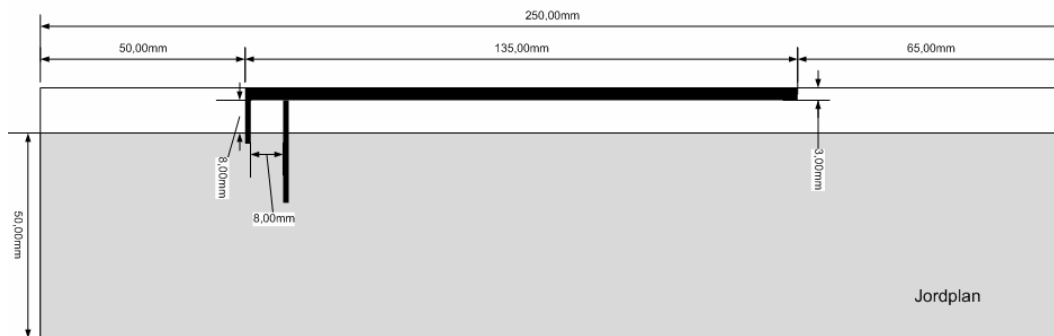


**Figur 3:** IFA; (a) ute-av-fase-modus, (b) i-fase-modus

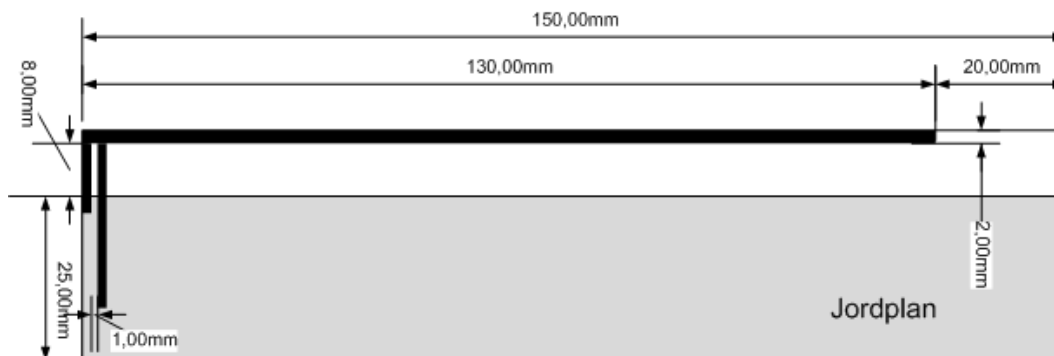
## 1.2 Invertert-F-antenne

For å få en forståelse av hvordan en IFA fungerer kjørte man en rekke simuleringer med endring i hver av parametrene, gitt i figur 2, isolert hver for seg. Som utgangspunkt for dimensjonsanalysen ble det designet to antenner nær ønsket resonansfrekvens. Dimensjonene til disse antennene er gitt i figur 4 og 5. Forskjellen på disse to antennene ble bestemt av størrelsen på jordplanet. Simuleringene ble utført med simuleringsparametrene gitt i tabell 7 i vedlegget.

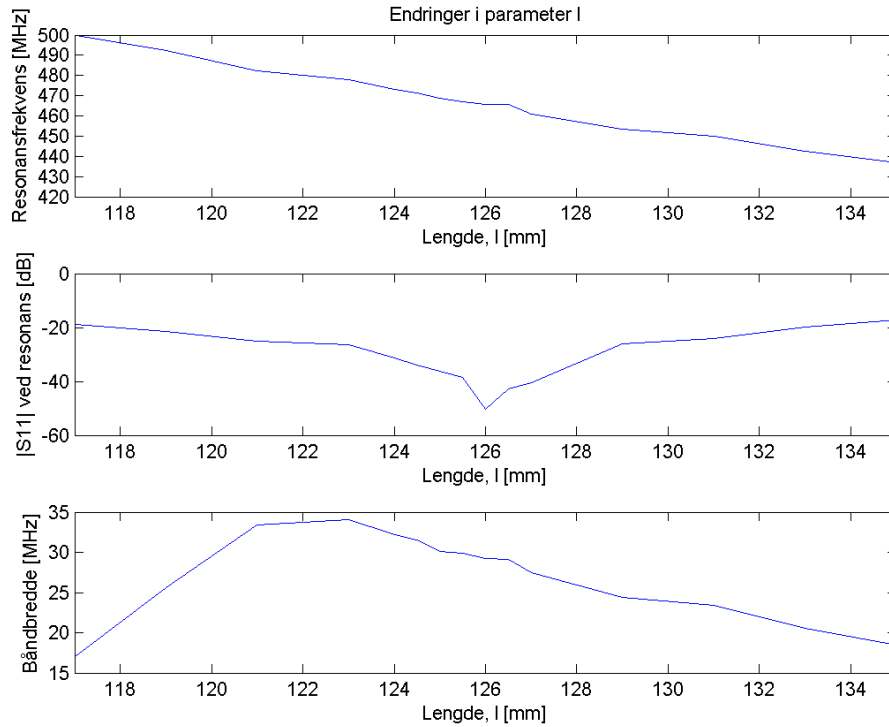
For hver parameter ble det laget grafer for endring i resonansfrekvens, båndbredde og minimum refleksjonstap; som funksjon av størrelsen på parameteren. Dette ble gjort for antenne med både stort og lite jordplan. I tillegg ble det laget Smith-diagram med utvalgte simuleringer for å vise trenden til dimensjonsendringene.



Figur 4: Enkel IFA



Figur 5: Enkel IFA med lite jordplan

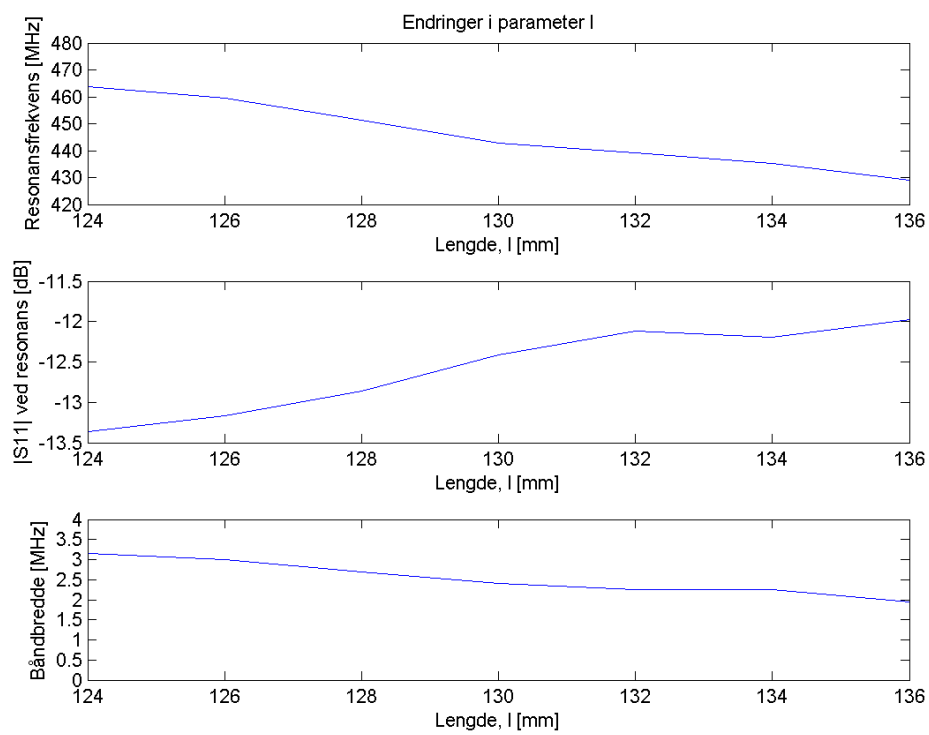
1.2.1 Endring i parameter  $l$ 

**Figur 6:** Endring i parameter  $l$  på IFA.

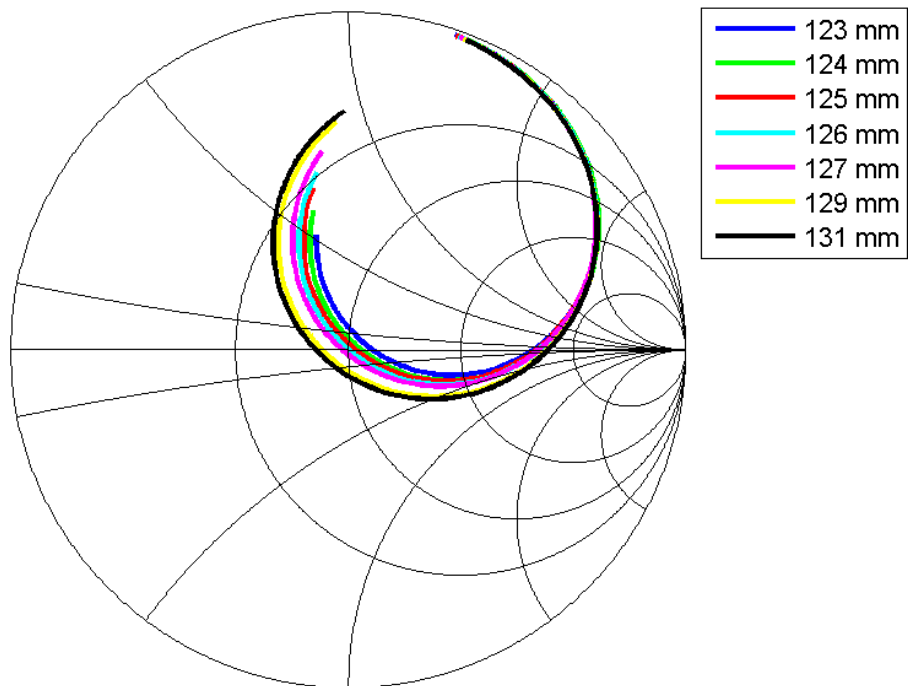
Fra teori om monopolantenner vet man at monopolen er resonant på kvartbølge lenger. Man antok derfor at lengden på antenneelementet,  $l$ , var den viktigste parameteren for bestemmelse av resonansfrekvensen og at resonansen endres lineært med hensyn på lengden av antenna. En ser i figur 6 at resonansfrekvensen endrer seg forholdsvis lineært.

Refleksjonstap og båndbredde bedres ved kortere antenner. Smith-diagrammet, figur 8, viser at dette skyldes at antenna ligger i det kapasitive planet ved resonansfrekvens. Når antenna blir kortere vil den resonante delen av antenna bevege seg oppover i Smith-diagrammet.

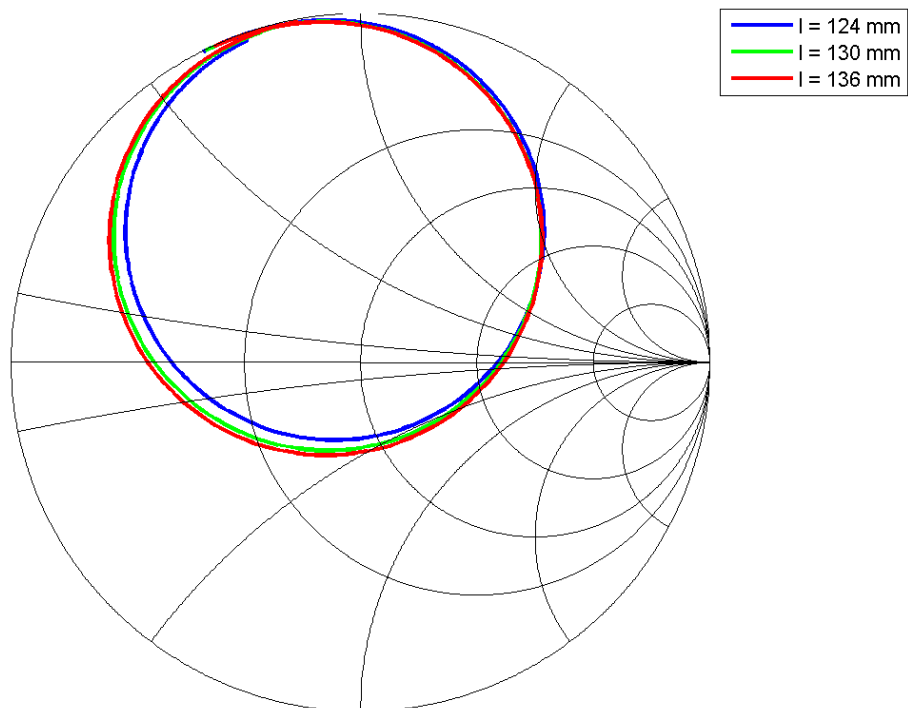
Sammenliknes resultatene for antennene med stort og lite jordplan ser man at tendensen er den samme. Ved lite jordplan ble  $s_{11}$ -sirklene mye større enn ved stort jordplan. Siden frekvensområdet er like for de to antennene betyr det at antenne med lite jordplan har større sirkler å fordele frekvensområdet på og dermed har lavere båndbredde. Man ser at dette stemmer med grafene for båndbredde.



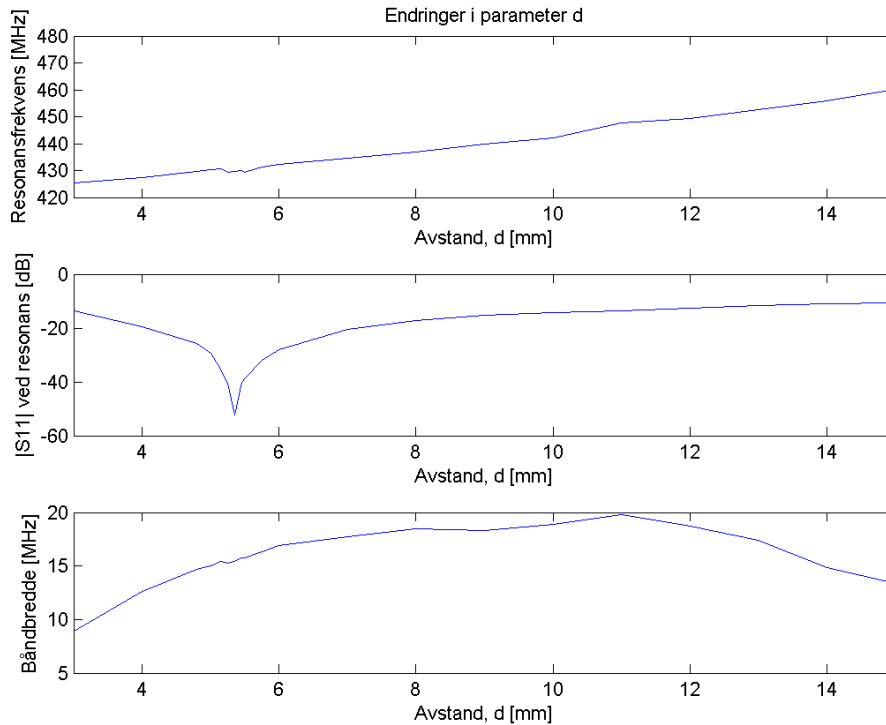
**Figur 7:** Endring i parameter  $l$  på IFA med lite jordplan.



**Figur 8:** Endring i parameter  $l$  på IFA, Smith-diagram.



**Figur 9:** Endring i parameter  $l$  på IFA med lite jordplan, Smith-diagram.

1.2.2 Endring i parameter  $d$ 

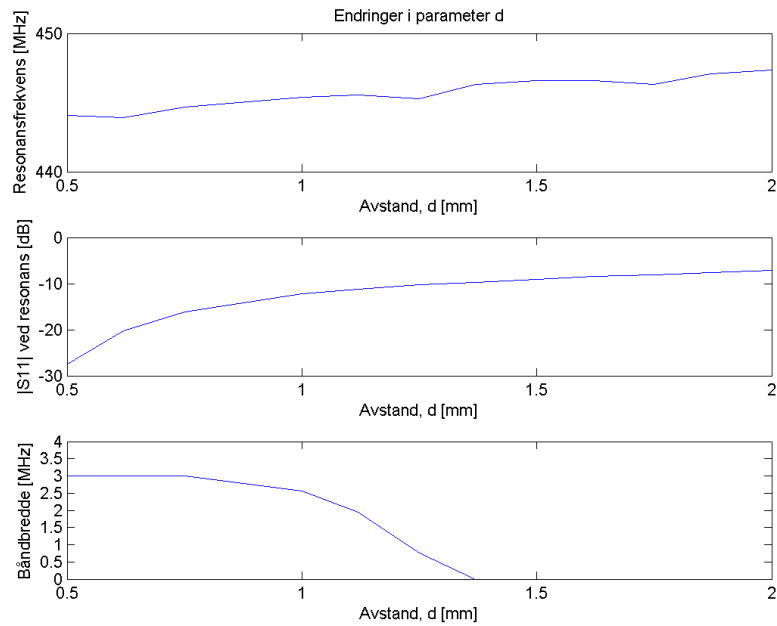
**Figur 10:** Endring i parameter  $d$  på IFA.

Avstanden,  $d$ , er avstanden mellom jordings- og matebeinet. Det ble sagt i kapittel 1.1 at kortslutningen innfører en induktiv kobling på inngangen av antenne. Dette stemmer med simuleringresultatene; sees i Smith-diagrammene, figur 12 og 13 ved at antenne blir mer induktiv når  $d$  reduseres. Når  $d$  synker øker antennes reaktans ved resonansfrekvens. Figur 10 viser at resonansfrekvensen øker i takt med  $d$ , forholdsvis lineært. Det må bety at resonansfrekvensen ikke bare bestemmes av lengden på det horisontale antenneelementet alene men kan uttrykkes som likning 1 eller 2, der  $A$  er en ukjent faktor som i hensyn til alle andre variabler ved antenne.

$$f_c = A \frac{2l - d}{c} \quad (1)$$

$$f_c = A \frac{l - d}{c} \quad (2)$$

Studerer man forskjellene mellom stort og lite jordplan, figur 10 og 11, ser man at ved lite jordplan blir avstanden,  $d$ , mye kortere. Kortere avstand betyr større

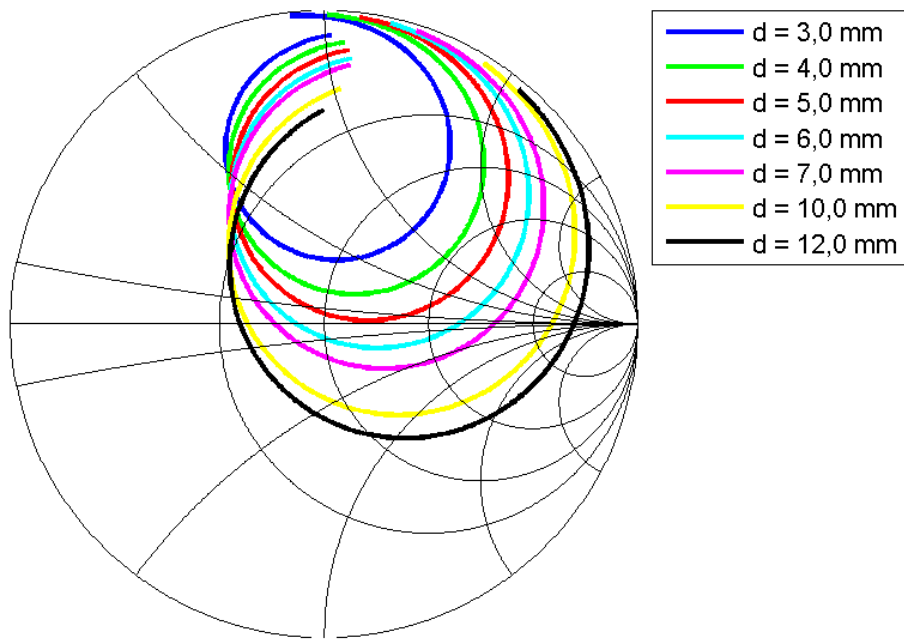


**Figur 11:** Endring i parameter  $d$  på IFA med lite jordplan.

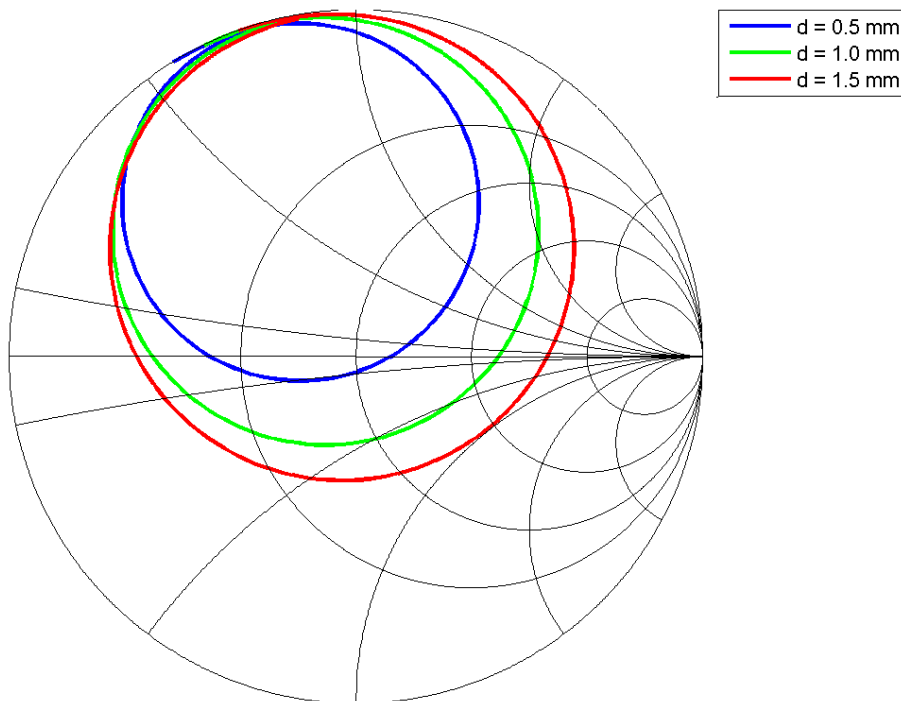
induktans forårsaket av kortslutningen. Det vil si at for små jordplan vil reaktansverdiene antenne tilpasses bli større.

At den induktive koblingen må være mye sterkere for små jordplan betyr at små jordplan vil gi en stor kapasitans på inngangen av antenne. Sammen med observasjonene av lavere båndbredde for antenne med lite jordplan, konkluderes det med at antenne kan forklares som et båndpassfilter hvor større reaktansverdier gir et smalere passbånd; altså lavere båndbredde på antenne.

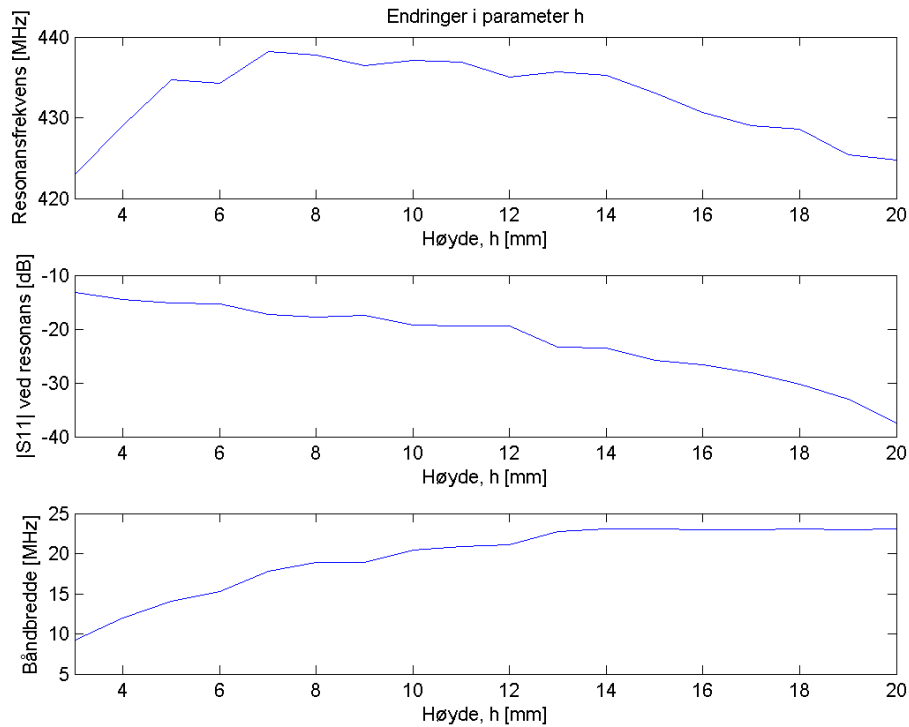




**Figur 12:** Endring i parameter  $d$  på IFA, Smith-diagram.



**Figur 13:** Endring i parameter  $d$  på IFA med lite jordplan, Smith-diagram.

1.2.3 Endring i parameter  $h$ 

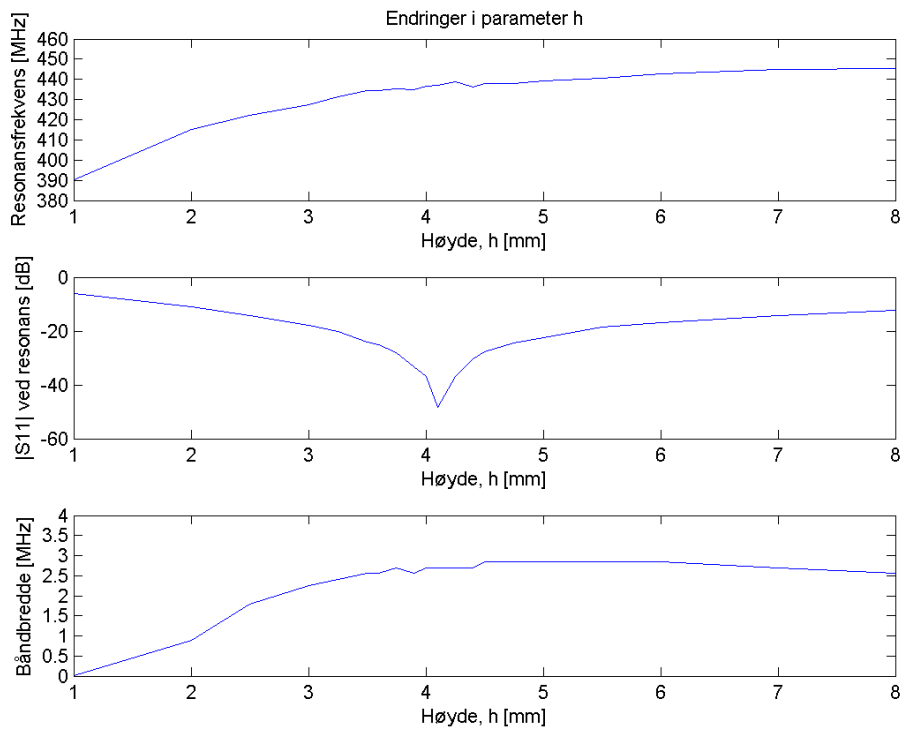
**Figur 14:** Endring i parameter  $h$  på IFA.

I Smith-diagrammet, figur 16, ser man at  $s_{11}$ -kurvene krymper og roterer rundt et punkt i det kapasitive halvplanet. Ved lave verdier av høyden mellom jordplanet og antenneelementet,  $h$ , er det selve omdreiningspunktet som ligger nærmest  $50 \Omega$ . Etterhvert som antenna dreier i Smith-diagrammet vil resonansen endre seg fordi andre deler av sirkelen kommer nærmere midten. Samtidig blir sirklene mindre. Figur 14 viser at når  $h$  er mellom 7 mm og 14 mm er resonansfrekvensen forholdsvis konstant, så det ser ut til at størrelsen på sirklene kompenserer for rotasjonen. Det tyder derfor på at høyden på antenna ikke direkte bestemmer resonansfrekvensen. Med andre ord,  $A$  i ligning 1-2 er ikke lineært avhengig av  $h$ . Man trekker derfor ikke ut  $h$  som en selvstendig variabel.

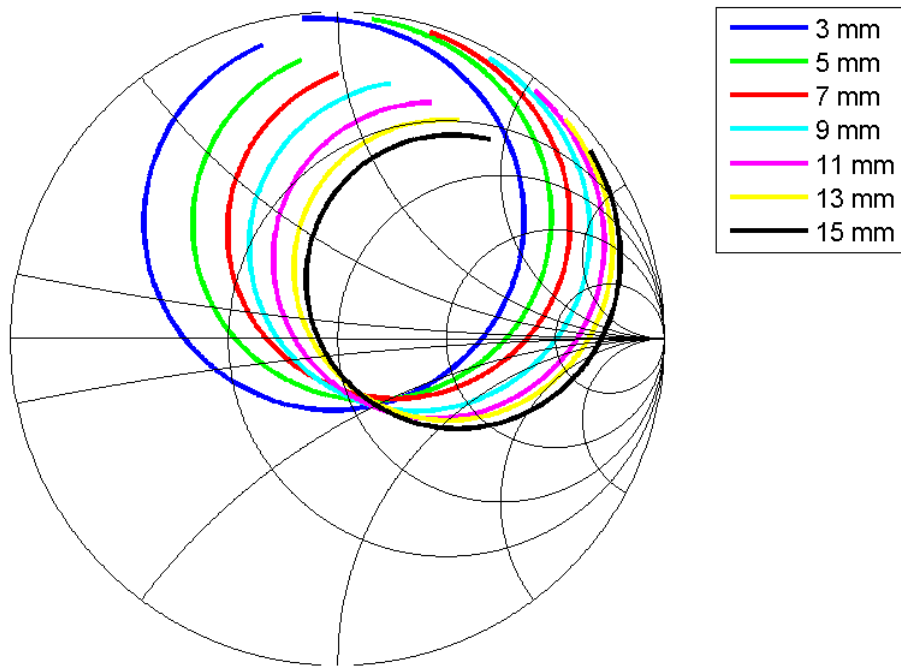
Man ser lett at når høyden øker vil reaktansen forårsaket av den kapasitive armen bli mindre. Sammen med det faktum at kurven nærmer seg  $50 \Omega$ , når høyden øker, gir det høyere båndbredde.

Høyden på antenna er en vanskelig parameter å bruke til tilpassing. I resultatene for både stort og lite jordplan, figur 14 og 15, ser man at ved små verdier av  $h$  påvirkes resonansfrekvensen og båndbredden blir dårligere. Lav båndbredde

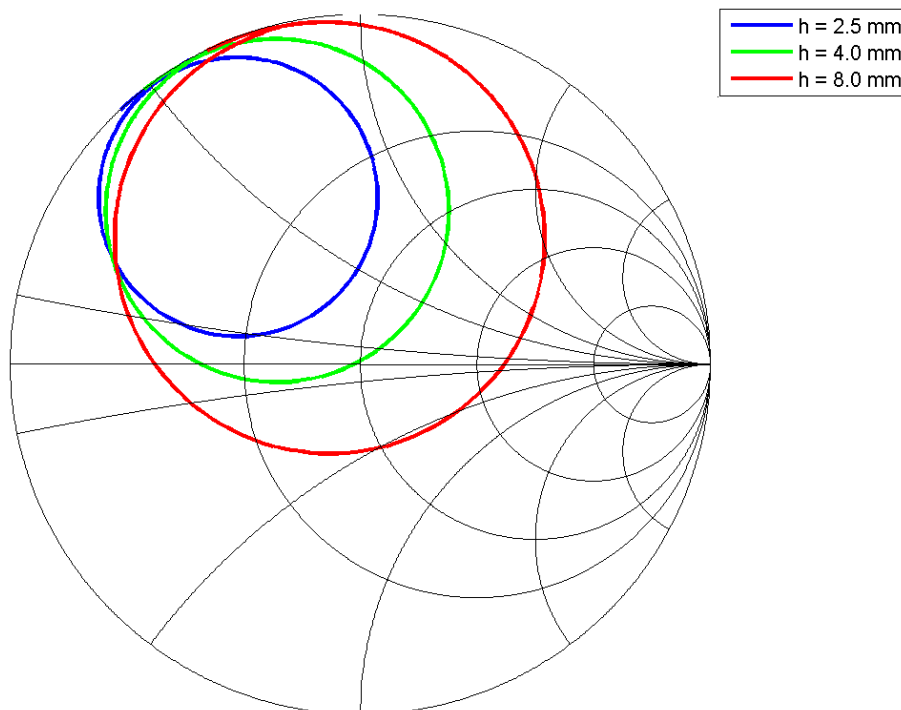
for små verdier av  $h$  må skyldes at da ligger det horisontale antenneelementet nærmere jordplanet og øker kapasitansen, som i sin tur begrenser båndbredden. I tillegg nærmer antenna seg  $50 \Omega$  når  $h$  øker. Størrelsen på  $h$  blir derfor en avveining om man ønsker stor båndbredde eller lite plassbruk. Høyden bør fastsettes tidlig og ikke brukes til å tilpasse impedansen på antenna.



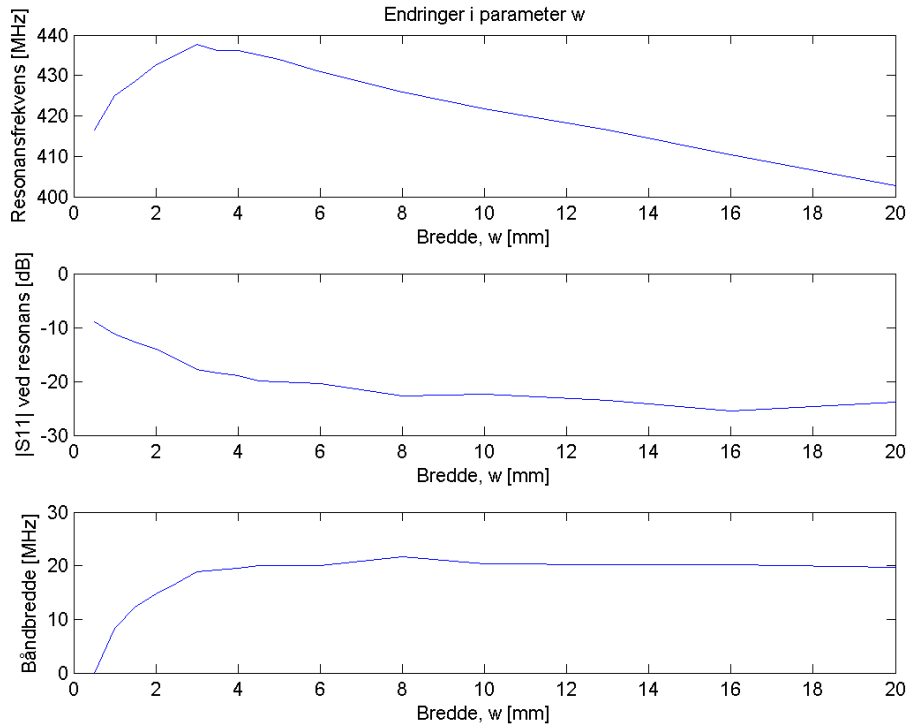
**Figur 15:** Endring i parameter  $h$  på IFA med lite jordplan.



**Figur 16:** Endring i parameter  $h$  på IFA, Smith-diagram.



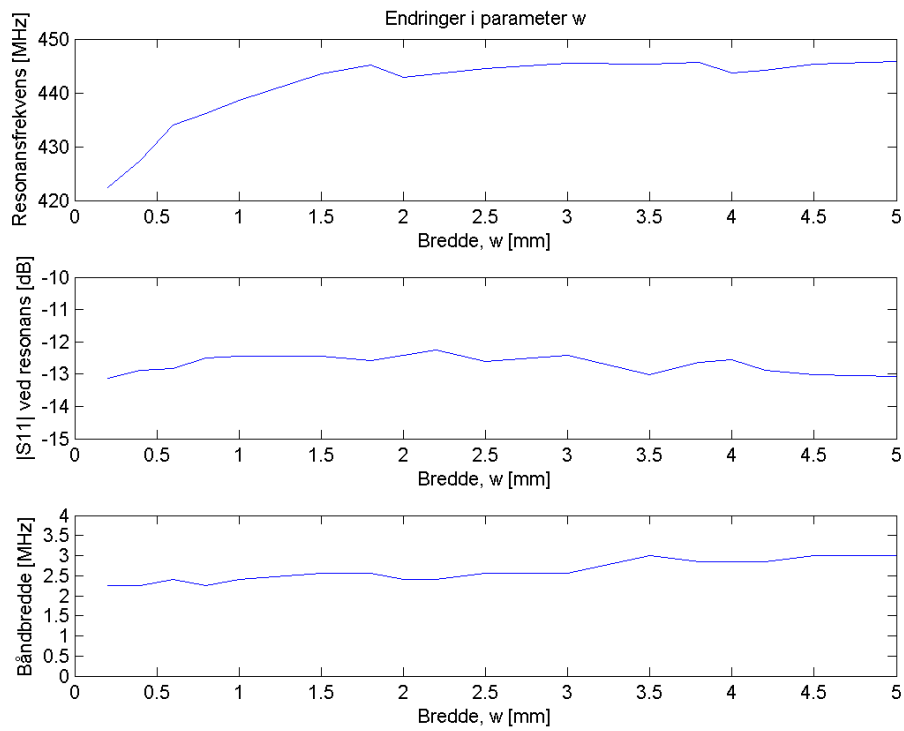
**Figur 17:** Endring i parameter  $h$  på IFA med lite jordplan, Smith-diagram.

1.2.4 Endring i parameter  $w$ 

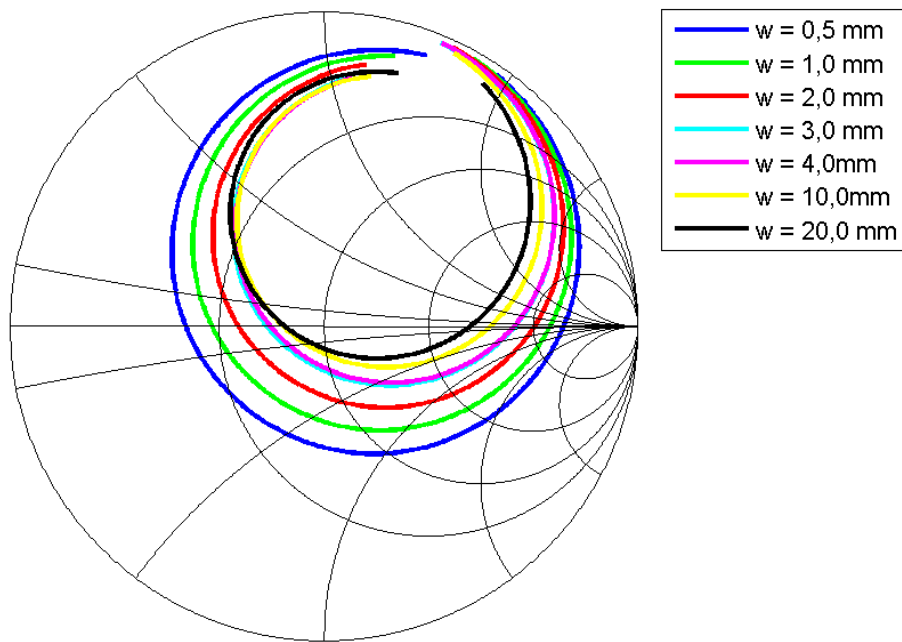
**Figur 18:** Endring i parameter  $w$  på IFA.

I figuren for stort jordplan, figur 18, ser man at resonansfrekvensen og båndbredden øker mens refleksjonen synker når bredden på antenneelementet,  $w$ , øker opp til 4 mm. Etter 4 mm begynner frekvensen å avta lineært, mens refleksjonstapet og båndbredden er forholdsvis konstant. Det kan derfor tyde på at ligning 1 er den riktige ligningen og at uttrykket for resonansfrekvens kan muligens uttrykkes som ligning 3. Ser man i Smith-diagrammet, figur 20, ser man at  $s_{11}$ -sirklene blir mindre og kryper inn mot senter av diagrammet. Når  $w$  økes fra 4 mm til 20 mm gir det lite utslag i sirklens plassering.  $w$  er altså en parameter som kun bedrer impedanstilpassinga og endrer resonansfrekvens. Studeres grafene og Smith-diagrammet for det lille jordplanet ser man at  $w$  har liten innvirkning unntagen på resonansfrekvens på lave verdier av  $w$ . Økt bredde på antenna gir kun forbedring når man har lave reaktansverdier.

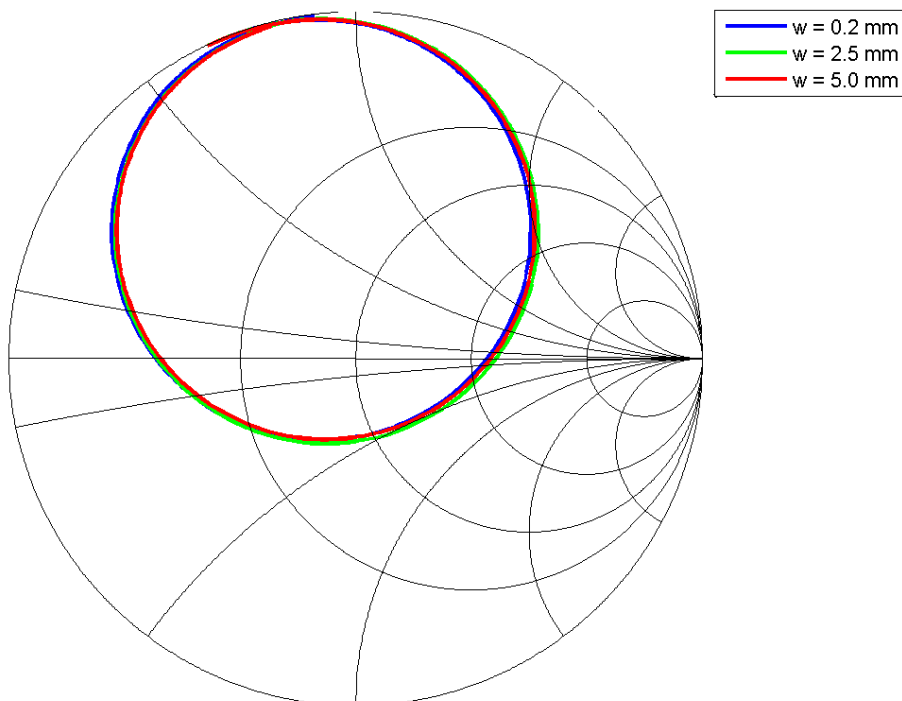
$$f_c = A \frac{(2l - d + w) \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (3)$$



**Figur 19:** Endring i parameter  $w$  på IFA med lite jordplan.



**Figur 20:** Endring i parameter  $w$  på IFA, Smith-diagram.



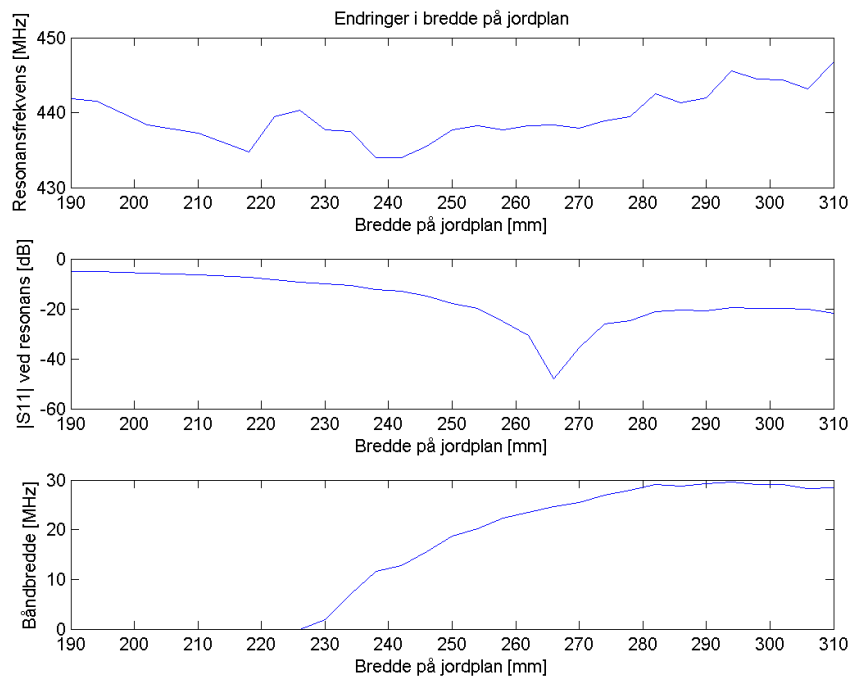
**Figur 21:** Endring i parameter  $w$  på IFA med lite jordplan, Smith-diagram.

### 1.2.5 Endring i størrelse på jordplan

Utgangspunktet for endringer i jordplanets størrelse var antenna med stort jordplan.

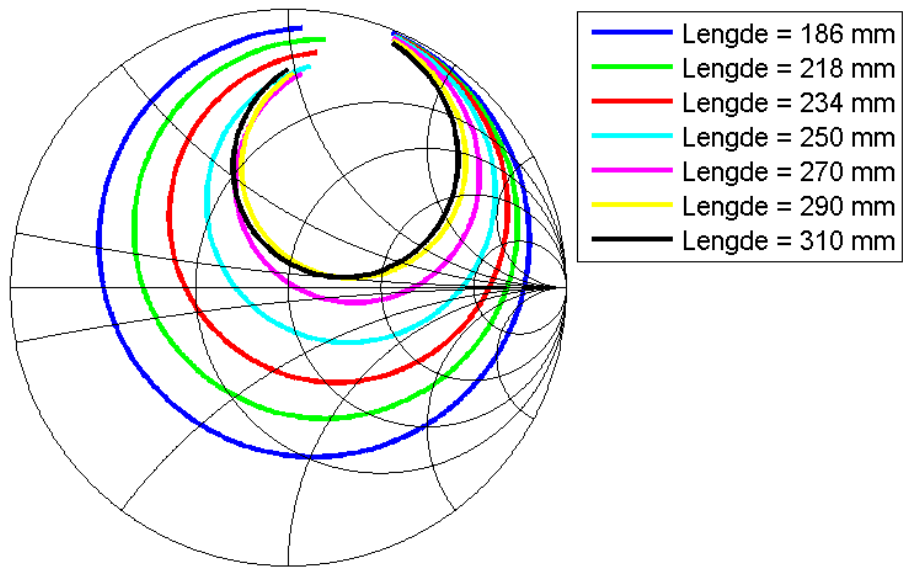
Lengden på jordplanet er en kritisk faktor mens endringer i høyden gir mindre utslag. Man ser i figur 22 og 24 at båndbredden forandres fra ca 2 MHz til ca 20 MHz ved en endring i bredde fra 230 mm til 260 mm, men en endring i høyde fra 20 mm til 50 mm gir kun en endring fra 15 MHz til 19 MHz. Ser man i Smith-diagrammene, figur 23 og 25, ser man at tilsvarende resultater. Endringer i høyde har svært liten endring i sirklenes plassering, mens ved endringer i bredden ser man store endringer. Man ser når jordplanet kommer til en gitt bredde, så stopper bedringen av båndbredda og refleksjonstapet ved resonansfrekvens stabiliserer seg. Det betyr at det finnes en optimal størrelse på jordplanet.

Man antok at små jordplan ville føre til sterkere kapasitansverdier sett på antenneinngangen. Dette stemmer med figur 23. En ser at når jordplanets bredde synker, øker sirkelradien og området hvor man definerer båndbredden beveger seg nedover i det kapasive halvplanet av Smith-diagrammet.

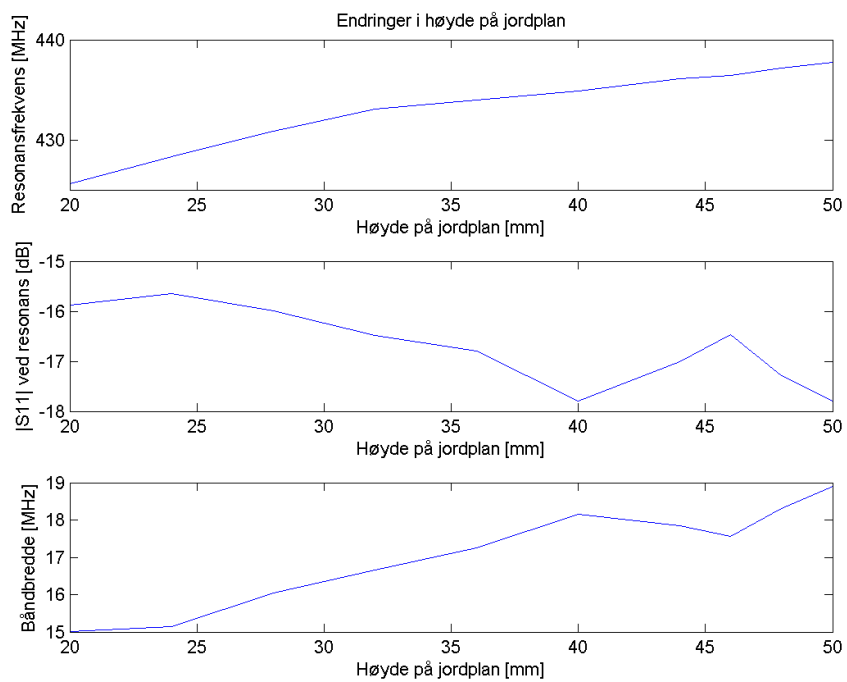


**Figur 22:** Endring i jordplanets bredde.

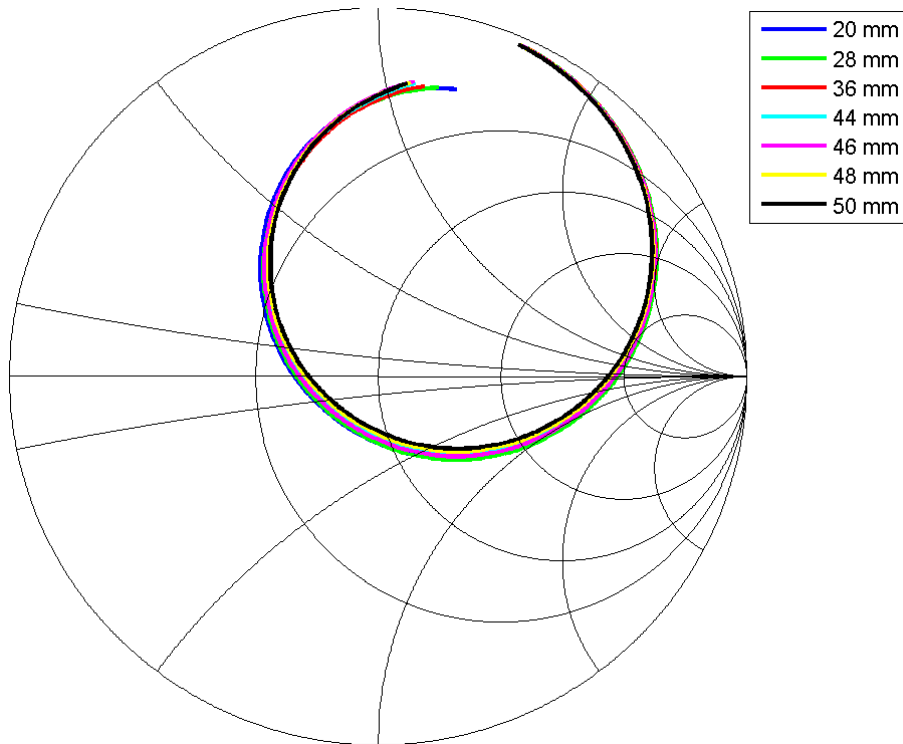




**Figur 23:** Endring i jordplanets bredde, Smith-diagram.



**Figur 24:** Endring i jordplanets høyde.



**Figur 25:** Endring i jordplanets høyde, Smith-diagram.

### 1.2.6 Konklusjon dimensjonsendring

Antenna kan betraktes som et båndpassfilter. Ved å øke induktansen så vil øvre knekkfrekvens synke. Øker man kapasitansen synker nedre knekkfrekvens. Det vil vil si at når  $d$  synker og  $l$  øker så øker reaktansen og båndbredden synker. Dette kan forklare hvorfor antenner med små elektrisk små jordplan får mindre båndbredde enn antenner med elektrisk store jordplan. Simuleringer viser at små jordplan gir høy kapasitans, som må kompenseres med høy induktans på antenna. De høye reaktansverdiene vil gi lav båndbredde.

- $l$  og  $d$  to viktigste tilpasningsparametrene.
- Øker  $l$  øker kapasitansen.
- Øker  $d$  reduseres induktansen.
- $h$  bør ikke brukes til tilpassing, men bestemmes med hensyn på plass mot båndbredde.
- $w$  bedrer impedanstilpassningen til en viss bredde på antenneelementet og reduserer deretter resonansfrekvensen. Det finnes en optimal bredde med hensyn på plassbruk og impedanstilpassing.

- Større jordplan fører til mindre kapasitans.
- Lengden på jordplanet er viktigere enn høyden.
- Mindre reaktans gir større båndbredde.

**Tabell 1:** Stigningstall for frekvensendringer

<i>Parameter</i>	<i>Størrelse</i>	<i>Resonansfrekvens</i>	<i>Stigningstall</i>
<i>w</i>	4,5 mm	435,05 MHz	
<i>w</i>	20,0 mm	402,80 MHz	
$\Delta w$	15,5 mm	-32,25 MHz	-2,081
<i>d</i>	4,0 mm	427,40 MHz	
<i>d</i>	14,0 mm	455,75 MHz	
$\Delta d$	10,0 mm	28,35 MHz	2,835
<i>l</i>	119 mm	492,20 MHz	
<i>l</i>	133 mm	442,55 MHz	
$\Delta l$	14 mm	-49,64 MHz	-3,547

I tabell 1 er stigningstall til resonansfrekvensen for de lineære områdene i  $d$ ,  $w$  og  $l$  undersøkt. For at ligning 3 skal være riktig må  $\Delta w = \Delta d = \frac{\Delta l}{2}$ . Det stemmer ikke så ligningen må uttrykkes som ligning 4, der  $A$  er en funksjon av  $h$ , antennes form og størrelsen på jordplanet.

$$f_c = A \frac{(-3,547 \cdot l + 2,835 \cdot d - 2,081 \cdot w) \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (4)$$

### 1.3 Balun

Man har to kategorier transmisjonslinjer, balanserte og ubalanserte. Balanserte linjer kan for eksempel være to parallell symmetriske linjer, mens ubalanserte ofte representeres av coax-kabel. Isolerer man lederne hver for seg vil man se lik impedans på begge lederne på de parallelle linjene, mens coax-kabelen vil gi ulik impedans. For å koble disse to transmisjonslinjetypene sammen trenger man balun (**balanced unbalanced**)[4].

Baluner kan lages på to måter. Man kan kvele eller fjerne strømmen i den ene lederen i ubalanserte transmisjonslinjer. Eksempel: Man kvele strømmen på ytterlederen av coax-kabelen ved å reflektere strømmen. Man kan fjerne strømmen ved å sende strøm fra innerlederen i motfase med strømmen på ytterlederen. I tillegg til å balansere transmisjonslinjene så kan man utforme baluner til å transformere impedansen samtidig.

## 1.4 Simulering med EMDS

NTNU hadde lisens på to RF-simuleringsverktøy, Momentum i Agilent Advanced Design System (ADS) 2006 Update 2 og Agilent Electromagnetic Design System (EMDS) 2006C. Momentum er et 2,5 dimensjon simuleringsprogram. Det vil si at all tegning skjer i 2 dimensjoner, men man har flere lag strukturen kan ligge i, som igjen plasserer elementer i 3 dimensjoner. EMDS er en 3 dimensjonal RF-simulator. Etter anbefaling fra [9] falt valget på EMDS. Der var erfaringa at EMDS ga mer nøyaktige resultat enn Momentum.

EMDS bruker *Finite Element* metoden for å kalkulere de elektromagnetiske felta [1]. Metoden deler opp strukturen i tusenvis av små tetraeder hvor summen av alle tetraedrene blir kalt maskenettet. For hvert tetraeder blir det laget et ligningssett hvor programvaren beregner tangensiell feltkomponent i hjørnene for hver av de tre tilstøtende kantene. I tillegg blir feltet som står normalt på kantene og tangensielt på flatene, av tetraedret, beregnet for midtpunktet mellom to hjørner. Disse komponentene blir så interpolert for å bestemme feltene inne i tetraedret. For å finne en løsning på tetraedret må alle tetraedrene slås sammen og løses som et gigantisk ligningssett.

For å spare ressursbruk kjører EMDS flere iterasjoner, hvor hver iterasjon tilfører finere maskenett der  $\Delta S$  er størst, helt til kravet for  $\Delta S$  er oppfylt for hvert enkelt tetraedrene eller grensen for antall iterasjoner er nådd.  $\Delta S$  er gitt i ligning 5, hvor indeks  $i$  og  $j$  er portindeks og  $n$  er iterasjonsindeks.

$$\Delta S = \max S_{ij} \left\{ \sqrt{\Re(S_{ij}^n - S_{ij}^{n-1})^2 + \Im(S_{ij}^n - S_{ij}^{n-1})^2} \right\} \quad (5)$$

Strukturen som skal simuleres på tegnes i et 3D-miljø og må omsluttet av en boks av luft med endelig størrelse. Boksen bør, for å oppnå gode resultater, være så stor at det er en kvart bølgelengde fra antennestrukturen til boksens yttervegg. Luftboksens vegger må deretter defineres som grenseflater av typen “Radiation boundary” for å definere en yttergrense for simuleringene. Antenna vi da se uendelig stort fritt rom.

Det finnes to måter å eksitere antenna på; spenningskilde eller port. Porter kan ses på som en flate hvor energien strømmer ut av og egner seg derfor best for strukturer med veldefinert aparature. Spenningskilder er en linjekilde med  $50 \Omega$  impedans. De kan gi koblingseffekter mot transmisjonslinjer som befinner seg i nærheten og derfor blir antenna tilsynelatende avhengig av lengden på matelinja. Dette gjør at linjekildene bør, som eksempel, ha en avstand på minst 15 mm fra antenna ved en frekvens på 2,4 GHz [9].

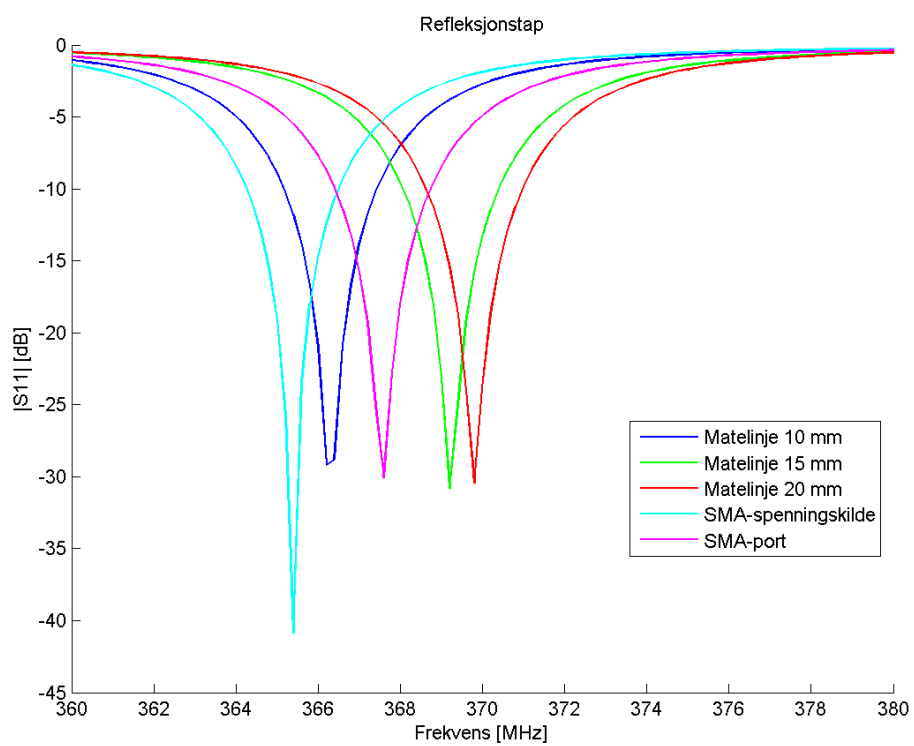
Man forsøkte å eksitere en antenne med porter på mikrostrip matelinje. Det viste seg at den simulerte antenneimpedansen var svært avhengig av portens fysiske

utbredelse. For den produserte antenna gjorde man simuleringer med endringer i lengden på matelinja og med SMA kontakt, matet med port og spenningskilde. En ser i figur 26 at matingen påvirker resonansfrekvens og impedanstilpassing for antenna. For å hindre at disse effektene opptrådte kunne man ha laget en lengre matelinje, men da måtte man ha utvidet kortet som igjen utvider jordplanet og dermed endrer antenneegenskapene. Man kunne også simulert med en coax-kabel, men også denne vil påvirke strålingsdiagrammet samt gjøre simuleringene mye tyngre.

Windows XP har en øvre grense på 2GB på hvor mye minne en prosess kan bruke. Dette gjør at hvis simuleringene prøver å bruke mer enn 2 GB minne så krasjer simuleringene. Det er også et problem med å bruke opp all tilgjengelig RAM på maskinen. Da vil pcen lagre RAM-minnet på harddisken. Dette tar som regel mye tid. En simulering som bruker 20 minutter og beslaglegger 1,28GB minne på en pc med 2 GB RAM, brukte 1 time 30 minutter på en tilsvarende maskin med kun 1 GB RAM.

For å unngå at pc går tom for RAM eller at prosessen blir for stor så kan man lempe på kravet til  $\Delta S$  eller sette et maks antall iterasjoner som skal kjøres. Simuleringa vil da kjøre enten til  $\Delta S$  er oppfylt eller til det definerte maks antall iterasjoner. Andre måter å begrense minnebruk, og dermed kjøretid, er å forenkle strukturen som det simuleres på, redusere volumet av luftboksen eller gjøre maskenettet grovere.

Det ble kjørt flere like simuleringer på alle datamaskinene man hadde tilgjengelig for simulering. I de fleste tilfeller kom maskinene ut med like resultater, men for enkelte strukturer fikk man avvik. Det antas at dette skyldes avrundingsfeil. For å gjøre denne feilen minst mulig ble alle simuleringer som skulle sammenliknes kjørt på samme maskin. Også da fikk man uventa resultater, som man antok skyldtes avrundingsfeil. Som eksempel kan figur 10 studeres. For å illustrere minimumspunktet i refleksjonstapet måtte man simulere tettere. Dette gjorde grafen for resonansfrekvensen skrukkete i det aktuelle området.



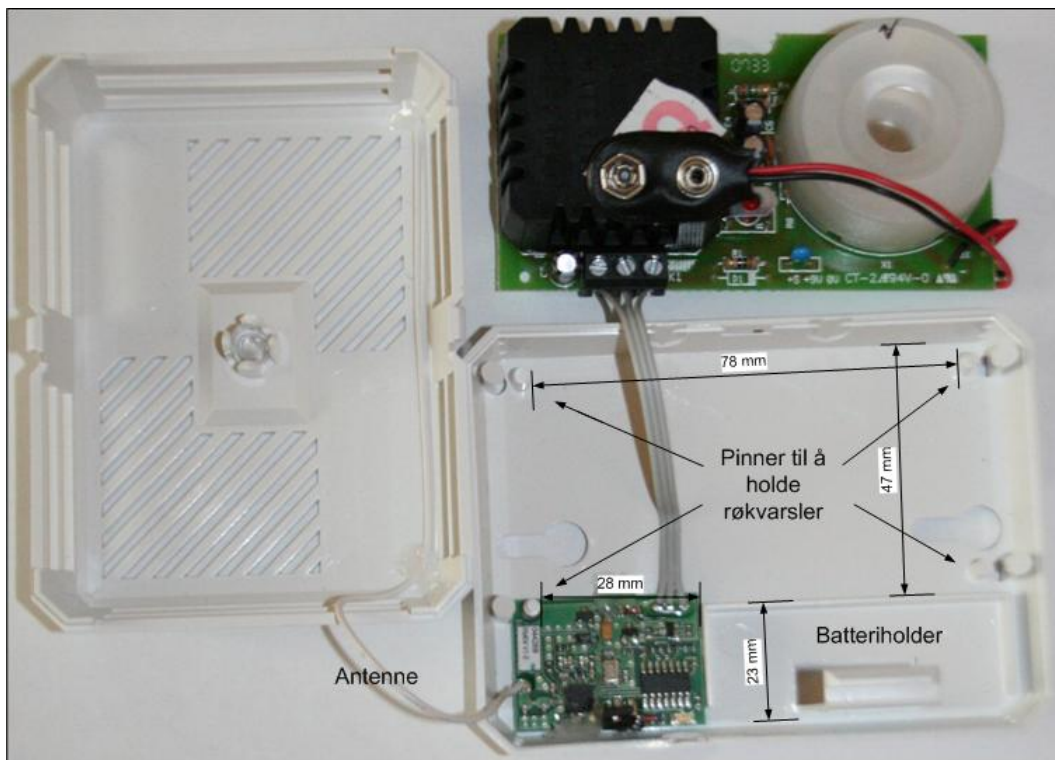
**Figur 26:** Eksperimentering med mating

## 2 Design

Frekvensen 433 MHz har kvartbølge lengde på 17,32 cm i fritt rom. Det betyr at antenna vil ta stor plass. Det ble derfor vanskelig å designe en antenne som skulle kunne brukes i mange slags applikasjoner. Man valgte derfor å spesialisere antenne til en applikasjon. Man kontaktet røykvarslerprodusenten ICAS AS og spurte om de var interessert i å bidra med røykvarslere. De sendte to røykvarslere utstyrt med radio i 433 MHz båndet.

### 2.1 Røykvarsler fra ICAS

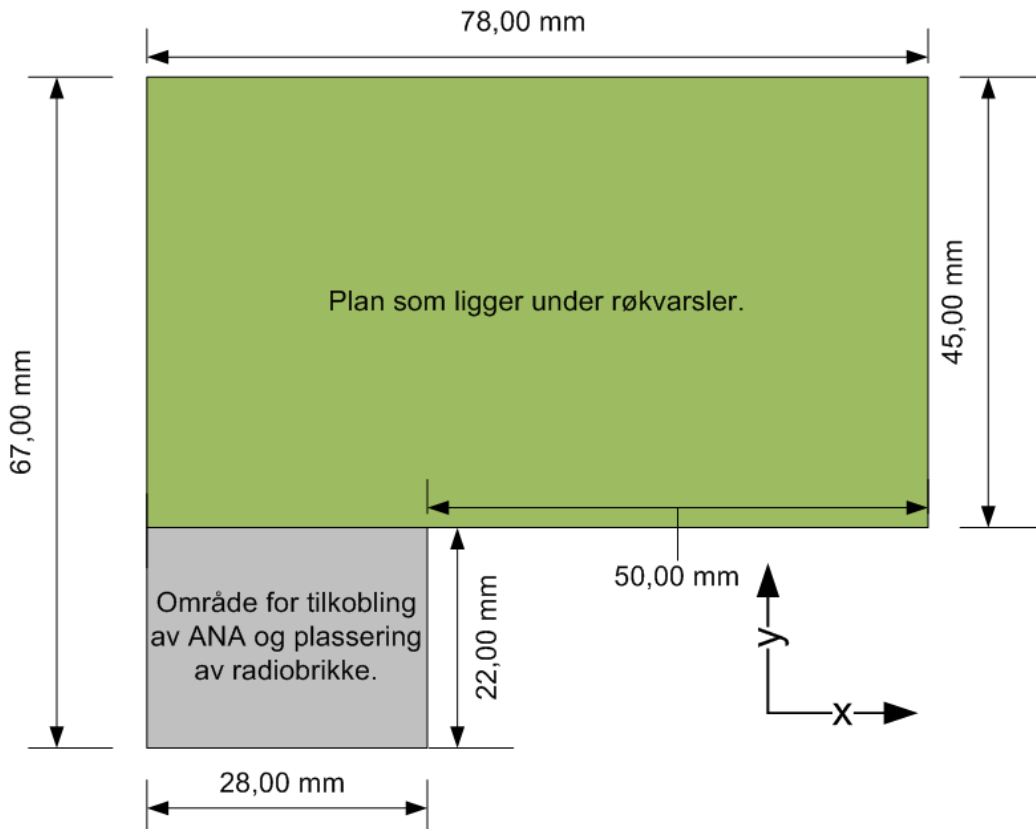
Røykvarsleren, figur 27 var delt opp i to kretskort; en røykvarsler del og en radiodel. Radiokortet lå på bunnen av røykvarsleren, forbundet via ISP-grensesnitt mot selve røykvarsleren. Røykvarsleren ligger fastmontert på fire pinner, 0,7 mm over bunnen. Røykvarslerens eksisterende antenne var en 173 mm lang ledning, limt fast i lokket på røykvarsleren. Hele røykvarsleren hadde målene 76 mm× 103 mm× 38 mm.



**Figur 27:** Røykvarsler fra ICAS

Man valgte å legge antennekortet mellom pinnene i boksen. Det var mulig å lage et større kort og bore ut hull til pinnene, men siden det ikke var mulig å plassere

antenna på andre siden av pinnene mente man at det ga mer jobb enn vinning. Nederst til høyre i røykvarslerbunnen var en liten boks til plassering av batteriet. Antennekortet måtte derfor ligge rundt denne boksen. Kortets utforming ble da som vist i figur 28, med antenna 1 mm fra kanten på kortet for å unngå at antenna berører veggene og dermed endrer  $\epsilon_r$  til antenna.



**Figur 28:** Layout for antennekortet

Det ble bestemt at man skulle bruke dobbeltsidig PCB-kort 0,8 millimeter tykt FR4 med en antatt permitivitet,  $\epsilon_r = 4.45$  [5]. Selve antenna ble lagt på undersida kortet med jordplan kun ovenpå kortet.

I de første testene med antennemåling la man antenna ned i røykvarslerkabinettet. Da fikk man store utslag avhengig av hvordan antenna lå nede i boksen og hvis selve antenneelementet berørte kabinettet. For å bedre forutsigbarheten til antenneegenskapene ble det lagt et lag med divinicell på 0,25 mm i bunnen av kabinettet og antenna oppå. Divinicell er et materiale med lav  $\epsilon_r$  og blir ofte brukt for å “simulere luft”. I tillegg til ustabiliteten, på grunn av at antenna berørte kabinettet, så man at det var nødvendig å heve antenna over bunnen slik at man fikk plass til festeanordningen til røykvarsleren, som stikker opp i bunnen av dekslet.



### 2.1.1 Q-faktor

For antenner defineres en kvalitetsfaktor,  $Q$ . Faktoren er gitt som forholdet mellom antennes resonansfrekvens og båndbredde [4]. For elektrisk små antenner er det en fundamental kvalitetsfaktor grense,  $Q_{min}$ . Ligning 6 gir minimum  $Q$ -faktor for en antenne begrenset av en sfære med radius,  $r$ , og eksitert kun med laveste orden TM-bølge. Ligningen er gyldig for  $Q_{min} \gg 1$ .

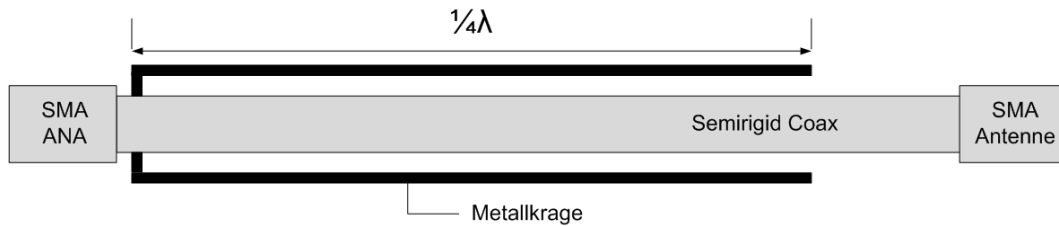
$$Q_{min} = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1 + 2(kr)^2}{(kr)^3[1 + (kr)^2]} \quad (6)$$

$Q_{min}$  er et mål på absolutt maks båndbredde som er mulig å lage innenfor en sfære i forhold til resonansfrekvensen. Ut fra ligning 6 ser man at maks båndbredde øker når  $Q_{min}$  synker.

Antenna som ble laget, gitt i figur 28, hadde fysiske dimensjoner som plasserte antenna innenfor en radius på ca. 5,14 cm. Dette ga en  $Q_{min}$  på 11,64 og maks båndbredde på 37,2 MHz. Integrert i røykvarsleren hadde antenna en radius på 6,68 cm som ga  $Q_{min}$  lik 5,71 og maks båndbredde på 75,8 MHz.

## 2.2 Bazookabalun

En bazookabalun er en balun bestående av en coaxkabel og en metallhylse som ligger rundt kabelen kortsluttet mot jordkappa på coaxkabelen, i den ubalanserte enden av balunen, altså mot radiosendere og radiomottakere [4]. Balunen har ingen impedanstransformasjon, men balanserer kun mating på inngangen av antenna.



**Figur 29:** Tverrsnitt av bazookabalun

I figur 29 er et tverrsnitt av en generell bazookabalun skissert. På en antenne ville dipolen være koblet til ved enden av sylindere eller man ville brukt balanserte linjer i stede for coax fra enden. Balunen fungerer slik at all strømmen på jordkappa vil reflekteres i den åpne enden av sylindere og transmitteres tilbake til antenne. Med en krage på en kvart bølglengde vil avstanden fra det balanserte punktet til refleksjonspunktet være en halv bølglengde. Det betyr at når den reflekterte strømmen når frem til det balanserte punktet, vil den være i fase med strømmen på innerledere. Bruken av balunen i målingene er ikke for å balansere mating av antenne men å bruke balunens virkemåte til å blokkere strømmen i jordkappa. Typisk båndbredde for en bazookabalun er  $\pm 5\%$  [6].

Målene til den produsert balunen er gitt i tabell 2.

**Tabell 2:** Dimensjoner på balun

Lengde rør	175,0 mm
Ytre Radius rør	1,0 mm
Indre Radius rør	0,8 mm
Radius coax	3,5 mm
Avstand rør til kontakt	49,0 mm

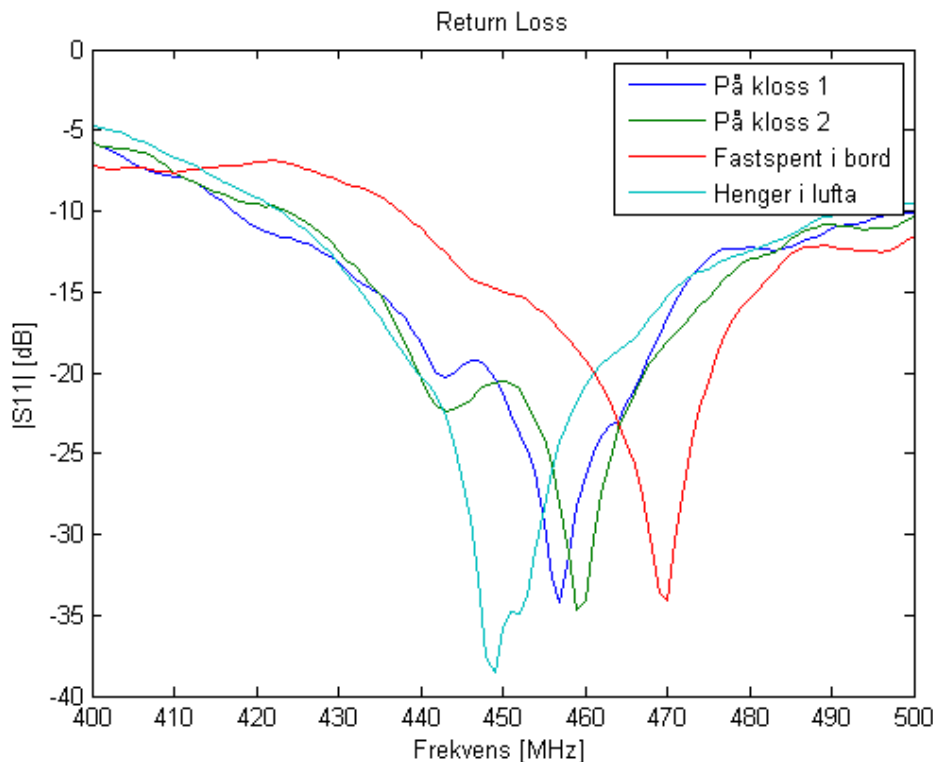
Mellom røret og kabelen var det luft, men det ble brukt små biter av divinicell i den åpne enden av balunen for å hindre at kabelen bøyd seg og berørte metallrøret som lå rundt kabelen.

### 3 Instrumentering

I dette kapittelet blir det diskutert hva som må gjøres for å sikre gode resultater ved måling med nettverksanalysator og hva som ble gjort på antennelaben.

#### 3.1 Feilkilder ved måling

Ved måling med ANA<sup>1</sup> er det viktig å ha høy repeterbarhet i målingene. Når man utvikler noe, er en del av utviklingen å teste produkter mot tidligere versjoner eller å finne middelverdien til produserte komponenter. Dette gjelder selvsagt også antenner. Skal man teste hva slags løsning av antenna som er best, er det viktig at alle målingene utføres så likt som overhodet mulig, slik at man faktisk har et grunnlag for å sammenlikne dem. Erfaringen fra sommerjobb ved gruppe for radioteknikk ved NTNU viste at forandringer i bånd på kabelen var nok til å gi større utslag på s-parameter målinger. Det er derfor viktig å planlegge og bestemme seg for en fremgangsmåte som sikrer høy repeterbarhet av målingene.



Figur 30: Måleresultater avhenger av antenne plassering

<sup>1</sup>ANA = Automatic Network Analyser

Måling av antenner er en veldig vanskelig jobb, hvor små variasjoner i måleteknikken kan gi store utslag. Figur 30 viser målt refleksjonstap for ei monopolantenne, ved forskjellige måleoppsett. Antenna ble veldig lett påvirket av hva som befant seg i nærheten. Hvis noe var i direkte kontakt med jordplanet kunne senterfrekvensen flyttes titalls megahertz og båndbredden endres betraktelig. Dette ser man i figuren der *Fastspent i bord* og *Henger i lufta* har ca 20 MHz forskjell i senterfrekvens. *Fastspent i bord* var en måling av ei antenne som henger over bordkanten, festet med ei tvinge i et lite hjørne av substratet med jordplanet i kontakt med bordplata. I målingen *Henger i lufta* ble antenna hengt opp, med teip, så langt ut i rommet som ledningen tillot. Dette oppsettet var det nærmeste man kom å teste antenna i et fritt rom, som er idealet for å sammenligne med simuleringsresultater.

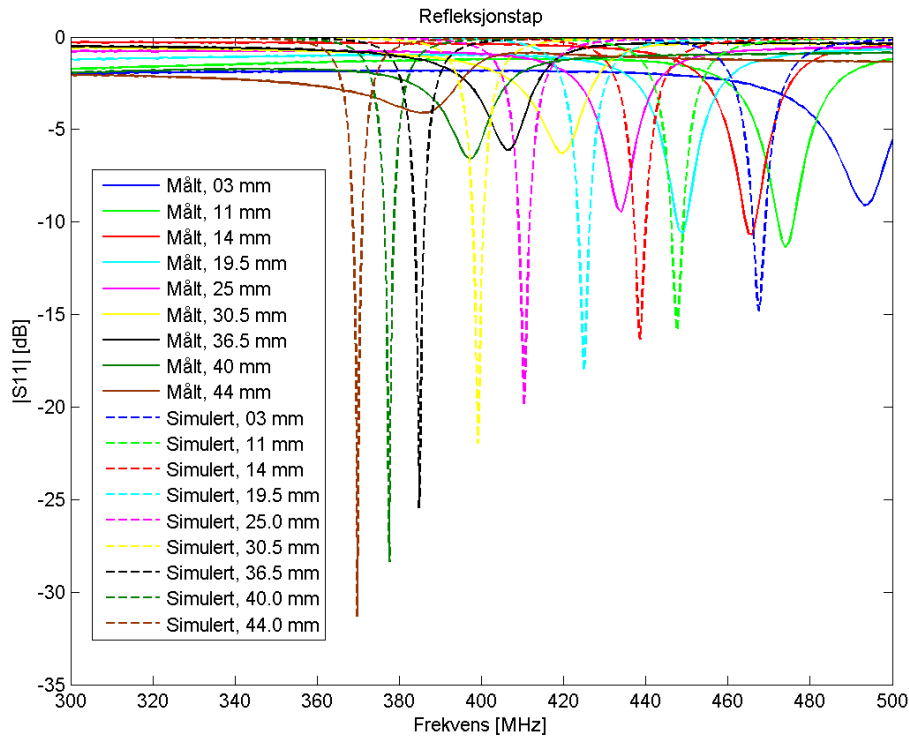
Følgende er viktig ved måling med nettverksanalysator:

- Konstant temperatur i måleutstyr
- Samme kalibreringssett.
- Stramme skruene likt hver gang.
- Kabler bør ha samme bend på alle målinger.
- Ved forandringer i måleoppsett og miljø må ANA kalibreres på nytt.

### 3.2 Balun versus feritter

I prosjektarbeidet [2] ble feritter brukt for å øke repeterbarheten på målingene. Ferittene ble koblet rundt kabelen nær antenna. For best resultat ble to feritter brukt. Ferittene ble brukt, etter anbefaling fra veiledere, for å terminere strømmen i jordkappa og dermed gjøre det letter å få repeterbare målinger. Krypstrømmene oppstår spesielt når jordplanet reduseres. En test for å se om ferittene terminerer strømmen i jordkappa er å ta på ledningen og flytte hånda langs ledningen. Hånda vil være med på å endre impedansen til kabelen, så hvis det går strøm i jordkappa og man tar på kabelen så vil man se utslag på antennemålingene. Ved bruk av feritter så man en bedring i følsomheten på kabelen, men man fikk langt i fra tilfredsstillende resultater. Figur 31 viser resultater fra målinger, gjort med to feritter nær antenna. Figuren viser at det er enormt stor forskjell på de målte og simulerte resultatene. For det aktuelle antennedesignet så man at ferittene hadde liten innvirkning. Figur 32 viser målinger med to feritter ved antenna mot ingen feritter.

Det har blitt bevist at kabler kan gi store feil ved målinger av strålingsdiagram. Dette skyldes først og fremst at kabelen reflekterer og sprer den utsendte strålingen fra antenna [7]. Målinger viser at effektene kan bidra til et målt gain som ligger mer en 10 dB over antennes egentlige gain [3].



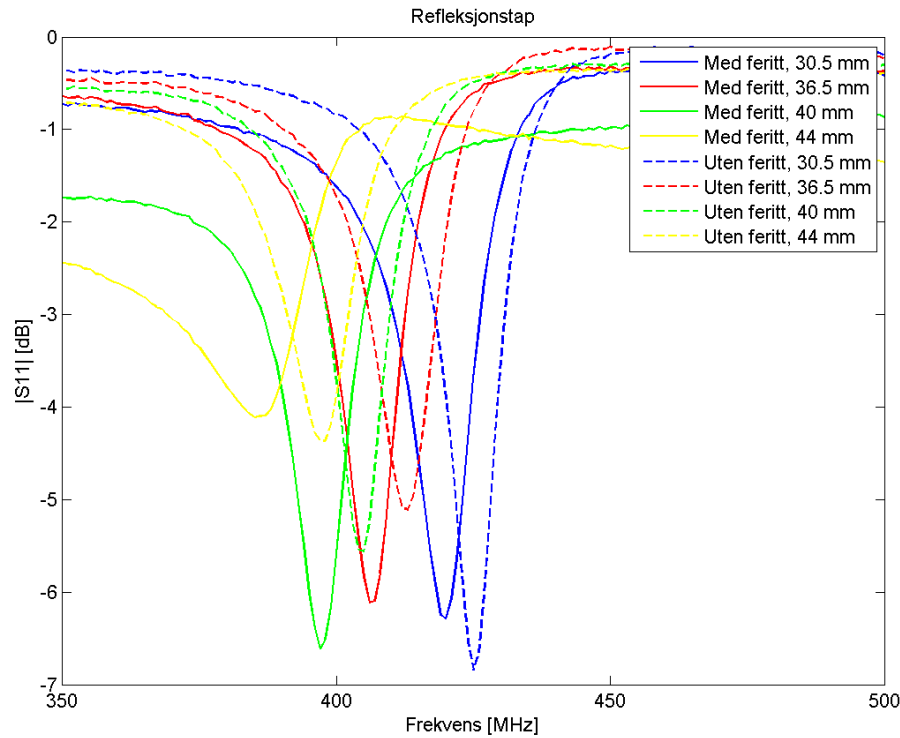
**Figur 31:** Simulert versus målt med feritt

For elektrisk store antenner kan refleksjon- og spredoeffektene reduseres kraftig ved å koble en rekke feritter på kabelen, jevnt utover. Det samme er ikke å anbefale for elektrisk små antenner [7], slik som røkvarsleren.

Ideelt sett skal monopolen reflekteres i jordplanet og opptre som en dipol i fjernfeltet. Dette kan bare skje i teorien fordi det krever et jordplan av uendelig utstrekning. For elektrisk små antenner er jordplanene veldig små og antennene ser ut som usymmetriske dipoler i fjernfeltet. De blir ubalanserte og skaper derfor store strømmer i jordkappa på coax-kabelen. Disse strømmene er minst like store feilkilder som refleksjoner og spredoeffekter fra kabelen [7].

Problemet med å bruke feritter for å hindre strømmer i jordkappa er at ferittene ikke bare vil reflektere strømmene men også vil absorbere noe av energien. Et forsøk utført i [6] viste at med feritt på kabelen ble utstrålt effekt redusert med 1,8-2,1 dB, i forhold til ren kabel, avhengig av plassering av feritten. I tillegg kan ferittene, ved veldig uheldige kombinasjoner av frekvens, dimensjoner og materialer, opptre som resonatorer med tap.

Istedenfor å bruke feritter, kan man bruke en bazookabalun. Bruk av bazookabalun for å redusere kabelens innvirkning i antennemåling ble diskutert i [6] og [7] og balunens funksjon ble beskrevet i kapittel 2.2. Med balun blokkeres strømmene



**Figur 32:** Test av feritt

i jordkappa fra å gå til ANA og reflekteres tilbake i antenna. Ved å koble flere baluner etter hverandre kan man også hindre spreedeeffekter og refleksjoner fra kabelen. For at spredningen skal være neglisjerbar må avstanden mellom balunene være maks  $0,4 \lambda$ . Selv om man klarer å oppnå null refleksjon og spredning av den elektromagnetiske strålingen, så vil kabelen virke inn på strålingsdiagrammet. Kabelen vil gå igjennom nærfeltet til antenna og bak kabelen vil man få skygge. For å redusere skyggen kan man redusere diameteren på balunen, men det går igjen på bekostning av balunens effektivitet, som øker med økt diameter.

I artikkel [6] ble plassering og størrelse på balunen studert. Det ble funnet at det var mulig å optimalisere balundesignet for hver enkelt applikasjon, men at det ikke er mye å vinne. I de undersøkte konfigurasjonene ble det funnet maks forskjell i utstrålt effekt på 0,03 dB.

Man målte på ulike måleoppsett med og uten balun og feritter. I tabell 3 er de viktigste resultatene vist. Fullstendig tabell med resultater er gitt i vedlegget, kapittel B. Tabellen gir en feil fremstilling av virkningen til ferittene. Ser man på målinger med feritt og balun gir det svært liten forbedring i forhold til balunen alene, men det ser ut til at ferittene alene gir bedre resultat enn balunen. I Smith-diagrammet, figur 33, ser man at det kommer av at balunen og ferittene havner

på motsatt side av sentrum i Smith-diagramet, men ferittene ligger litt nærmere sentrum. I denne testen var det selvsagt ikke ønske å komme nærmest  $50 \Omega$ , men å komme nærmest mulig simulert verdi. Balunen ga en kraftig forbedring av målingene og er eneste måten å få gode målinger på. Å koble feritter før balunen gir nesten ikke noe utslag. Man gjorde også en test med å ta på ledningen og balunen, som ga nært ingen utslag.

**Tabell 3:** Test av feritter og balun.

	A	B	C	$f_c$	$ s_{11} $	$\Delta f$
Simulert				402,65 MHz	-21,28 dB	2,55 MHz
Fri				428,00 MHz	-15,50 dB	4,50 MHz
Balun				425,00 MHz	-18,27 dB	3,00 MHz
Balun	1			425,00 MHz	-17,72 dB	3,00 MHz
Balun		1		425,00 MHz	-18,25 dB	3,00 MHz
Balun			1	425,00 MHz	-18,37 dB	3,00 MHz
	1			425,75 MHz	-19,43 dB	4,50 MHz
	2			424,25 MHz	-15,59 dB	5,25 MHz
	3			423,50 MHz	-12,79 dB	4,50 MHz
		1		430,25 MHz	-6,66 dB	0,00 MHz
			1	424,25 MHz	-9,81 dB	0,00 MHz

Antall feritter: A = ved antenne, B = midt på kabel, C = ved ANA

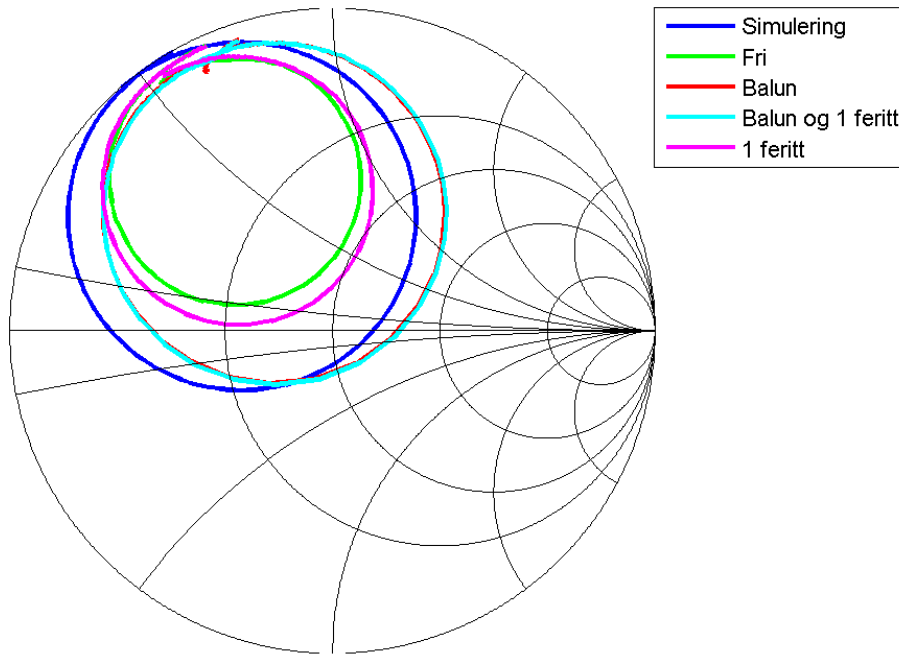
### 3.3 Bruk av balun

Ved å koble en balun mellom antenne og coax-kabelen ble transmisjonslengda fra ANA til antenne lengre. Her var det ikke mulig å kalibrere på nytt i andre enden av balunen, det vil si på inngangen av antenne. Dette var fordi på utgangen av balunen er matelinja balansert. Kalibreringa måtte derfor skje med referanse før balunen. For å få riktig fase på målinga ble det lagt til en forsinkelse på målinga, slik at referanseplanet ble på inngangen av antenne.

Transmisjonshastigheten til en elektromagnetisk bølge er gitt ved ligning 7. Hvor  $c_0$  er lyshastigheten i fritt rom og  $\epsilon_r$  er dielektrisitetskonstanten for materialet bølgen forplanter seg i. Siden man her målte refleksjon ble forsinkelsen tiden en bølge brukte på å transmitteres tur og retur på balunen, ligning 8.

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

$$t_{delay} = \frac{2l_{balun}}{c_{coax}} \quad (8)$$



**Figur 33:** Test av balun mot feritter

Det var umulig å måle lengden på balunen nøyaktig, og man brukte derfor resultatet bare som en veiledende verdi. Etter at den utregna forsinkelsen var registrert i ANA, finjustere man forsinkelsen ved å se i Smith-diagrammet på ANA. Antenna var ikke koblet til, som vil si at man hadde en åpen linje. Ved åpen linje ser ANA ideelt sett en uendelig reell impedans i referansepunktet. Det vil si at  $s_{11}$ -kurvene vil samles i et punkt på ekvator helt til høyre i Smith-diagrammet. Balunen ble målt til å innføre 2,22 ns tidsforsinkelse, som gir en lengde på balunen på 22,9 cm.

### 3.4 Praktisk måling

Alle målingene på antennene ble utført i antennehallen ved NTNU. For å måle refleksjon og stråling fra antennene ble nettverksanalysatoren av type HP 8720C benyttet. For at ANA [11] skal gi fornuftige målinger må den først kalibreres. For frekvensen 433 MHz kan man benytte seg av kalibreringsmetoden SOLT<sup>2</sup>. For SOLT kalibrering [8] ble kalibreringssett 85052D1 brukt. Ved kalibrering blir referanseplanet flyttet til enden av ledningen, på inngangen av sma-kontakten. Da har målingene ha en faseforskyvning, i forhold til simuleringene, gitt av lengden på sma-kontakten. Dette kunne justeres bort ved å legge inn elektrisk forsinkelse

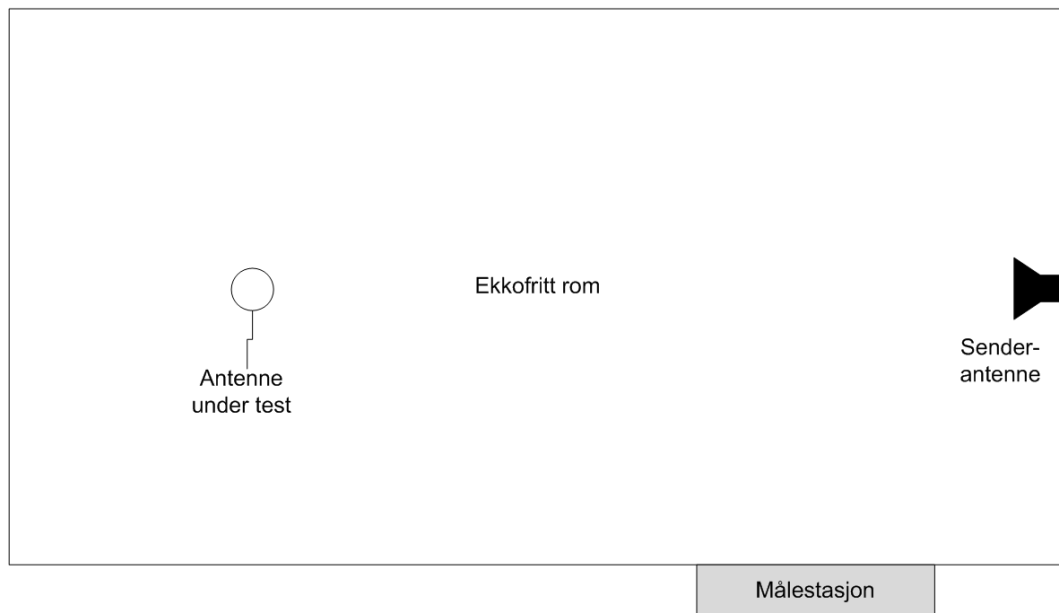
<sup>2</sup>SOLT er en metode hvor man, ved bruk av bare port 1 på ANA, kalibrerer ved hjelp av komponenter som gir kortslutting, åpen krets og en bredbåndslast.



på ANA, men ble ikke gjort fordi faseforskjellen var neglisjerbar for 433 MHz. Før selve målingen startet ble måleområdet satt fra 350 MHz til 500 MHz og kalibrering gjennomført. ANA dumpet måledataene til en ren tekstfil som ble lastes inn i MATLAB for etterprosessering.

For måling av strålingsdiagram ble ekkofritt rom benyttet. En skisse over måleoppsettet er vist i figur 34. Antenne under test (AUT) ble plassert i rommet og rotert mens den mottok signaler fra sendeantenna, montert i enden av rommet. Rommet er kledd med mange staver som skal absorbere elektromagnetisk stråling og dermed hindre at refleksjoner gir antenna bedre direktivitet i den målte vinkelen enn i virkeligheten. Ekkofritt rom ble kun brukt til å måle strålingsdiagram, men kunne også vært brukt til å måle utstrålt effekt fra antenna. Måling av utstrålt effekt forutsetter at man har to antenner med kjent vinning. Den ene antenna brukes til å sende og den andre brukes på mottaker siden for å gi en referanseverdi til AUT. I antennehallen fantes det kun en antenne for 433 MHz, så det var ikke mulig å få målinger av utstrålt effekt.

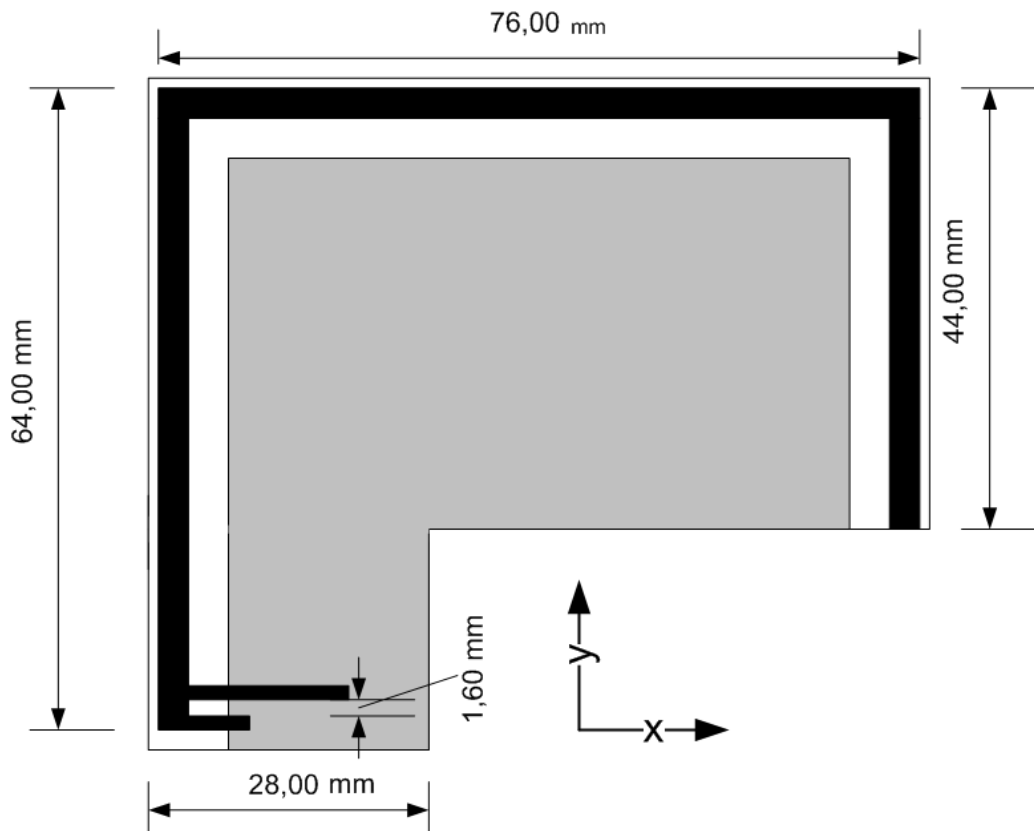
Målingene av strålingsdiagram inneholder store feilkilder. Det ekkofrie rommet er egentlig ikke designet for måling av radiosignaler under 1 GHz. Absorpsjonsstavene er for korte til å absorbere sub GHz signaler. I tillegg er det montert en forsterker på sendeantenna, spesifisert for frekvenser ned til 500 MHz. At forsterkeren ikke er beregnet for frekvenser under 500 MHz påvirker ikke strålingsdiagrammene på hver enkelt frekvens, men skal man sammenlikne utstrålt effekt på flere frekvenser så gir det feil. Den siste feilkilden er kabelen koblet til røykvarsleren. I alle målinger der antenna ikke lå vannrett i rommet ville kabelen henge mellom sender og mottaker og blokke deler av strålingen i enkelte sektorer. I vedlegget, kapittel C, er det lagt bilder av hvordan røykvarsleren ble rigget ved de forskjellige målingene.



**Figur 34:** Skisse av antennehall

## 4 Implementering

Røykvarsleren lå innenfor antennens nærfelt og hadde dermed innvirkning på antennens egenskaper. For å ta hensyn for dette måtte antenna integreres i røykvarsleren og deretter tilpasses. Røykvarslere kan henges opp på alle typer materialer som kan tenkes i et hjem. Alt fra betong til treverk. Det var derfor nødvendig å måle på antenna montert på ulike materialer for å se hvordan antennens resonansfrekvens flyttet seg, og dermed hva slags krav man måtte stille til båndbredden.



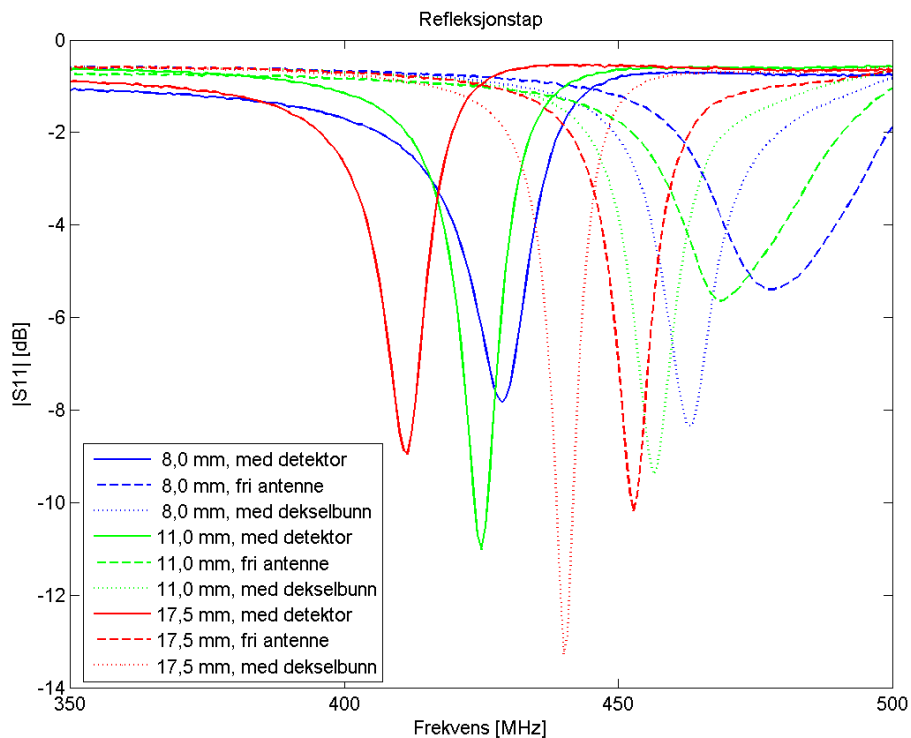
**Figur 35:** Layout for antenne til båndbreddetest og tilpassing

Kortet med selve røykvarsleren var umulig å modellere i EMDS, så man hadde behov for å finne en sammenheng mellom den simulerte antenne i fritt rom og den virkelige antenne montert i røykvarsleren. Utgangspunktet for sammenligninga og båndbreddetest ble layouten i figur 35. Simulert resonansfrekvens på denne antenne var 369,8 MHz. Antenna ble målt på i fritt rom, i bunnen av dekselet og montert med røykvarslerkortet.

## 4.1 Antennetilpassing

Først startet man med å måle på ei fri antenne, deretter med bunndekselet og tilslutt med detektorkortet montert. Man skrapet vekk deler av antenneelementet og målte på nytt. Grafen i figur 31 viser simulert og målt lengde av antennegreina markert som 44,00 mm lang i figur 35. Målingene ble gjort med to feritter nær antenna, uten balun, og var et forsøk på å finne en sammenheng mellom simulert og målt verdi. Man kan se i figuren at ettersom lengden på antenna sank så økte forskjellen mellom simulert og målt frekvens. Det var derfor umulig å finne et forholdstall mellom simulert og målt frekvens.

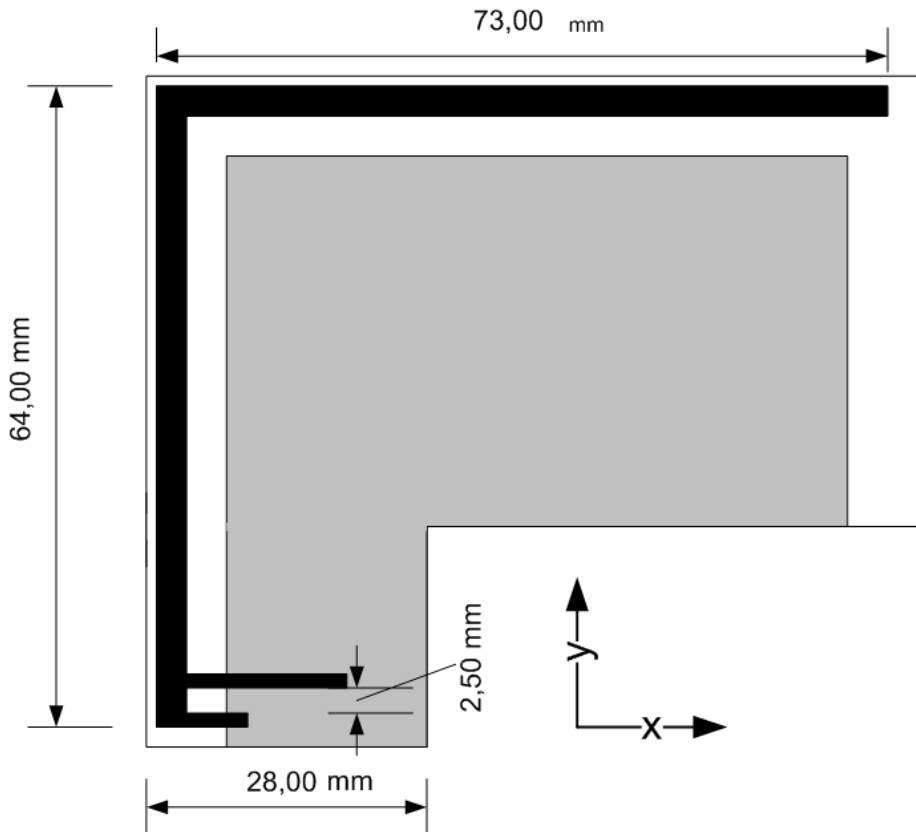
Med balun forsøkte man å finne et forhold mellom målt antenne i fritt rom og målt antenne med røykvarsler, figur 36. Også her så man at da antenna ble kortere så økte også forskjellene mellom målingene. Man prøvde derfor ikke å se en sammenheng mellom de forskjellige målingene og trimmet og målte til man hadde mindre en 1,5% avvik fra ønsket resonansfrekvens. Ved denne frekvensen viste det seg at antenna var induktiv og ga dermed svært dårlig båndbredde i forhold til hva man potensielt kunne oppnå.



**Figur 36:** Lengdetilpassing i fri luft

Fra teorien vet man at den beste parameteren for å justere reaktansen med er

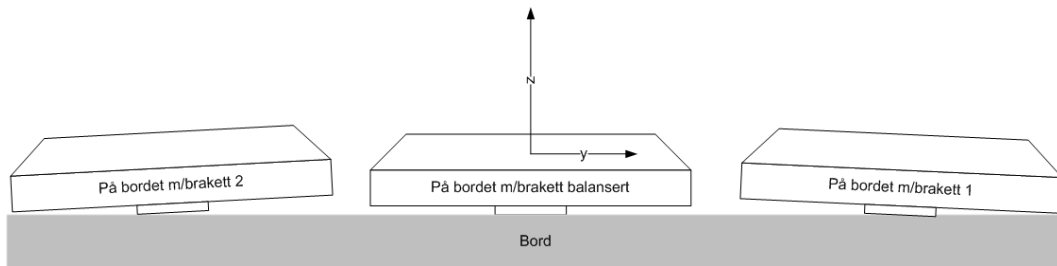
bredden mellom mate- og jordleder,  $d$ . Man fjernet derfor matelinja og erstattet denne med en elektrisk ledende teip. Teipen måtte kuttes og plasseres for hånd. Dette ga stor usikkerhet om man hadde klart å lage en  $50 \Omega$  matelinje og om  $d$  var riktig målt. Man skulle plassere med 0.1 mm presisjon. Man fikk derfor freset en ny antenne med de antatte dimensjonene. Denne antenne ble montert i røykvarsleren og trimmet til 433 MHz, målt i røykvarsleren stående på bordet. Endelig design er presentert i figur 37.



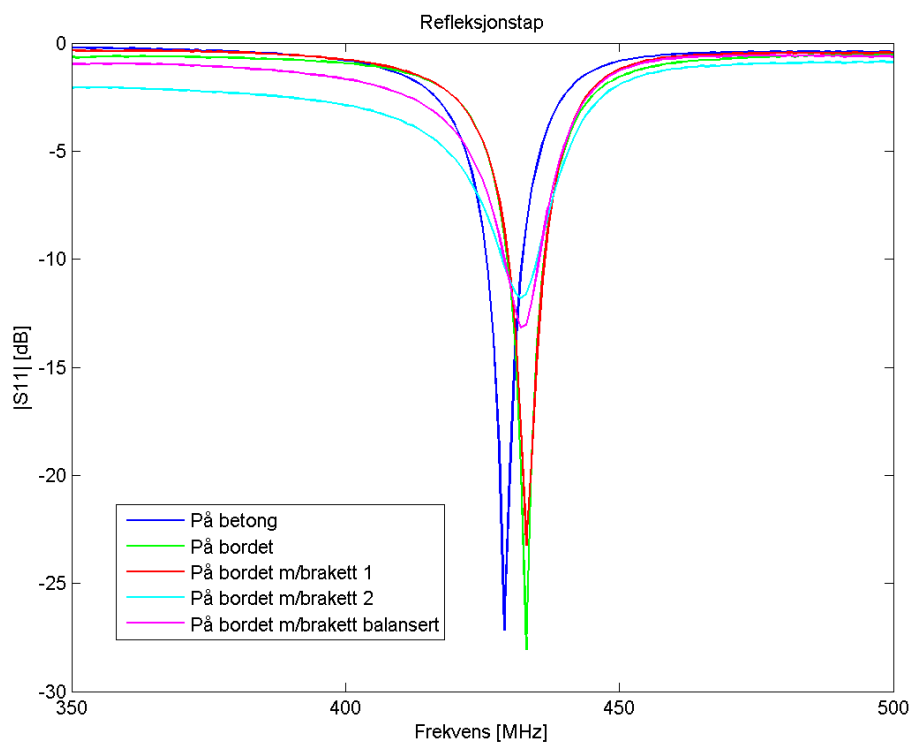
**Figur 37:** Endelig antenneforslag

## 4.2 Båndbreddebehov

ETSI-båndet for 433 MHz er som presentert tidligere fra 433,05 MHz til 434,79 MHz. Det vil si 1,74 MHz. I tillegg til selve båndet som røykvarsleren skal sende i kreves ekstra båndbredde for implementeringsmessige endringer. Det vil si at til kravet til båndbredde ETSI-båndet må være tilfredsstillt for alle mulige materialer røykvarsleren kan bli hengt på.



**Figur 38:** De tre tilfellene med brakett



**Figur 39:** Resultat enkel båndbredde test

En ser at resultatene for “På betong” ligger utenfor ETSI-båndet. Den høyeste målte startverdi for antennes bånd er 430 MHz mens ETSI begynner på 433,05

**Tabell 4:** Måleresultater båndbredde

Plassering	Resonans	Refleksjonstap	$\Delta f_{start}$	$\Delta f_{stop}$	$\Delta f$
På betong	429 MHz	-27.14 dB	426 MHz	432 MHz	6 MHz
På bordet	433 MHz	-28.08 dB	430 MHz	436 MHz	6 MHz
m/braket 1	433 MHz	-23.23 dB	430 MHz	436 MHz	6 MHz
m/braket 2	432 MHz	-11.82 dB	429 MHz	435 MHz	6 MHz
m/braket balanse	432 MHz	-13.17 dB	429 MHz	435 MHz	6 MHz

MHz. Ved å flytte antennes senterfrekvens opp 3 MHz ligger alle startverdier under og man får en slutt på båndet for antenne på betong på 435 MHz, som er rett over kravet. Antenna vil i de målte situasjonene da fylle kravet til båndbredden i ETSI-båndet.

## 5 Resultater

**Tabell 5:** Endelig antenne

Parameter	Simulert	Bord
$f_r$	473,3 MHz	433,0 MHz
$\min( S_{11} )$	-14,70 dB	-28,08 dB
$\Delta f_{start}$	471,8 MHz	430,0 MHz
$\Delta f_{stopp}$	474,8 MHz	436,0 MHz
$\Delta f$	3,0 MHz	6,0 MHz

**Tabell 6:** Simulerte strålingsparametere for det endelige antenndesignet

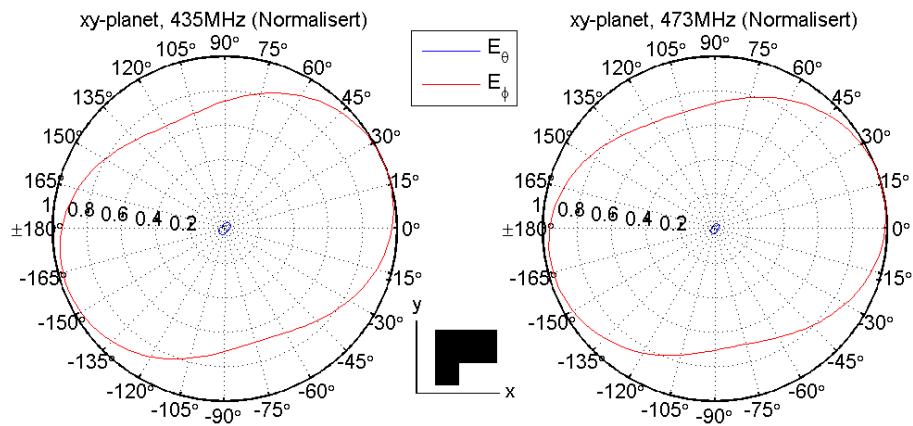
	435 MHz	473 MHz
$P_{rad}$	0,0057 W	0,3419 W
Direktivitet	1,269 dB	1,224 dB
Gain	-21,202 dB	-3,437 dB
$U_{maks} \frac{W}{sr}$	0,00060 $\frac{W}{sr}$	0,03606 $\frac{W}{sr}$
-Vinkel $\theta, \phi$	90° 21°	90° 15°

Strålingsdiagrammene i figurene 40 til 42 viser de simulerte strålingsdiagrammene for frekvensene 433 MHz og 473 MHz. Man valgte å legge ved resultater for begge frekvensene fordi ved målt resonansfrekvens på 433 MHz på røykvarsleren hadde den simulerte frie antenne resonansfrekvens på 473 MHz. Strålingsdiagrammene ble normalisert av EMDS med hensyn på hver enkelt frekvens. En må derfor ta i betraktning at ved simulering var den utstrålte effekten ved 473 MHz 17,78 dB høyere enn ved 433 MHz.

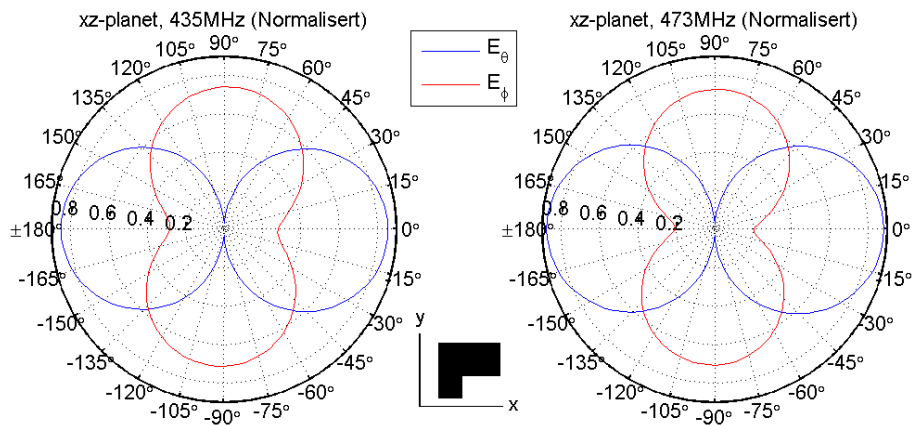
De simulerte strålingsdiagrammene for frekvensene 473 MHz og 433 MHz var veldig like, med unntak at ved 473 MHz snevres  $E_\phi$  mer inn ved 0° og 180° i xz-planet, og man har litt svakere stråling av  $E_\theta$  i yz-planet. Det ble derfor antatt at målt strålingsdiagram ved 435 MHz var representabelt for et strålingsdiagram målt ved resonansfrekvens.

Gitt at balunen hadde en senterfrekvens på 433,00 MHz og ei båndbredde på nøyaktig  $\pm 5\%$ , så var virkningsområdet til balunen fra 411,35 MHz til 454,65 MHz. For antenne med resonansfrekvens på 433 MHz i røykvasleren, hadde antenne resonansfrekvens opp mot 500 MHz, målt alene.

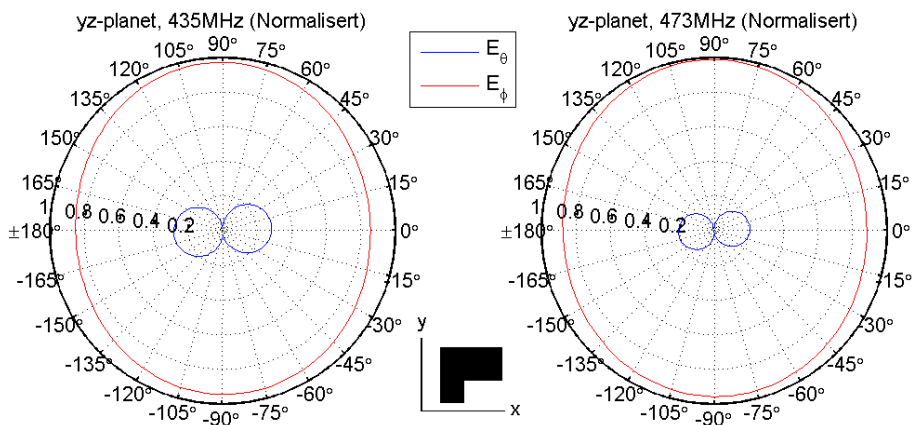




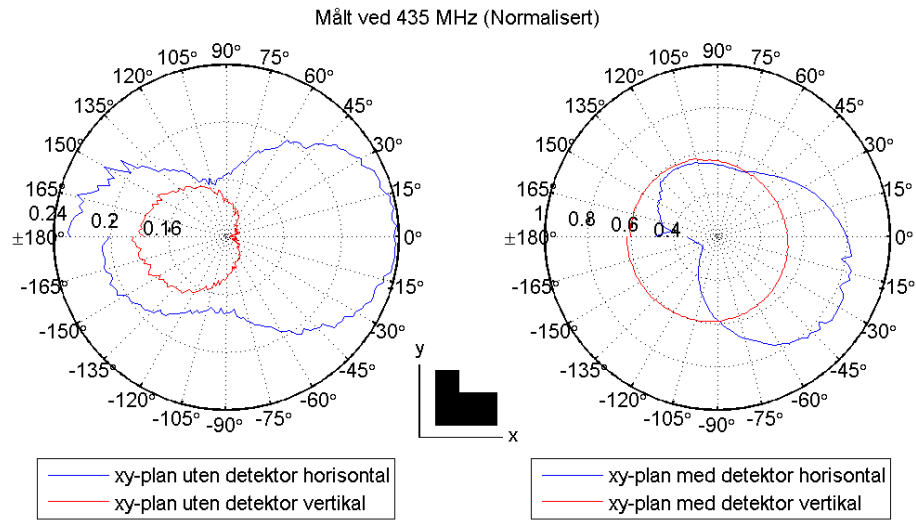
Figur 40: Simulert strålingsdiagram, xy-planet



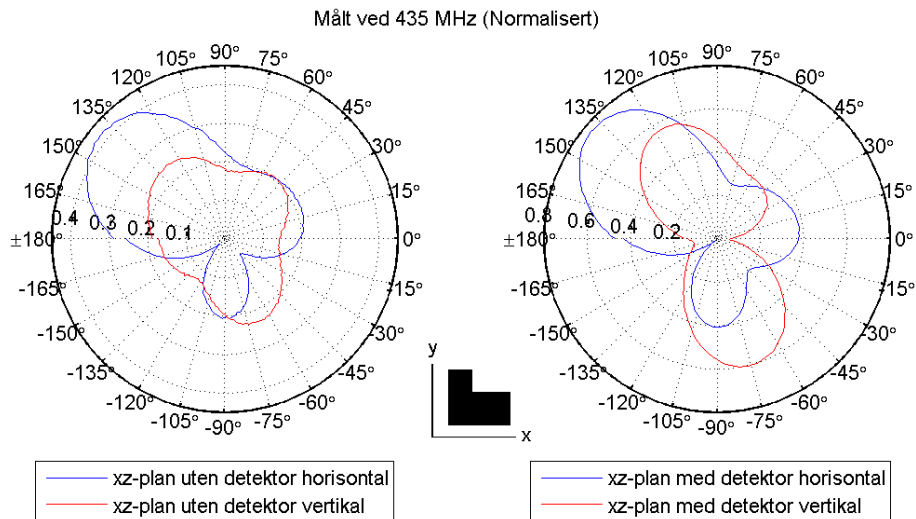
Figur 41: Simulert strålingsdiagram, xz-planet



Figur 42: Simulert strålingsdiagram, yz-planet



**Figur 43:** Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, xy-planet

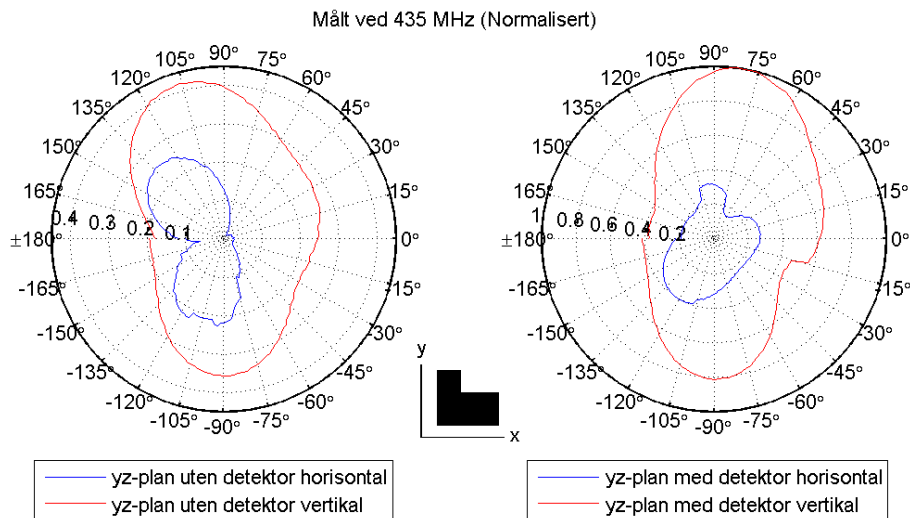


**Figur 44:** Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, xz-planet

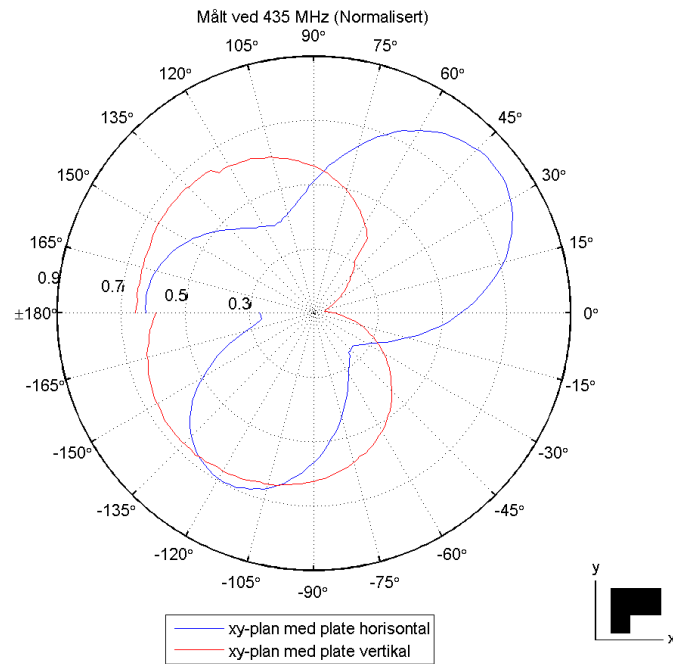
Målingene er presentert med sendeantenna polarisert i henholdsvis horisontal og vertikal retning. Figurene 43, 44 og 45 viser strålingsdiagram for antenne målt alene og i røykvarsler. Figurene 46, 47 og 48 illustrerer strålingsdiagram for røykvarsler montert på treplate. Treplaten ble brukt for å få en bedre tilnærming til røykvarsleren hengene på vegg eller i tak.

Det er liten likhet mellom den simulerte og målte strålingen, for antenne alene. Ved å integrere antenne i røykvarsleren endrer man også strålingsegenskapene til antenne. Dette var å forvente ettersom antennas impedans også var avhengig av om den var i røykvarsleren eller ikke. Resultatene viser at strålingen er svært avhengig av hva som befinner seg i antennas nærfelt. Det er ikke antenne selv men kapslingen rundt som bestemmer strålingsdiagrammet.

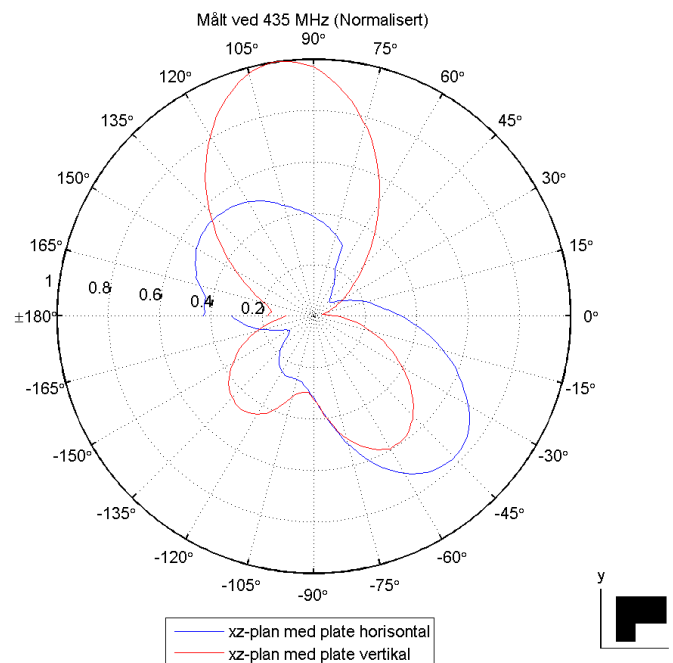
Alle målingene er ikke helt bra. Spesielt diagrammet for røykvarsler målt på plate har et stort avvik, i horisontal polarisasjon mellom pluss og minus 180 grader. Det kan virke som om den avleste vinkelen ikke stemmer overens med virkeligheten. Det var et faktum at programvaren hadde problem å samkjøre motoren med ANA og det finnes derfor en egen jekke faktor man kan stille på i programmet.



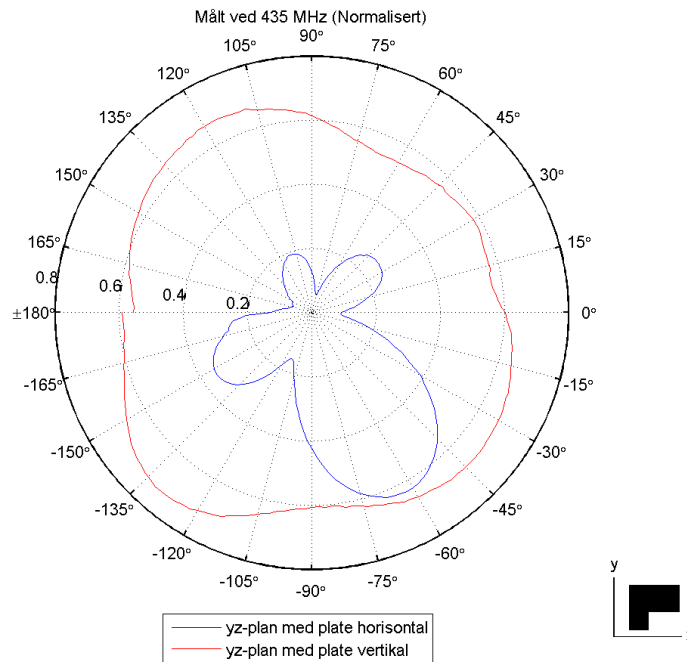
**Figur 45:** Målt strålingsdiagram for antenne med og uten røykvarsler, yz-planet



Figur 46: Målt strålingsdiagram for røykvarsler monterert på treplate, xy-planet



Figur 47: Målt strålingsdiagram for røykvarsler monterert på treplate, xz-planet



**Figur 48:** Målt strålingsdiagram for røykvarsler montert på treplate, yz-planet

## 5.1 Videre arbeid

For å virkelig finne ut om antenna følger båndbredde- og andre krav som måtte bli stilt for røykvarsleren, må man implementere antenna i røykvarsleren med radiobrikke. Ved implementering av radiobrikke kan man fjerne kabelen som går til ANA, man får satt på lokket, koblet til batteriet og koblet til ISP kablene mot røykvarslerkortet. Alle disse faktorene er viktige med hensyn på resonansfrekvens på antenna. Siden båndbredda var så lav har man ikke noe endelig svar på om antenna kan brukes, før man har målt på røykvarsleren som ferdig produkt. Gjenstående arbeid før antenne eventuelt kan tas i bruk er derfor implementering av radio og deretter tilpassing av antenna, måling av strålingsdiagram og rekkevidde og eventuelt sammenlikne mot eksisterende løsning for å se om man har noe å vinne på å skifte antenneløsning.

## 6 Konklusjon

Først i oppgaven ble det foretatt simuleringer på enkel invertert-F-antenne for å bli kjent med hvordan man enklest kunne tilpasse en slik antenne til ønsket formål. Dette ble funnet:

- Høyden mellom jordplanet og antenneelementet,  $h$ , var en vanskelig parameter å bruke til tilpassing, og måtte derfor bestemmes først.
- En økning i bredden på antenneelementet,  $w$ , ga bedring i refleksjonstap og båndbredde opp til en gitt bredde, før disse stabiliserte seg og  $w$  bare endret på resonansfrekvensen.
- De to viktigste tilpassingsparametrene var lengden på antenneelementet,  $l$ , og avstanden mellom jord- og matebeinet,  $d$ . Begge hadde innvirkning på resonansfrekvens og impedans.  $d$  hadde størst betydning for endring av reaktans, mens  $l$  var mest utslagsgivende for resonansfrekvensen. Man brukte derfor  $d$  til å tilpasse reaktansen og  $l$  til å justere resonansfrekvensen. Siden begge parametrene virket inn på både resonansfrekvens og impedans måtte tilpassingen skje med begge parametrene samtidig.

Målinger på antenne med lite jordplan kan være en vanskelig oppgave. Det viste seg å være umulig å måle på antenna og få fornuftige svar uten å gjøre tiltak som kuttet strømmen i jordkappa på coax-kabelen. Det ble funnet to måter å gjøre dette:

- Første alternativ var å bruke flere feritter på kabelen, montert ved antenna. Dette var en dårlig løsning, hvor man så liten bedring i målingene. Ut fra leste artikler fant man at ferittene ikke bare reflekterte strømmen tilbake på antenna, men også kunne absorbere en del av energien.
- Andre alternativ, som ble valgt, var å bruke bazookabalun da denne reflekterte all strømmen og ga svært gode målinger i forhold til ferittene.

Å bruke simuleringsverktøyet EMDS til å konstruere antenne var vanskelig:

- Verktøyet ga en god indikasjon på antennes refleksjonstap og resonansfrekvens, men hadde avvik på over 20 MHz mellom simulering og måling.
- Med antenne som ikke var rett og lå parallelt med jordplanet viste det seg at forskjellen mellom simulert og målt frekvens økte ved kortere antenne.
- Det var derfor vanskelig å bruke simulering til annet en et utgangspunkt for å finne riktige antennedimensjoner.

- EMDS var likevel et fint verktøy å bruke for å forstå hvilke endringer som skulle til for å tilpasse til 50  $\Omega$ .

Det endelige utkastet til antenna hadde en båndbredde på 6 MHz, målt i fem forskjellige tilstander:

- Resonansfrekvensen varierte fra 429 MHz på betong til 433 MHz på treverk.
- Røykvarsleren lå utenfor ETSI-båndet, 433,05 MHz - 434,79 MHz, da den var festet på betong, mens den var innenfor da den var montert på treverk.
- Hvis antenna hadde blitt laget litt lengre slik at resonansfrekvensen hadde økt med 3 MHz, ville røykvarsleren dekt ETSI båndet i alle tilstandene.
- Det finnes mange flere måter å montere antenna på og disse kan gi større avvik på resonansfrekvensen enn man har båndbredde til.

Det ble ikke gjort målinger ved resonansfrekvens på antenna alene, men ved 435 MHz siden resonansfrekvensen lå godt utenfor balunens virkeområde. Det ble konkluderte med:

- De simulerte strålingsdiagrammene for 433 MHz og antennes simulerte resonansfrekvens, 473 MHz, var svært like, så målinger på 435 MHz ville gi en bedre tilnærming til antennens strålingsdiagram ved resonansfrekvens enn målinger gjort ved resonansfrekvensen uten balun.
- Strålingen var svært avhengig av hva som befant seg innenfor nærfeltet til antenna. Dette var forventet siden resonansfrekvens og impedansen også var avhengig av antennes omgivelser.
- Røykvarslerens utforming, vegger og taket er avgjørende faktorer for røykvarslerens endelige strålingsdiagram.

For å virkelig finne ut om antenna følger kravene til båndbredde må følgende gjøres:

- Antenna implementeres i røykvarsleren med radiobrikke og tilpasses på nytt. Da fjernes også kablen som går til ANA.
- Sette på lokket.
- Koble til batteriet.
- Koble til ISP kablene mot røykvarslerkortet.

Alle disse faktorene er viktige med hensyn på resonansfrekvens. Implementasjon av radio på antenna er en forutsetning for å måle rekkevidden til røykvarsleren, mens fjerning av coax-kablen er spesielt viktig for å få et skikkelig stålingsdiagram.

Oppgava har ikke noe endelig svar på om antenna kan brukes før man har målt på røykvarsleren som ferdig produkt.



## Referanser

- [1] Agilent Technologies. *Agilent High-Frequency Structure Simulator 5.6, User's Guide*, September 2000.
- [2] Audun L. Andersen. Konstruksjon av rf fjernkontrollsystem. Technical report, NTNU, 2005.
- [3] H. Arai. Small antennas: Downsizing techniques and its index factor. *IEICE Trans. Commun.*, E88(5):1801–1808, Mai 2005.
- [4] C. A. Balanis. *Antenna Theory Analysis And Design*. AA, 3 edition, 2005.
- [5] Bungard. Original bungard presensitized base material fr4 with uv blocker standard ipc 4101a.
- [6] J. Ollikainen C. Icheln and P. Vainikainen. Reducing the influence of feed cables on small antenna measurements. *Electronics Letters*, 35(15):1212–1214, Juli 1999.
- [7] P. Vainikainen C. Icheln, J. Krogerus. Use of balun chokes in small-antenna radiation measurements. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 53(2):498–506, April 2004.
- [8] K.L.Virga C.L.Hammond. Network analyzer calibration methods for high-density packaging characterization and validation of simulation models. *Electronic Components an Technology Conference*, 2000.
- [9] V. Lunde. Design av pcb-antenne for 433 mhz. Technical report, NTNU, 2007.
- [10] D. M.Pozar. *Microwave and RF Wireless Systems*. AA, 2001.
- [11] NTNU. *TTT4210 Mikrobølge integrerte kretser 2007 Måleteknikk ANA*, 2007.

## A Simulering

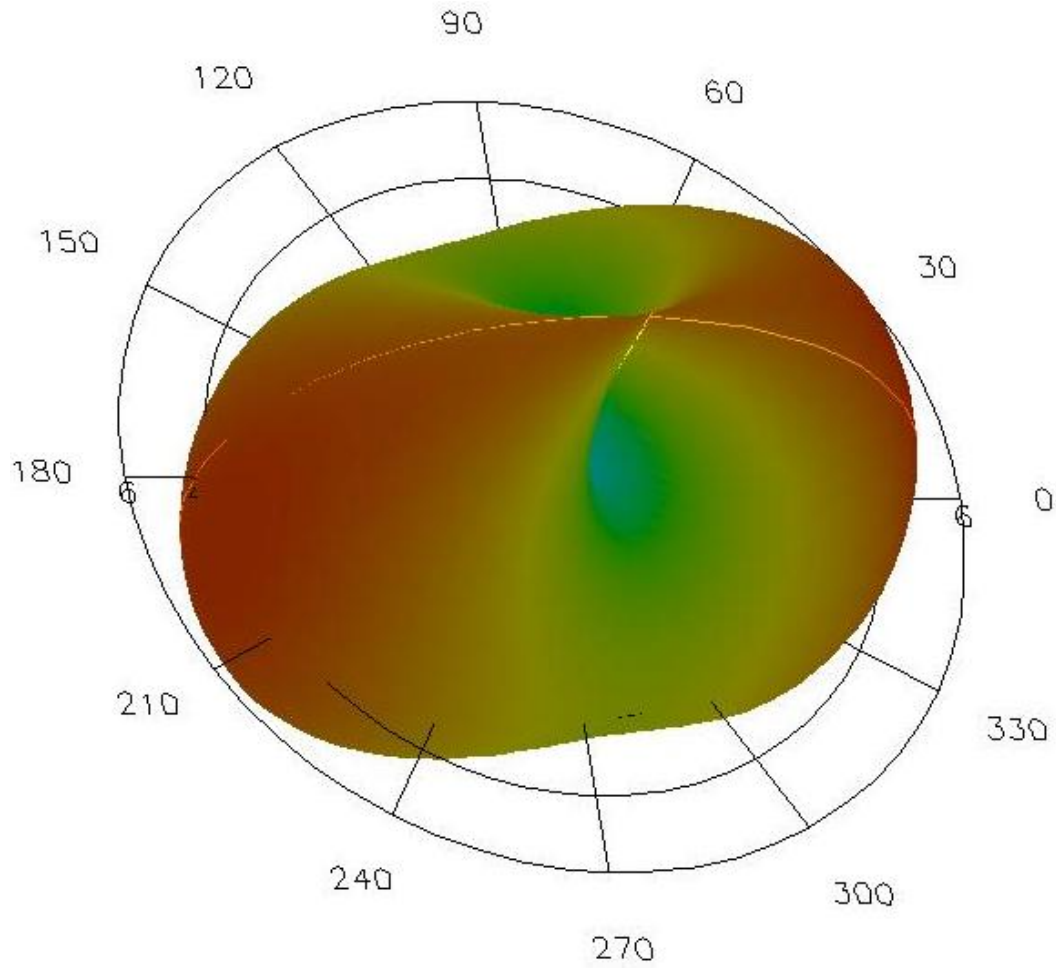
### A.1 Parametere

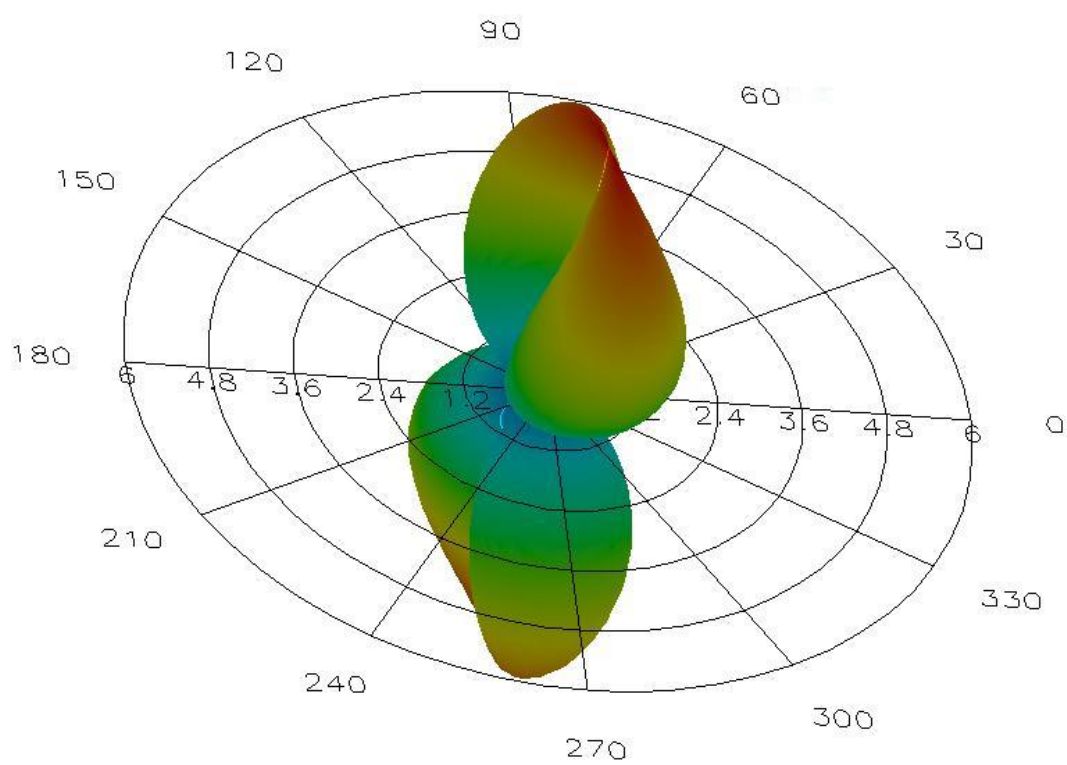
Her er en oversikt over simuleringparametere som ble brukt. Man satte egentlig  $\Delta S = 0,001$ , for å være sikker på at løsningen hadde konvertert. Man erfarte senere at EMDS kan settes opp til å kjøre flere iterasjoner etter at kravet til  $\Delta S$  var oppfylt, for å sikre at løsninga hadde konvertert.

**Tabell 7:** Parametere for simulering

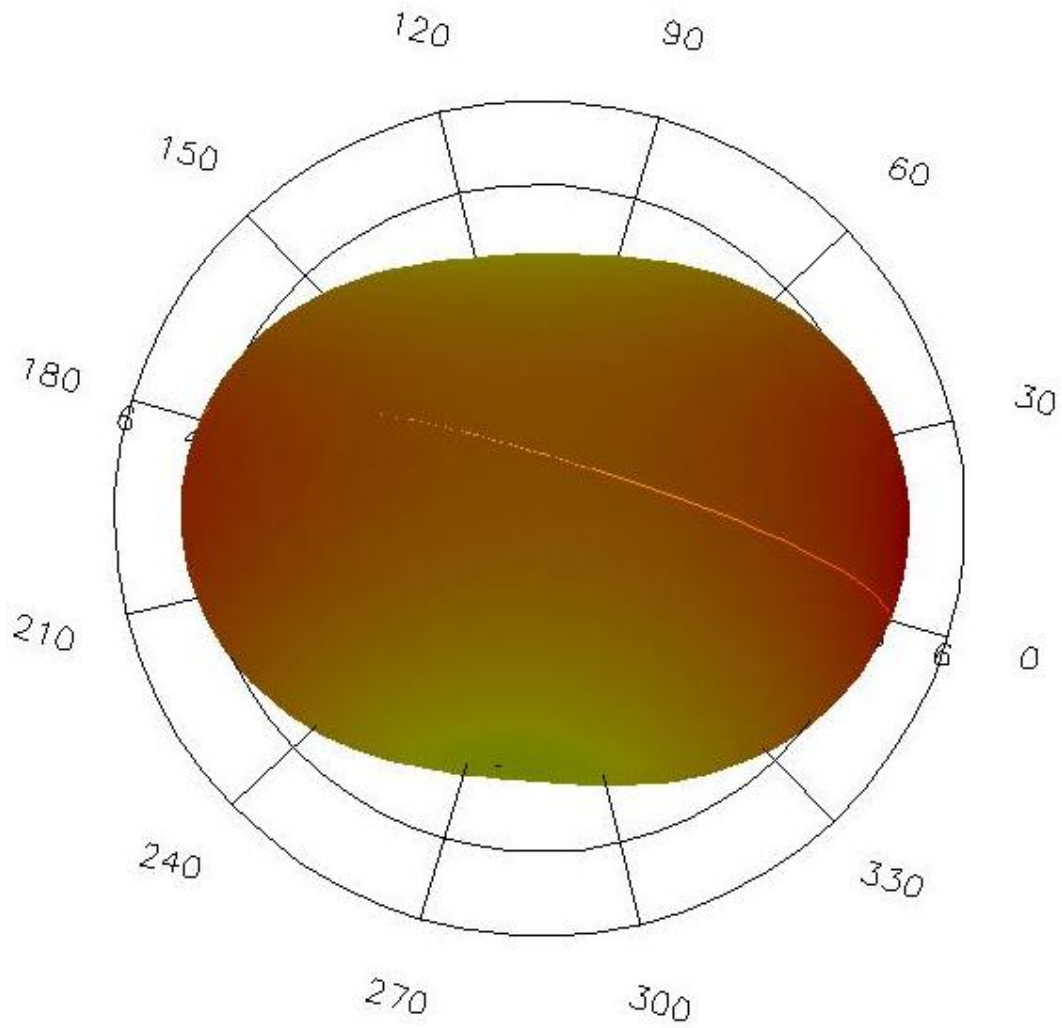
Start frekvens	350 MHz
Stopp frekvens	500 MHz
Expand for Freqs.	433 MHz
$\Delta S$	0,01
Max Divisions per Edge	4
Max Divisions per Loop	40
Nodes per Wavelength	2
Max Added Nodes	60
Max Refinement Points	1000

## A.2 3D-strålingsdiagram og strømfordeling

**Figur 49:** 3D-strålingsdiagram,  $E_\phi$ , 473 MHz



**Figur 50:** 3D-strålingsdiagram,  $E_\theta$ , 473 MHz



**Figur 51:** 3D-strålingsdiagram, 473 MHz



**Figur 52:** Strømfeltfordeling, 473 MHz

## B Balun og feritt

Tabell 8: Balun vs feritter

B	A	B	C	$f_c$	$ s_{11} $	$\Delta_f$
x				425,00 MHz	-18,27 dB	3,00 MHz
x	1			425,00 MHz	-17,72 dB	3,00 MHz
x	2			425,00 MHz	-17,88 dB	3,00 MHz
x		1		425,00 MHz	-18,25 dB	3,00 MHz
x		2		425,00 MHz	-18,36 dB	3,00 MHz
x			1	425,00 MHz	-18,37 dB	3,00 MHz
x			2	425,00 MHz	-18,45 dB	3,00 MHz
x	1	1		425,00 MHz	-17,69 dB	3,00 MHz
x	1		1	425,00 MHz	-17,86 dB	3,00 MHz
x		1	1	425,00 MHz	-18,24 dB	3,00 MHz
	1			425,75 MHz	-19,43 dB	4,50 MHz
	2			424,25 MHz	-15,59 dB	5,25 MHz
	3			423,50 MHz	-12,79 dB	4,50 MHz
		1		430,25 MHz	-6,66 dB	0,00 MHz
		2		428,75 MHz	-9,98 dB	0,00 MHz
		3		431,00 MHz	-6,36 dB	0,00 MHz
			1	424,25 MHz	-9,81 dB	0,00 MHz
			2	422,75 MHz	-10,24 dB	0,75 MHz
			3	423,50 MHz	-10,38 dB	1,50 MHz
	1	1		425,75 MHz	-14,63 dB	5,25 MHz
	1		1	424,25 MHz	-13,96 dB	4,50 MHz
		1	1	428,00 MHz	-8,21 dB	0,00 MHz
				428,00 MHz	-15,50 dB	4,50 MHz

Antall feritter: A = ved antenne, B = midt på kabel, C = ved ANA

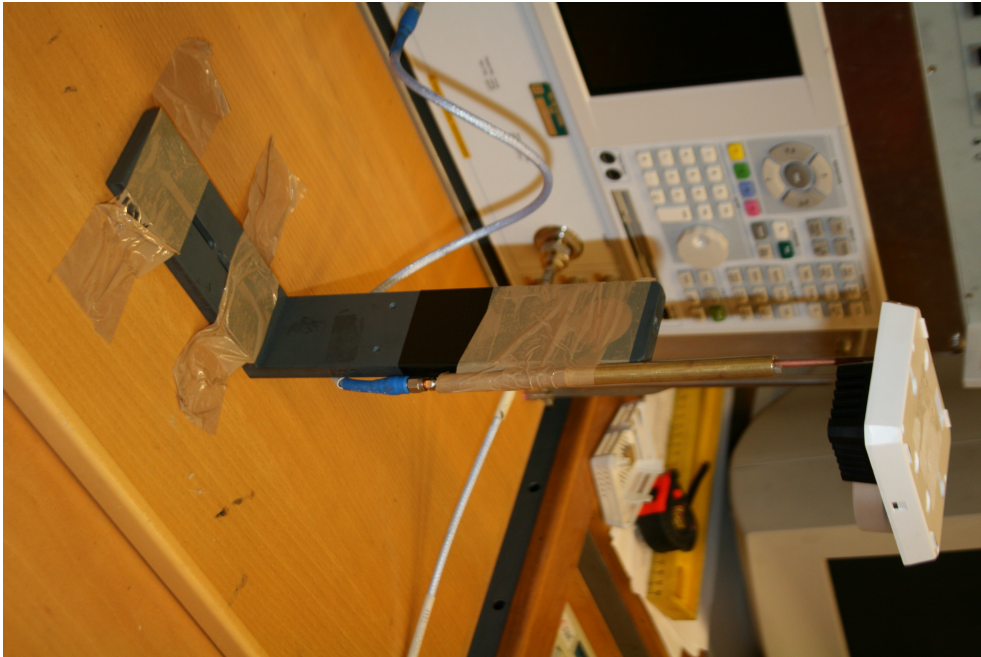
## C Bilder av måleoppsett

Figurene 53, 55 og 54 viser røykvarsleren rigget for måling av parameter  $s_{11}$ . Figurene 56 og 57 viser to ulike oppsett for måling av strålingsdiagram. Kobberørret som vises i alle bildene er bazookabalunen. Der balunen ikke bærer røykvarsler ved måling, men røykvarsleren er montert på andre overflater, fant man det nødvendig å støtte opp balunen. Man så at tyngden av balunen bøyde antennekortet og ødela målingene.

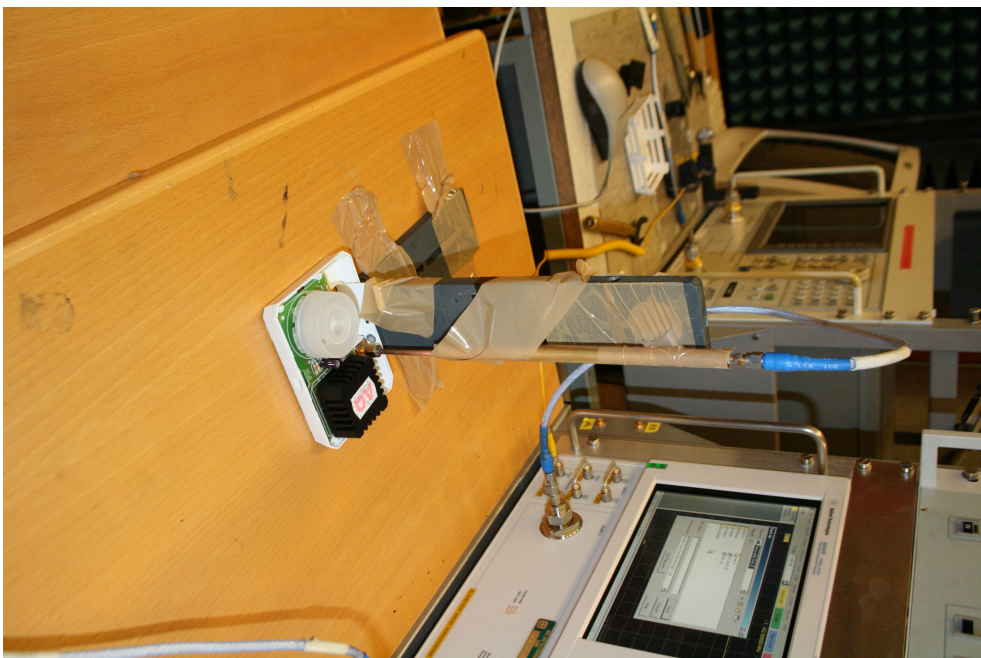


**Figur 53:** Måling: Røykvarsler på betong

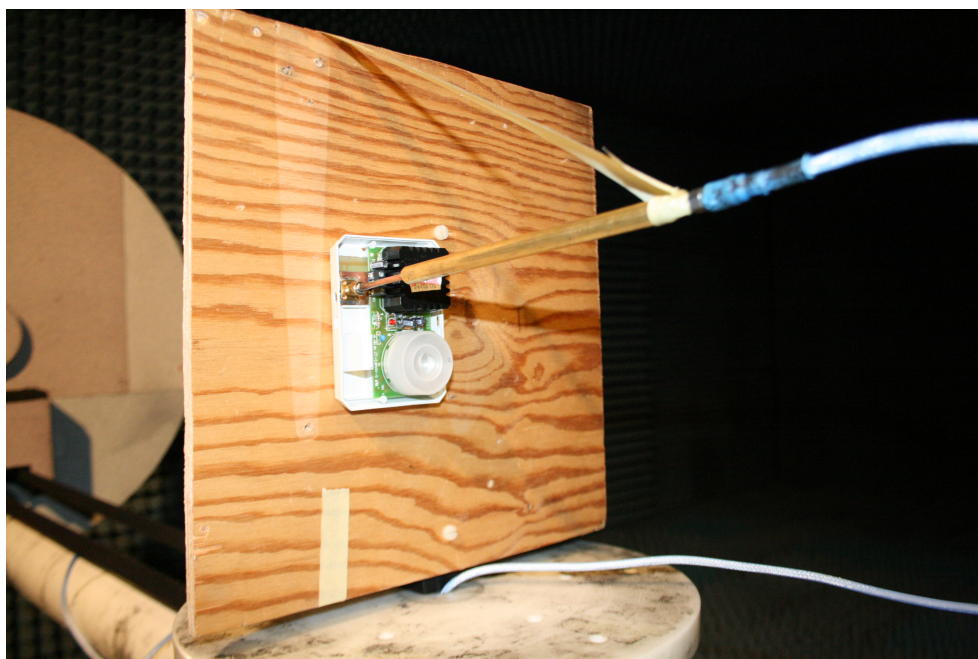




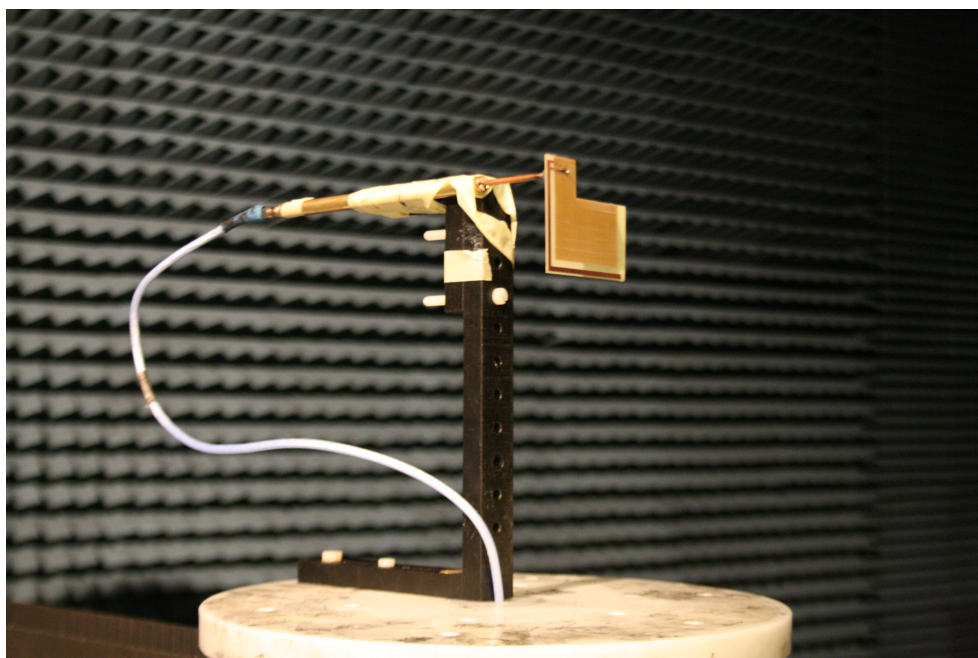
**Figur 54:** Måling: Røkvarsler i lufta



**Figur 55:** Måling: Røkvarsler på bord; treverk



Figur 56: Strålingsdiagram: Festet på treplate



Figur 57: Strålingsdiagram: Fri