

Fys-3921
Mastergradsoppgave i kommunikasjon og mikroelektronikk

Aktive antenner for ultrabredbånd-radar
til deteksjon av brystkreft

Kristoffer Ryeng
Oktober 2008

DET MATEMATISK-NATURVITENSKAPLIGE FAKULTET
Institutt for fysikk og teknologi
Nordlysobservatoriet
Universitetet i Tromsø, 9037 Tromsø

Sammen drag

Motivasjonen for denne oppgaven er en aktiv, smertefri og ufarlig metode for deteksjon av brystkreft ved bruk av ultrabredbånd mikrobølgeradar. Montering av lavstøyforsterker direkte etter mottakerantennen har en positiv effekt på signal-til-støyforholdet i radar-systemet, og en vesentlig del av oppgaven er å måle lavstøyforsterkeren gir. Grunnleggende teori om mikrobølger, antenner, forsterkere, støy og ultrabredbåndssystemer presenteres. Målesystemet som benyttes blir delvis karakterisert og tre radarsystemer blir presentert, monostatisk radar, bistatisk radar og bistatisk radar med tilkople t lavstøyforsterker.

De tre radarsystemene og deres evne til å detektere metalliske plan- og kulereflektorer ble så målt og vurdert. Alle radarsystemene detekterte planreflektoren på 37x40mm, men bare det monostatiske systemet klarte å detektere kulereflektoren med radius 15mm. Det skyldes blant annet at de bistatiske systemene har lenger signalvei, og en omfattende justering av systemene bør utføres for å redusere denne.

Monteringen av aktivt element fikk mindre effekt enn forventet, trolig fordi cross-talk mellom sender- og mottakerantenne var så stor at forsterkeren gikk i metning. Det kan i såfall kompenseres med å sende mindre effekt, men vil ikke være en ideell løsning. Til tross for dette, er tilsynelatende faseinformasjonen i signalet beholdt, slik at man har fått resultater av målingene som er gjort med forsterkeren. Det skal dog ikke utelukkes at man fått større utbytte dersom forsterkeren hadde operert i sitt egentlige operasjonsområde.

Forord

Arbeidet med denne mastergradsoppgaven har vært utfordrende og krevende, men samtidig spennende og givende, og har dannet et solid fundament for min videre karriere.

Jeg ønsker å takke mine veiledere dr. Yngve Birkelund og professor Svein Jacobsen for et godt samarbeid, og god hjelp når ting har gått i stå. Det har vært meget god hjelp å hente både praktisk og teoretisk, og de skal begge ha en stor del av æren for dette arbeidet som er gjort. Jeg kan trygt si at uten Yngve og Svein hadde jeg ikke vært der jeg er i dag.

Stor takk til min kone Aina, som har gitt uvurderlig støtte og oppmuntring når jeg har trengt det mest gjennom hele studiet.

Takk fortjener også Karl Magnus Fossan og Øystein Klemetsen, som begge har hjulpet meg flere ganger, og har bidratt gjennom diskusjon og refleksjon.

Kristoffer Ryeng
Tromsø, 1. oktober 2008

Innhold

Sammendrag	i
Forord	iii
Introduksjon	1
1 Teori	5
1.1 Transmisjonslinjeteori	5
1.2 Antenneteori	9
1.3 Forsterkning	13
1.4 Støy i mikrobølgesystemer	17
1.5 Lavstøyforsterkere	24
1.6 Ultrabredbåndssystemer	25
2 Metoder	27
2.1 Karakterisering av målesystemet	27
2.2 Radarmålinger	32
3 Måleresultater og diskusjon	35
3.1 Karakterisering av målesystemet	35
3.2 Radarmålinger	45
4 Konklusjon	79
A Datablader	83
B Programvare	87

Introduksjon

Dette er en oppgave om aktive ultrabredbåndssystemer (UWB-systemer) og anvendelser innen medisinsk mikrobølgeteknikk. Antennekonstruksjonen er et særdeles viktig moment i UWB-systemer, og denne oppgaven skal vise effekten man får ved å sette en lavstøysforsterker direkte etter antennen i en bistatisk UWB-radar. Ultrabredbåndssystemer har blitt populære til mange anvendelser. Kommunikasjon, både i nær og fjernfeltet, er trolig det dominerende forskningsfeltet innen UWB [1], men UWB benyttes også i radarsystemer [2, 3] og har flere fordeler som viser seg fordelaktige innen medisin.

Brystkreft (cancer mammae) er som de fleste krefttyper ukontrollert celledeling forårsaket av mutasjon av cellegenene som kontrollerer vekst og celledeling. Det er langt fra alle muterte celler som leder til kreft, da kroppens immunforsvar tar hånd om de fleste. Et stort antall av de muterte cellene har lavere overlevelsessevne enn de normale cellene og dør, mens mange muterte celler har normale kontrollfunksjoner i behold, slik at de ikke vokser ukontrollert. Det må dessuten være en opphopning av unormale celler i samme område for å skape kreft [4].

Det er mange potensielle kilder til disse mutasjonene, og blant de mest kjente er ioniserende stråling, som røntgenstråling, gammastråling og partikkelstråling fra radioaktive kilder. Ioner som dannes i vev er svært reaktive, og kan ødelegge DNA-trådene i cellene, med påfølgende mutasjoner. Ultrafiolett lys kan gjøre enkelte personer mer disponert for kreft. Visse kjemiske stoffer (carcinogener) øker muligheten for mutasjoner. Fysiske irritasjoner i vev har vist seg å kunne lede til kreft. Skaden på vevet fører til hurtig mitose og cytokinese (ledd i celledelingen) for å erstatte de ødelagte cellene, og jo hurtigere mitosen foregår jo større er sjansen for mutasjon i de nye cellene. Laboratorieundersøkelser på dyr har vist at enkelte virusinfeksjoner kan forårsake kreft. Forskning viser dessuten at de fleste krefttyper krever ikke bare én mutasjon, men to eller flere. Enkelte familier er overdisponert for kreftutvikling, og dette tyder på at det har forekommet en mutasjon i tidligere slektsledd, som har blitt brakt videre, og gjentatte mutasjoner har utviklet seg til kreft [4].

Forskning utført med mammografi-screening ved Universitetet i Oslo og NTNU viser at gjennomsnittstiden en tumor trengte for å fordoble størrelsen fra 10mm til 20mm i diameter, var 1.7 år. Undersøkelsene viste også at 5% av de undersøkte tumorene fordoblet størrelsen på mindre enn 36 dager, mens 5% brukte mer enn 6.3 år, og vekstratene var sterkt avhengig av alder. Evnen til å detektere en tumor i målingene (sensitiviteten) ble estimert å øke

dramatisk med størrelsen på tumoren, økning fra 26% ved 5mm til 91% ved 10mm diameter [5].

Tidlig deteksjon og behandling er nøkkelfaktorer for å berge livet og livskvaliteten til pasienter med brystkreft (cancer mammae). Per i dag er røntgen-mammografi den dominerende teknikken for å oppdage tumorer i brystet, sammen med selvundersøkelse av brystene [6, 7]. Det er estimert at mammografi reduserer brystkreft-relaterte dødsfall med 20-30% [8]. Disse undersøkelsene har blitt kritisert, og noe av kritikken går ut på at det er vanskelig å måle forbedringer i dødelighet som følge av undersøkelser. Tall før og etter man begynte med undersøkelser gir dog en indikasjon, og studier av disse tallene antyder at mammografi har redusert antall dødsfall som følge av brystkreft.

I 2001 publiserte The Lancet en kontroversiell artikkel som påstod [9]:

(...) there is no reliable evidence that screening for breast cancer reduces mortality.

Samme år konkluderer Cochrane Collaboration [10]:

(...) for every 2000 women invited for screening throughout 10 years, one will have her life prolonged. In addition, 10 healthy women, who would not have been diagnosed if there had not been screening, will be diagnosed as breast cancer patients and will be treated unnecessarily. It is thus not clear whether screening does more good than harm.

Falske positive er et stort problem ved mammografi som undersøkelsesmetode for brystkreft. UK Million Woman Study indikerte at av over 978000 mammogrammer, ble 7.2% kvinner bli tilbakekalt for nærmere undersøkelser [11]. Det vil kreves fire biopsier (celle- eller vevsprøver) for å diagnostisere ett tilfelle av kreft, noe som medfører store økonomiske kostnader såvel som den psykologiske belastningen man påfører kvinnene. Et prøveprosjekt ble startet i Akershus, Hordaland, Oslo og Rogaland i 1995/96, og i 2000 viste undersøkelsene at 4.2% av omlag 127000 kvinner som ble undersøkt fikk krefuttslag i mammografiundersøkelsen. Det er forholdsvis stor forskjell mellom de to undersøkelsene, Deteksjonsraten var 0.67%, altså at 67 av 10000 kvinner som ble undersøkt fikk diagnosen brystkreft [12]. Falske negative er på sin side et like stort problem, spesielt siden tidlig behandling er viktig for en vellykket behandling. Undersøkelser viser at mellom 5 og 35% av mammografiundersøkelsene kan gi negativt utslag til tross for at kvinnen hadde tegn på brystkreft [13, 14]. Det er rapportert om at mammografiundersøkelser kan gi feil resultat, enten falsk positiv eller falsk negativ, i så mye som 75% av enkelte undersøkelser [15]. Det er dog verdt å merke seg at dette er worst case, ikke gjennomsnittstall.

I tillegg til nokså lav spesifisitet og sensitivitet, har mammografi ytterligere svakheter. Mange pasienter opplever smerte under undersøkelsen som følge av brystkompresjon [16]. Det er også en viss strålingsfare forbundet med mammografi da metoden baserer seg på røntgenstråling som er ioniserende av natur, og enkelte grupper er mer utsatt for kreftfare som følge av

stråling [17]. Mammografi har også mindre nytteverdi for deteksjon av brystkreft hos unge kvinner fordi brystvevstettheten er høyere for denne gruppen, og metoden må derfor alltid suppleres med ultralydsundersøkelse [18].

En annen teknikk som benyttes i dag er magnetisk resonansavbildning (MRI). Denne metoden har vist seg å være 27-36% mer sensitiv for deteksjon av kreftceller enn mammografi, men den er samtidig mindre spesifikk da den har flere falske positive utslag for kreft [19]. Infrarød termografi, nær-infrarød optisk avbildning, positronemisjonstomografi (PET), elektrisk impedansavbildning, scintigrafisk metode og mikrobølgeradiometri er andre teknikker som brukes i større eller mindre grad. Ultralyd brukes som en tilleggsundersøkelse der mammografi ikke gir tilstrekkelig sikkerhet. Avbildningsteknikker er nyttige for å bestemme tilstedeværelsen av metastatiske sykdommer, men de brukes *ikke* til diagnostisering. Bare mikroskopisk evaluering av biopsier kan gi en kreftdiagnose.

Ultrabredbånds mikrobølgeradar for deteksjon av brystkreft er en lovende metode for deteksjon av brystkreft på et tidlig stadium. Ved å benytte frekvenser mellom 1 og 10GHz i et aktivt radarsystem, utnytter man at ondartede tumorer og det omliggende brystvevet har signifikant dielektrisk kontrast i mikrobølgeområdet [20, 21]. Forsøk har antydnet en penetreringsdybde på 7.5cm for UWB-radar med båndbredde 2-10GHz [22]. Lavere frekvenser skal teoretisk øke denne dybden [23]. Selv om aktiv mikrobølgeavbildning ikke tilbyr høyere romlig oppløsning enn røntgenmammografi, har denne metoden potensiale til å tilby høyere sensitivitet og spesifisitet. Dessuten er ikke mikrobølgeavbildning ioniserende eller invasiv, og krever ikke kompresjon av brystet. Teknikken medfører derfor mindre smerte, og faren for utvikling av kreft som følge av undersøkelsen er mye mindre enn for mammografi.

Begrepet *aktive antenner* innebærer at det er en forsterker tett på antennen, slik at man kan få et signal som er mer robust mot støypåvirkning senere i systemet, selv om signal-til-støyforholdet er svært lavt[23]. Denne mastergradsoppgaven dreier seg om forbedring av signalet fra antennene som ble laget i prosjektoppgaven [24], mens det i prosjektoppgaven ble fokusert på den praktiske produksjonen av antennene. To lavstøysforsterkere er kjøpt inn, én som er en selvstendig komponent og én som har avtakbare SMA-konnektorer, slik at man kan lodde den direkte på kretskortet. I en eventuell prototype på et ferdig system vil det i høyeste grad være ønskelig, men til denne oppgaven er det fordelaktig å enkelt kunne montere og demontere forsterkeren fra resten av systemet.

Mastergradsoppgaven er delt i fire. Først kommer en presentasjon av basisteori for arbeidet som er gjort. Deretter kommer et kapittel som presenterer metodikken og måleoppsettet som er brukt, før det kommer et tredje kapittel der måleresultater presenteres og diskuteres. Til slutt kommer konklusjon av arbeidet som er gjort og motivasjon for videre arbeid. Som vedlegg ligger datablader og informasjon om programvare som er anvendt.

Kapittel 1

Teori

1.1 Transmisjonslinjeteori

1.1.1 En enkel modell

Anta en enkel modell som i figur 1.1, med en generator med kildeimpedans Z_G koplet til en last Z_L via en transmisjonslinje Z_0 . Da er effekten avlevert til lasten gitt ved effekten til innkommende bølge minus effekten til reflektert bølge, som propagerer i motsatt retning relativt til innkommende bølge. Dersom $Z_L = Z_0$, vil den innkommende bølgen absorberes fullstendig i lasten, og det reflekteres ingen bølge. Dersom $Z_L \neq Z_0$, vil en større eller mindre del av den innkommende bølgen reflekteres tilbake, gitt at transmisjonslinjen ikke består av en kvartbølgetransformator.

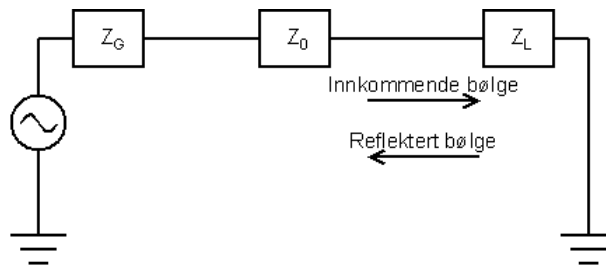
Når en bølge propagerer i en tapsfri transmisjonslinje, er de generelle løsningene for spenningen og strømmen for et punkt z gitt ved

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}, \quad (1.1)$$

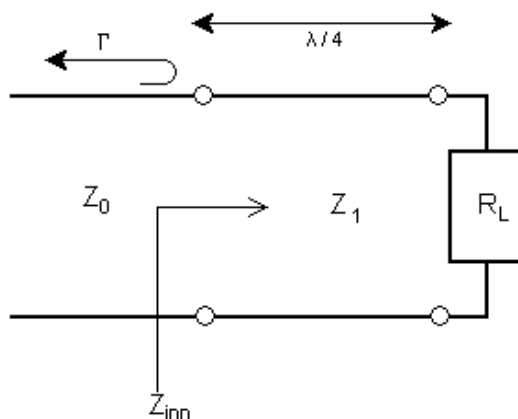
$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}, \quad (1.2)$$

der $\beta = 2\pi/\lambda$, og V_0^+ og V_0^- er henholdsvis innkommende og reflektert spenning i ved et gitt referanseplan [23].

En kvartbølgetransformator er en transmisjonslinje med en lengde på en kvart bølgelengde for en gitt frekvens, og vil sørge for perfekt impedanstilpassning for bølger med denne frekvensen og dens odde multipler. Bølger med andre frekvenser vil være mistilpasset. En kvartbølgetransformator er vist i



Figur 1.1: Modell av transmisjonslinje



Figur 1.2: Kvartbølgetransformator for impedanstilpasning

figur 1.2. For å gi $\Gamma = 0$ må $Z_{inn} = Z_0$, som igjen medfører at den karakteristiske impedansen Z_1 er gitt som [23]

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}. \quad (1.3)$$

1.1.2 To-portsnettverk

Et to-portsnettverk (se figur 1.3) har typisk én inngang og én utgang. For et to-portsnettverk defineres refleksjonskoeffisienten Γ som forholdet mellom reflektert og innkommende bølge:

$$\Gamma = \frac{\text{reflektert bølge}}{\text{innkommende bølge}} \quad (1.4)$$

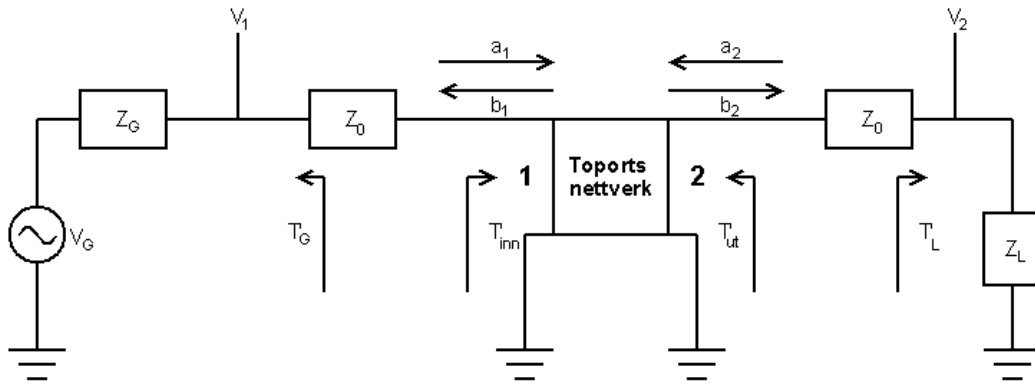
$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (1.5)$$

$$\Gamma_G = \frac{a_1}{b_1} = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0}, \quad (1.6)$$

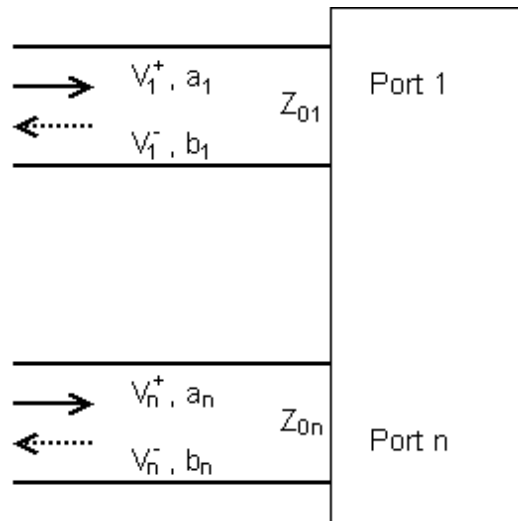
$$\Gamma_{inn} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_{inn} - Z_0}{Z_{inn} + Z_0}, \quad (1.7)$$

$$\Gamma_{ut} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{Z_{ut} - Z_0}{Z_{ut} + Z_0}. \quad (1.8)$$

Γ_L er forholdet mellom bølgen som reflekteres fra lasten til to-portsnettverket og bølgen avlevert til lasten. Γ_G angir forholdet mellom bølgen som avleveres fra generatoren og bølgen som reflekteres tilbake til generatoren fra nettverket når den er tilkopleet. Γ_{inn} er forholdet mellom bølgen som reflekteres fra nettverket og bølgen som går inn i nettverket, mens Γ_{ut} er forholdet mellom bølgen avlevert fra nettverket og bølgen reflektert fra lasten. Hver port, i , har to tilknyttede noder, a_i som er amplituden på bølgen som ankommer port i , og b_i som er amplituden på bølgen som reflekteres fra port i .



Figur 1.3: Toportsnettverk



Figur 1.4: N-portsnettverk med forskjellig karakteristisk impedans

1.1.3 N-portsnettverk og S-matrisen

Et nettverk med mer enn to porter vil være fullstendig karakterisert av spredningsmatrisen \mathbf{S} , eller *S-matrisen* som den gjerne også kalles, hvor hvert matriseelement kalles for en spredningsparameter. Spredningsparametrene er et verktøy for beregning av ustabilitet, inngangs- og utgangsimpedanser, maksimal forsterkning og overføringsforsterkning i mikrobølgekomponenter som for eksempel lavstøyforsterkere (LNA).

Gitt ett N-ports nettverk som vist i figur 1.4 der hver port i har en karakteristisk impedans Z_{0i} , inngående spenning V_i^+ og reflektert spenning V_i^- . Da kan man definere oss et sett med bølgeamplituder som

$$a_i = V_i^+ / \sqrt{Z_{0i}}, \quad (1.9)$$

$$b_i = V_i^- / \sqrt{Z_{0i}}. \quad (1.10)$$

Den generelle spredningsmatrisen \mathbf{S} vil da relatere de inngående og reflekterte bølgevektorene som

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}, \quad (1.11)$$

hvor spredningsparametrene S_{ij} for port i og j er gitt ved

$$S_{ij} = \frac{V_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0i}}} \Big|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (1.12)$$

og \mathbf{a} og \mathbf{b} er vektorer med alle verdiene for a_i og b_i .

I mange tilfeller vil den karakteristiske impedansen være lik på alle porter. Da forenkles likning 1.12 til

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (1.13)$$

Den store fordelen med spredningsmatrisen er at den enkelt kan bestemmes ved hjelp av en nettverksanalysator. Da terminerer man de portene man ikke måler på med en bredbåndet last, og måler to og to porter. Spredningsmatrisen er generelt frekvensavhengig, slik at man må lese av verdier eller plote grafer for det aktuelle frekvensområdet.

1.2 Antenneteori

I denne delen vil de viktigste antennekarakteristikkene som man trenger for å beskrive egenskapene til en antenne forklares. Dette inkluderer strålingsmønstre, direktivitet, impedansbåndbredde, forsterkning og effektivitet. Kjenner man disse egenskapene, vil man lettere kunne velge riktig antenne til riktig formål.

1.2.1 Strålingsmønstre

Strålingsmønsteret er viktig, fordi det forteller en i hvilke retninger man kan forvente oss å finne signal fra antennen, og er dermed et hjelpemiddel i å velge riktig antenne til gitt bruk. IEEE definerer antennestrålingsmønstre slik [25]:

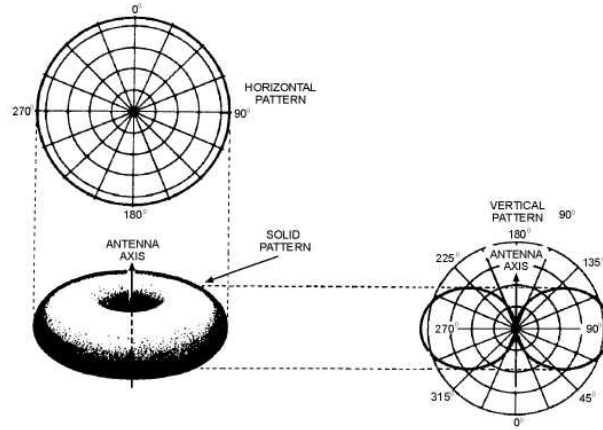
A mathematical function or a graphical representation of the radiation properties of the antenna as a function of space coordinates.

De skriver videre at i de fleste tilfeller, bestemmes strålingsmønsteret i fjernfeltet, og er representert som en funksjon av retningskoordinater. Strålingsegenskaper inkluderer effektflukstetthet, strålingsintensitet, feltstyrke, direktivitet, fase eller polarisasjon. Dette prosjektet baserer seg dog på effekter i nærfeltet til antennene, opptil 10 cm fra antennen.

Tredimensjonale strålingsmønstre er målt i et sfærisk koordinatsystem og indikerer relativ styrke på utstrålt effekt i fjernfeltsfæren som omringer antennen. I et sfærisk koordinatsystem er elevasjonsplanet vanligvis x-z-planet (måling av θ mens $\phi = 0^\circ$), mens x-y-planet (måling av ϕ mens $\theta = 90^\circ$) indikerer planet for azimut (vinkelen langs horisonten i horisontalkoordinater). Elevasjonsplanet vil typisk inneholde den elektriske feltvektoren (E-planet), mens azimut-planet vil inneholde den magnetiske feltvektoren (H-planet). I figur 1.5 ser man det tredimensjonale strålingsmønsteret til en dipol-antenne, som minner om en torus. Dette blir i mange sammenhenger regnet som en omnidireksjonell antenne, selv om en helt omnidireksjonell antenne ikke vil ha nullpunkter i z-retningen. Dipolantennen vil ikke stråle i det hele tatt i z-retning. Generelt trengs det mange todimensjonale strålingsdiagrammer for å få et komplett bilde av det tredimensjonale strålingsmønsteret. De to viktigste målingene er likevel strålingsmønsteret til E-planet og H-planet, som man også ser i figur 1.5.

1.2.2 Impedansbåndbredde

Impedansbåndbredde er et mål for hvilket frekvensområde antennen er tilstrekkelig tilpasset til inngangslinjen, slik at mindre enn 10% av innkommende signal går tapt pga refleksjoner [27]. Refleksjoner er bestemt av en refleksjonskoeffisient, Γ (se likning 1.8), som er en relasjon mellom linjeimpedans og lastimpedans. Lasten i dette tilfellet er antennen, som igjen er lastet mot kroppsvev. Siden det opereres med stor båndbredde, lar det seg ikke gjøre å ha en perfekt tilpasset linje/last til en hver tid. Det faktum at kroppsvev ikke har lik permittivitet, bidrar også til mistilpasning mellom antennen og resten av systemet for enkelte frekvenser, og hvilke frekvenser som er tilpasset vil



Figur 1.5: Strålingsmønster til dipolantenne. [26]

varierte med hvor på kroppen det blir målt, og til en viss grad hvem man måler på. Brystvev på unge kvinner vil ha en annen karakteristikk enn på eldre kvinner.

Refleksjonskoeffisienten Γ ble i seksjon 1.1.2 definert som

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.14)$$

der Z_0 og Z_L er henholdsvis transmisjonslinjeimpedansen og lastimpedansen. I dette prosjektet vil kroppsvev være last for antennen, som igjen er last for transmisjonslinjen inn på antennen. Refleksjonskoeffisienten Γ er ekvivalent med S_{11} -parameteren i spredningsmatrisen. Perfekt impedanstilpasning vil gi $\Gamma = 0$, mens åpen og kortsluttet krets gir henholdsvis $\Gamma = 1$ og $\Gamma = -1$. Alle komponenter i en mikrobølgekreft må være impedanstilpasset for å ikke få refleksjoner, så antennen må være tilpasset til både transmisjonslinjen og kroppsvevet.

Spenningen og strømmen gjennom transmisjonslinjen som en funksjon av avstand fra lasten er gitt som [23]

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}, \quad (1.15)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}, \quad (1.16)$$

der $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Refleksjon på terminalene til antennen er hovedproblemet knyttet til impedanstilpasning, og som tidligere nevnt vil man med en bredbåndet antenne aldri kunne oppnå en helt tilpasset forbindelse, fordi linjeimpedansen er tilnærmet konstant, mens lastimpedansen er frekvensavhengig. Det motiverer til å finne kriterier for tilfredsstillende tilpasning.

Tidsmidlet effektflyt måler man som oftest langs en transmisjonslinje for å bestemme midlere effekt levert til lasten. Midlere innkommende effekt er gitt som [23]

$$P_{i,avg} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}. \quad (1.17)$$

På samme måte er reflektert effekt gitt som [23]

$$P_{r,avg} = -|\Gamma|^2 \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0}, \quad (1.18)$$

mens midlere effekt faktisk levert til last, er gitt som summen av det man sender inn og det som blir reflektert:

$$P_{avg} = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} [1 - |\Gamma|^2]. \quad (1.19)$$

Siden effekten levert til lasten er proporsjonal med $(1 - |\Gamma|^2)$, kan man regne ut en verdi for Γ som gir oss mindre enn 10% reflektert energi. Denne verdien for $\Gamma = 0.3162$.

Den reflekterte energien gir oss stående bølgeeffekter. Disse måles av VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), og er også et mål på forholdet mellom maksimal og minimal amplitude på de stående bølgene, gitt av

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (1.20)$$

Ofte søker man å oppnå VSWR mindre enn 2.0, da dette i mange tilfeller gir en tilstrekkelig impedanstilpasning.

Returtap (eng.: *return loss*), RL, er enda et mål på kvaliteten på impedanstilpasningen og avhenger også av refleksjonskoeffisienten Γ , eller spredningsparameteren S_{11} . Det er gitt som [23]

$$RL = -10 \log |S_{11}|^2 \text{ dB} = -20 \log |\Gamma| \text{ dB}. \quad (1.21)$$

Det er god impedanstilpasning dersom $RL > 10\text{dB}$, $\Gamma < 0.3162$ og $VSWR < 2.0$. Dette betyr at S_{11} -parameteren må være mindre enn 10dB, og dette vil være kriteriet for en god antenne med tanke på impedanstilpasning videre i prosjektet.

1.2.3 Andre parametre

Direktivitet: Direktivitet er definert som forholdet mellom strålingsintensiteten i en gitt retning fra antennen og strålingsintensiteten midlet over alle retninger. Midlere strålingsintensitet er lik total utstrålt effekt dividert på 4π . Dersom retningen ikke er spesifisert, er det underforstått at retningen er der det observeres maximum intensitet [25].

Det kan uttrykkes matematisk som

$$D = \frac{U_{max}}{U_{avg}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi U_{max}}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}. \quad (1.22)$$

Direktivitet er en dimensjonsløs størrelse, og uttrykkes vanligvis i dB, som $D(\text{dB}) = 10 \log(D)$. En antenne som stråler like mye i alle retninger, kaller man en *isotropisk* eller *omnidireksjonell* antenne, og det kan enkelt vises at en slik antenne har direktivitet $D = 1$, eller 0dB [23].

Effisiens: Strålingseffisiens er et mål på hvor stor andel av innsendt effekt som antennen utstråler, og kan uttrykkes ved

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}}, \quad (1.23)$$

hvor P_{rad} er effekt utstrålt av antennen, P_{in} er effekt tilført inngangen på antennen og P_{loss} er effekttapet i antennen. Merk at dette effekttapet er ikke som følge av eventuell dårlig tilpasning av antennen, eller polarisasjonsmistolpasning, men utelukkende dissipative tap som følge av konduktiviteten til metallet, eller dielektrisk tap inni antennen [23].

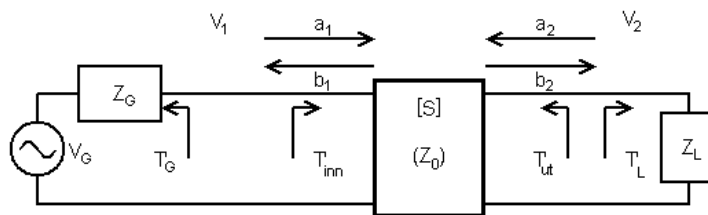
Forsterkning: Antenneforsterkningen (eng.: *antenna gain*) er definert som produktet mellom direktivitet og effisiens:

$$G = \eta_{rad}D. \quad (1.24)$$

Forsterkningen er følgelig alltid mindre enn eller lik direktiviteten, og uttrykkes vanligvis i dB, som $G(dB) = 10 \log(G)$ [23].

Half-power beamwidth (HPBW): I et strålingsmønster som inneholder retningen til maximum av en lobe, er vinkelen mellom de to retningene der strålingsintensiteten er halvparten av maksimumsverdien definert som half-power beamwidth, eller halveffektsstrålevidde [25].

Polarisasjon: Polarisasjonen til en antenne er definert som polarisasjonen til bølgen sendt av antennen i en gitt retning. Dersom retningen ikke er spesifisert, antar man at polarisasjonen er polarisasjonen i retningen til maximum forsterkning [25].



Figur 1.6: Toportsnettverk med generelle kilde- og lastimpedanser

1.3 Forsterkning

Forsterkning er en av de mest grunnleggende kretsfunksjoner man har i mikrobølgekreter. En forsterker er en toports komponent som får et signal på inngangen og sender ut et tilnærmet likt signal med større amplitude eller effekt på utgangen. Forsterkere har et *operasjonsområde* der utgang og inngang er lineært avhengige av hverandre. Dette omtales gjerne som dynamisk omfang, som også diskuteres i seksjon 1.4.1.

1.3.1 Forsterkning i et toportsnettverk

Betrakt toportsnettverket vist i figur 1.6. Det er ønskelig å utlede uttrykk for tre typer forsterkning ved hjelp av S-parametrene til toportsnettverket og refleksjonskoeffisientene til kilden og lasten [23].

- *Effektforsterkning* $= G = P_L/P_{inn}$ er forholdet mellom effekten avlevert til lasten og effekten levert på inngangen til toportsnettverket.
- *Tilgjengelig forsterkning* $= G_A = P_{AG}/P_{AL}$ er forholdet mellom maksimal tilgjengelig effekt inn på nettverket og maksimal tilgjengelig effekt avlevert til last.
- *Overføringsforsterkning* (eng. *transducer gain*) $= G_T = P_L/P_{AL}$ er forholdet mellom effekt levert til lasten og effekt tilgjengelig fra kilden.

Disse definisjonene skilles hovedsaklig av måten lasten og kilden er tilpasset til toportskomponenten, og dersom både inngang og utgang er konjugert tilpasset, vil forsterkningen være maksimalisert og $G = G_A = G_T$.

Ser man på figur 1.6, er refleksjonskoeffisienten når man ser mot lasten

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (1.25)$$

mens refleksjonskoeffisienten når man ser mot kilden er

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0}, \quad (1.26)$$

og Z_0 er den karakteristiske impedansreferansen for S-parametrene til toportsnettverket.

Inngangsimpedansen vil generelt sett være mistilpasset med en refleksjonskoeffisient Γ_{inn} , som kan vises å være lik

$$\Gamma_{inn} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{inn} - Z_0}{Z_{inn} + Z_0} \quad (1.27)$$

der Z_{inn} er impedansen når man ser på port 1 av det terminerte nettverket. Likeledes er utgangsimpedansen mistilpasset med en refleksjonskoeffisient Γ_{ut} når man ser mot port 2 og port 1 er terminert av Z_G :

$$\Gamma_{ut} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (1.28)$$

Spenningsdeling gir at

$$V_1 = V_G \frac{Z_{inn}}{Z_{inn} + Z_G} = a_1 + b_1 = a_1(1 + \Gamma_{inn}) \quad (1.29)$$

og med likningene 1.7 og 1.8 kan man finne uttrykk for Z_G og Z_{inn} som kan settes inn i likning 1.28. Da kan man finne et uttrykk for a_1

$$a_1 = \frac{V_G}{2} \frac{(1 + \Gamma_G)}{(1 - \Gamma_G\Gamma_{inn})}. \quad (1.30)$$

Antas det toppverdier for alle spenninger og likning 1.30 anvendes, vil midlere effekt levert til nettverket være

$$P_{inn} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{inn}|^2) = \frac{|V_G|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_G\Gamma_{inn}|^2} (1 - |\Gamma_{inn}|^2) \quad (1.31)$$

Effekten avlevert til last er

$$P_L = \frac{|b_2|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2). \quad (1.32)$$

Da kan man løse ut b_2 fra likning 1.27 og substituere det inn i likning 1.32, noe som gir

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{|b_2|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) \\ &= \frac{|a_1|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \\ &= \frac{|V_G|^2 |1 - \Gamma_G|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{8Z_0 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2 |1 - \Gamma_{inn}\Gamma_G|^2} \end{aligned} \quad (1.33)$$

der uttrykket for a_1 fra likning 1.30 er innsatt. Da kan effektforsterkningen uttrykkes som [23]

$$G = \frac{P_L}{P_{inn}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{inn}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}. \quad (1.34)$$

Effekten kilden kan levere, P_{A_G} er den maksimale effekten som kan tilføres nettverket, og maksimal effektoverføring oppnås når kilden og nettverket er konjugert tilpasset hverandre, $Z_{inn} = Z_G^*$. Det gir

$$P_{A_G} = P_{in}|_{\Gamma_{inn}=\Gamma_G^*} = \frac{|V_G|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_G|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2)}. \quad (1.35)$$

Den maksimale effekten som kan avsettes i lasten er på tilsvarende måte gitt ved

$$\begin{aligned} P_{A_L} &= P_{in}|_{\Gamma_{ut}=\Gamma_G^*} \\ &= \frac{|V_G|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{ut}|^2) |1 - \Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_{ut}^* S_{22}|^2 |1 - \Gamma_{inn} \Gamma_G|^2} \Big|_{\Gamma_{ut}=\Gamma_G^*} \\ &= \frac{|V_G|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_G|^2 |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_G S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{ut}|^2)}. \end{aligned} \quad (1.36)$$

Da er den tilgjengelige effektforsterkningen gitt ved følgende uttrykk [23]

$$G_A = \frac{P_{A_G}}{P_{A_L}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - \Gamma_G S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{ut}|^2)}. \quad (1.37)$$

og overføringsforsterkningen gitt ved

$$G_T = \frac{P_L}{P_{A_L}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G \Gamma_{inn}|^2 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (1.38)$$

Dersom komponenten er en lavstøyforsterker, vil $S_{12} \approx 0$, og $\Gamma_{inn} = S_{11}$ siden forsterkeren er tilnærmet unidireksjonell. Da vil overføringsforsterkningen for et slik nettverk være gitt som

$$G_{T_U} = \frac{P_L}{P_{A_L}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G S_{11}|^2 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (1.39)$$

Merk at dersom nettverket er refleksjonsfritt tilpasset, vil likning 1.39 reduseres til $G_T = |S_{21}|^2$. Forsterkeren som anvendes i denne oppgaven er impedanstilpasset antennen og nettverkanalysatoren, og det vil være en god tilnærming å bruke det reduserte uttrykket for G_{T_U} .

1.3.2 Forsterkning i kaskade

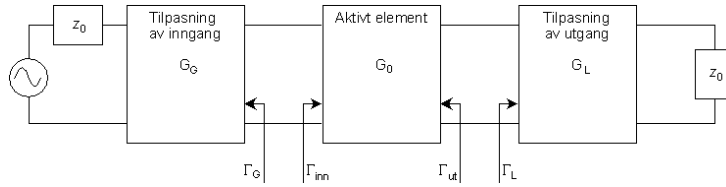
Forsterkere må være impedanstilpasset både før og etter den aktive komponenten, og design av forsterkere må ta hensyn til dette. Denne tilpasningen er skissert i figur 1.7

Det er hensiktsmessig å studere overføringsforsterkningen med likning 1.38, og de forskjellige blokkene i figur 1.7 har overføringsforsterkning gitt ved:

$$G_G = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_{inn}|^2} \quad (1.40)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (1.41)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (1.42)$$



Figur 1.7: Forsterkning i kaskadeppling

Siden forsterkning er multiplikativ, blir da den totale overføringsforsterkningen for hele systemet $G_T = G_G G_0 G_L$ [23].

1.3.3 Stabilitet

Den maksimale unidireksjonelle forsterkningen får man når inngang og utgang er konjugert tilpasset, altså at

$$\Gamma_G = S_{11}^* \quad (1.43)$$

$$\Gamma_L = S_{22}^* \quad (1.44)$$

Det fører til at likningene 1.41, 1.42 og 1.42 kan skrives som

$$G_{G,max} = \frac{1}{|1 - S_{11}|^2} \quad (1.45)$$

$$G_{L,max} = \frac{1}{|1 - S_{22}|^2} \quad (1.46)$$

$$G_{TU,max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{22}|^2)(1 - |S_{11}|^2)} \quad (1.47)$$

Fra likning 1.47 kan man observere at dersom $|S_{11}| = 1$ eller $|S_{22}| = 1$, vil maksimal forsterkning være uendelig stor, og det vil være en ustabil situasjon. I situasjoner der $|S_{ii}| > 1$ har man en potensiell ustabil situasjon. Når man designer forsterkere er det foretrukket at $|S_{21}| \neq |S_{12}|$, eller aller helst at $|S_{21}| \gg |S_{12}|$. Har kilde- og lastimpedansen positive reelle deler, vil dessuten $|\Gamma_G|$ og $|\Gamma_L| \leq 1$.

Dersom $|\Gamma_{inn}| < 1$ og $|\Gamma_{ut}| < 1$ for alle passive kilde- og lastimpedanser, har man en ubetinget stabil situasjon. For unidireksjonelle nettverk betyr det at $|S_{11}| = 1$ og $|S_{22}| = 1$. Dersom $|\Gamma_{inn}| < 1$ og $|\Gamma_{ut}| < 1$ kun for et gitt område av kilde- og lastimpedanser, har man en betinget stabil situasjon, da kilde- og lastimpedanser utenfor dette området kan gi ustabile situasjoner [23].

1.4 Støy i mikrobølgesystemer

Støy er et aktuelt moment i de aller fleste elektriske systemer, og selv om noen systemer er mindre fintfølede enn andre er det generelt en effekt man må ta hensyn til og som kan være kritisk for ytelsen til systemet. Mikrobølgekreter er dessverre intet unntak, og siden det er umulig å unngå, må man finne løsninger som reduserer støyen til et minimum. Enhver komponent i systemet vil ha et støybidrag, noe som vil bli nærmere diskutert i denne seksjonen.

Støy er et resultat av stokastiske prosesser som flyt av ladning eller hull i et radiator eller silisium-baserte komponenter, propagering gjennom ionisert gass eller termiske vibrasjoner i enhver komponent som holder en temperatur over det absolutte nullpunkt (med andre ord enhver komponent i et reelt system). Den kan tilføres systemet fra eksterne kilder eller genereres internt i systemet. Uansett vil støynivået til et system sette en nedre grense for hvor lavt signal man kan detektere gjennom støyen. Følgelig er det ønskelig å redusere støynivået til et minimum [23].

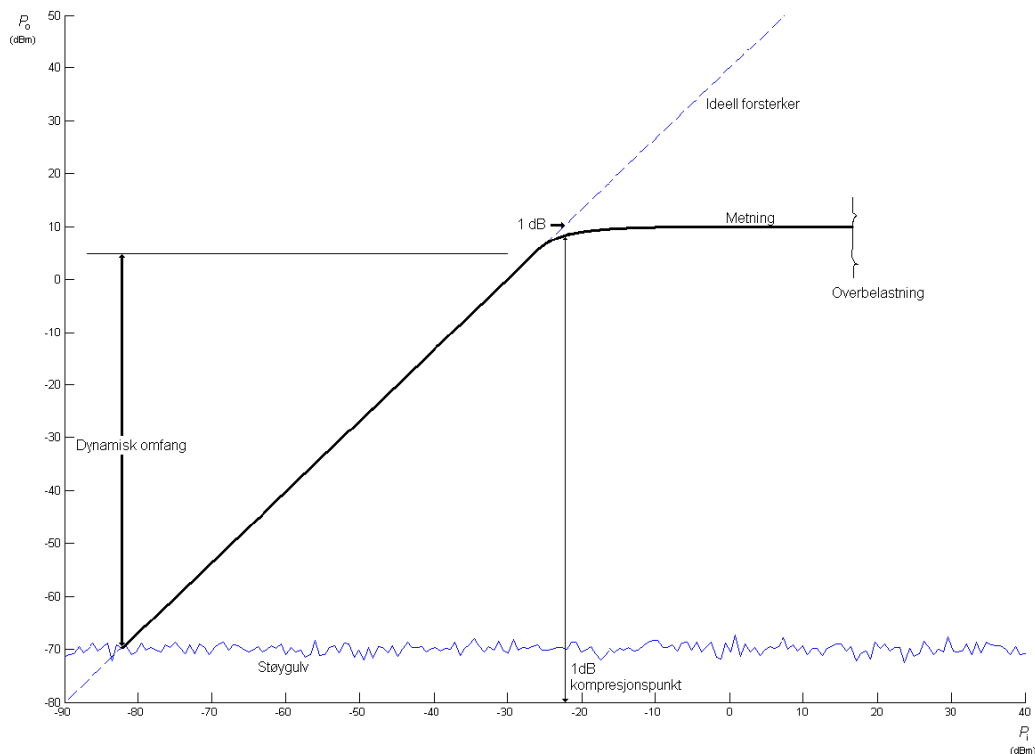
1.4.1 Dynamisk omfang

Man antar ofte at komponenter er lineære og deterministiske, altså at utgangssignalet er konvolusjonen av inngangssignalet med impulsresponsen til komponenten, og at man dermed kan forutsi signalet på utgangen fra signalet på inngangen. I virkeligheten vil ingen komponenter oppføre seg slik over et ubegrenset område av inngangssignalnivåer; sender man et meget kraftig signal på inngangen vil komponenten gå i metning eller bryte sammen, sender man et meget svakt signal vil det drukne i støy generert av komponenten og ved ytre påvirkning. Signalomfanget der komponenten *er* lineær og deterministisk, kalles det *dynamiske omfanget* til komponenten, og er illustrert i figur 1.8 med det dynamiske omfanget til en forsterker [23].

Signalnivået selv genererer og tar opp fra omgivelsene uten noe påført signal på inngangen, kalles *støygulvet*, og har typisk verdier i området -90 dBm til -10 dBm. Dersom man sender et signal svakere enn dette nivået, vil man ikke kunne skille signalet fra støyen og har i realiteten ikke oppnådd noe som helst, og man må velge andre løsninger for å løse utfordringen man står ovenfor [23]. Dette er ikke en egenskap som er spesiell for forsterkere, men gjelder de fleste mikrobølgekomponenter.

For forsterkere, vil man i den andre enden av det dynamiske omfanget registrere at nivået på utgangen ikke lenger øker lineært med nivået på inngangen, det går i metning. Det er vanlig å kvantifisere denne metningen som *1 dB-kompresjonspunkt*, som er definert der utgangsnivået er 1 dB under den ideelle forsterkeren [23].

Når man jobber med UWB-komponenter, vil ikke det dynamiske omfanget generelt være frekvensuavhengig, så man må forholde seg til det dynamiske omfanget for de frekvensene der komponenten yter dårligst. Både støygulvet og 1 dB-kompresjonspunkt kan forandre seg med frekvens. I seksjon 1.4.2 er det nevnt støykilder som er direkte frekvensavhengige, for eksempel flicker-støy [23].



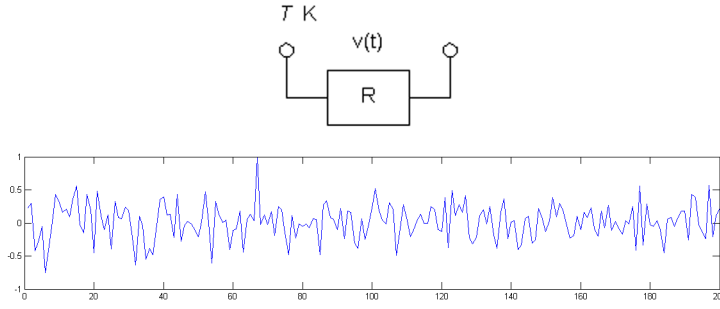
Figur 1.8: Illustrasjon av dynamisk omfang for en realistisk forsterker

1.4.2 Støykilder

Støy er vanligvis generert av uforutsigbare bevegelser av ladninger eller ladningsbærere i komponenter, og kan være resultat av flere forskjellige støykilder [23]:

- *Termisk støy* er den mest grunnleggende formen for støy, og skyldes termiske vibrasjoner av bundne ladninger. Kan bare reduseres ved å kjøle ned systemet.
- *Shot noise* skyldes tilfeldige fluktasjoner av ladningsbærere i elektronrør eller silisium-baserte komponenter.
- *Flicker-støy* oppstår i silisium-baserte komponenter og radorør, og effekten er omvendt proporsjonal med frekvens, og kalles ofte $1/f$ -støy.
- *Plasmastøy* skyldes tilfeldige bevegelser av ladning i ionisert gass, f.eks. plasma, ionosfæren eller gnistrende elektroniske kontakter.
- *Kvantestøy* er et resultat av den kvantiserte naturen til ladningsbærere og fotoner, men er ofte ikke signifikant blant andre støykilder.

I tillegg kan ytre kilder, som rippel på strømforsyningen, stråling fra kraftledninger og komponenter utenfor oppsettet etc. påvirke støygulvet. Det er ikke egentlig som støy å regne, men kan i mange situasjoner anses som støy da de vil påvirke systemet på en liknende måte. Noen av disse er systematiske og til dels periodiske og kan således filtreres eller skjermes vekk, men man må likevel være klar over dem og ta hensyn til dem.



Figur 1.9: Spenning generert av en støyende resistor

1.4.3 Ekvivalent støytemperatur

Anta en resistor ved temperatur T [K] som vist øverst i figur 1.9. Elektronene i denne resistoren er i tilfeldig bevegelse med kinetisk energi proporsjonal med temperaturen, T , og disse bevegelsene genererer små spenningsvariasjoner på resistor-terminalene, som vist i figur 1.9. Middelerdien til disse spenningsvariasjonene er null, men spenningen har en RMS-verdi større enn null, gitt ved Plancks strålingslov for sorte legemer [23],

$$V_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}}, \quad (1.48)$$

der

- $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ [Js] er Plancks konstant,
- $k = 1.380 \cdot 10^{-23}$ [J/K] er Boltzmanns konstant,
- T er temperaturen i Kelvin [K],
- B er båndbredden til systemet [Hz],
- f er senterfrekvensen til båndbredden [Hz].
- R er resistansen [Ω].

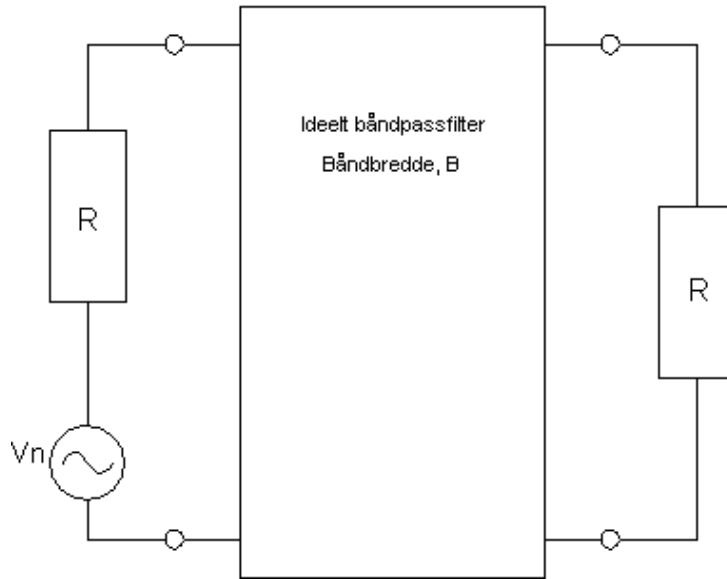
Dette er et resultat av kvantemekaniske betraktninger, og gjelder for alle frekvenser f . I mikrobølgeområdet kan dette forenkles ved å anvende at $hf \ll kT$, som i verste fall (anta $f = 100$ GHz og $T = 100$ K, hvilket gir $hf = 6.6 \cdot 10^{-23} \ll kT = 1.4 \cdot 10^{-21}$). Da gir de to første leddene i en Taylor-ekspansjon for eksponensialet

$$e^{hf/kT} - 1 \simeq \frac{hf}{kT}, \quad (1.49)$$

så likning 1.48 reduseres til Rayleigh-Jeans-tilnærmingen [23]

$$V_n = \sqrt{4kTBR}. \quad (1.50)$$

Denne tilnærmingen gjelder ikke ved ekstremt høye frekvenser (langt over 100GHz) eller ekstremt lave temperaturer (langt under 100 K). Det er også



Figur 1.10: Thévenin-ekvivalent krets av en støyende resistor

verdt å merke seg at denne støyen er frekvensuavhengig, og kalles en *hvit støykilde*. Effekten av støyen er direkte proporsjonal med båndbredden, og er i praksis begrenset av passbåndet på mikrobølgesystemet. I UWB-systemer vil båndbredden være relativt stor, som igjen fører til mer støyeffekt totalt sett [23].

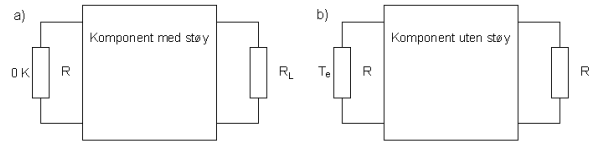
Man kan erstatte den støyende resistoren i figur 1.9 med en Thévenin-ekvivalent krets bestående av en støyfri resistor og en generator med spenning gitt av likning 1.50, som vist i figur 1.10. Denne kretsen lastes med en lastmotstand R og er begrenset av en båndbredde B , som gir at effekten levert til lasten er

$$P_n = \left(\frac{V_n}{2R}\right)^2 R = \frac{V_n^2}{4R} = kTB. \quad (1.51)$$

Dette er et viktig resultat, og gir maksimal tilgjengelig støyeffekt fra en støyende resistor ved temperatur T . Merk at

- når $B \rightarrow 0$, $P_n \rightarrow 0$. Systemer med smalere båndbredde gir mindre støyeffekt.
- når $T \rightarrow 0$, $P_n \rightarrow 0$. Kjøligere enheter og komponenter genererer mindre støyeffekt.
- når $B \rightarrow \infty$, $P_n \rightarrow \infty$. Såkalt *ultrafiolett katastrofe* opptrer ikke i praksis siden likningene 1.50 og 1.51 ikke er gyldige når f eller $B \rightarrow \infty$.

Dersom en vilkårlig støykilde, termisk eller ikke-termisk, er "hvit", slik at støyeffekten ikke er en funksjon strengt avhengig av frekvens, kan det modelleres en ekvivalent termisk støykilde som karakteriseres av en *ekvivalent støytemperatur*. Dersom støykilden leverer en støyeffekt N_0 til en lastresistor R , kan man anta at støykilden er en støyende resistor ved temperatur T_e , der T_e er den støytemperaturen som genererer den samme effekten som



Figur 1.11: a) Komponenten tilkopleet en resistans ved 0 K. b) Støyfri komponent tilkopleet krets med ekvivalent støytemperatur.

støykilden,

$$T_e = \frac{N_0}{kB}, \quad (1.52)$$

og man kan se for seg en ekvivalent krets som i figur 1.11 b).

Mange typer komponenter og systemer kan karakteriseres med ekvivalent støytemperatur T_e , dersom de opererer i en bestemt båndbredde, B . Generelt er dette båndbredden til komponenten eller systemet.

1.4.4 Støytall

Et alternativ måte å karakterisere støyegenskapene til en støyende mikrobølgekomponent, er *støytallet* til komponenten. Det er et mål på degraderingen av signal-til-støy-forholdet mellom inngangen og utgangen av komponenten. Siden signal-til-støy-forholdet er forholdet mellom ønsket signaleffekt og uønsket støyeffekt, er det også avhengig av signaleffekten. I et støyfritt nettverk, vil både signalet og støyen forsterkes eller dempes på samme måte gjennom en komponent, følgelig vil signal-til-støy-forholdet være uendret. I et støyende nettverk derimot, vil støyen på utgangen økes mer enn utgangssignalet, og signal-til-støy-forholdet på utgangen er redusert. Støytallet, F , er et mål på denne reduksjonen og er definert som

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \geq 1, \quad (1.53)$$

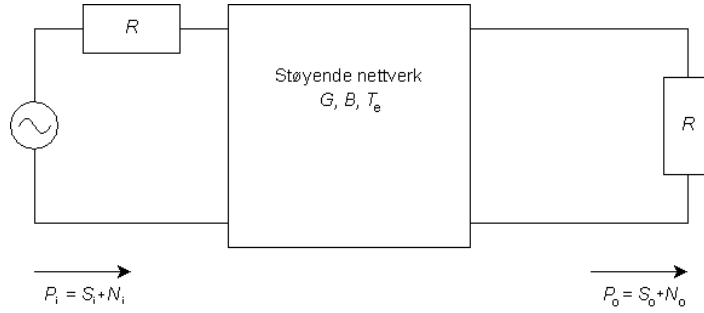
der S_i og N_i er signal- og støyeffekt på inngangen mens S_o og N_o er effekten til henholdsvis signalet og støyen på utgangen. Støyen på inngangen er per definisjon antatt å være støyeffekten fra en matchet resistor ved temperatur $T_0 = 290$ K, som er gitt som $N_i = kT_0B$ [23].

Figur 1.12 viser at støyeffekt N_i og signaleffekt S_i matet inn i et støyende toportsnettverk karakterisert av forsterkning G , båndbredde B og en ekvivalent støytemperatur T_e . Likning 1.51 gir da at støyen på inngangen er gitt som $N_i = kTB$, og støyeffekten på utgangen er summen av den forsterkede støyen på inngangen og internt generert støy, $N_o = kGB(T_0 + T_e)$. Signaleffekten på utgangen er $S_o = GS_i$. Setter man disse inn i likning 1.53, får man støytallet til å bli

$$F = \frac{S_i}{kT_0B} \frac{kGB(T_0 + T_e)}{GS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \geq 1, \quad (1.54)$$

eller ekvivalent:

$$T_e = (F - 1)T_0. \quad (1.55)$$



Figur 1.12: Bestemme støytallet til et støyende nettverk

Merk at denne definisjonen av støytall gjelder for en tilpasset kilde, og at støykilden er en resistor som holder temperaturen $T_0 = 290\text{K}$. Støytall og ekvivalent støytemperatur er dessuten likeverdige representasjoner av støyegenskapene til en komponent, og den ene inneholder ikke mer informasjon enn den andre [23].

1.4.5 Støytall til kaskade

De fleste mikrobølgesystemer består av en lang rekke komponenter, som alle har til felles at de degraderer signal-til-støy-forholdet til en viss grad. Kjenner man støytallet eller støytemperaturen til hvert steg, kan man bestemme det samlede støytallet til alle komponentene, og det viser seg at støyegenskapene til det første steget vanligvis har en avgjørende betydning for det samlede støytallet til hele systemet. Det er et interessant, men også svært viktig resultat, og akkurat dette er en vesentlig del av motivasjonen for denne mastergradsoppgaven.

Gitt to komponenter i kaskade, med forsterkninger G_1 og G_2 , støytall F_1 og F_2 , og støytemperaturer T_{e1} og T_{e2} , som vist i figur 1.13. Den samlede forsterkningen er da G_1G_2 . Støyeffekten på utgangen det første steget er da gitt som

$$N_1 = G_1kT_0B + G_1kT_{e1}B. \quad (1.56)$$

Støyeffekten på utgangen av det andre steget er gitt ved

$$\begin{aligned} N_o &= G_2N_1 + G_2kT_{e2}B \\ &= G_1G_2kB(T_0 + t_{e1}\frac{1}{G_1}T_{e2}). \end{aligned} \quad (1.57)$$

Det ekvivalente systemet har støyeffekt gitt som

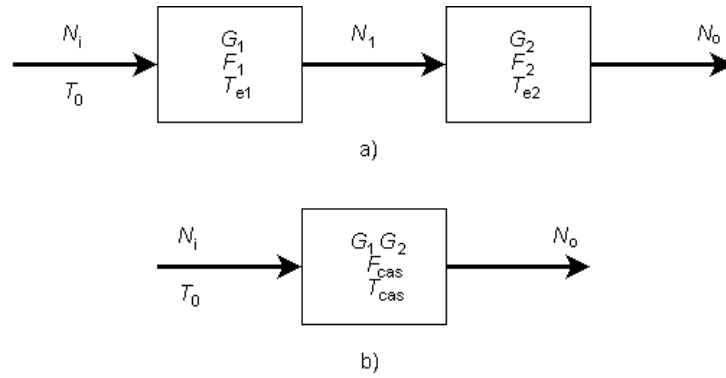
$$N_o = G_1G_2kB(T_{cas} + T_o), \quad (1.58)$$

og setter man likning 1.57 og 1.58 lik hverandre, gir det

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{1}{G_1}T_{e2}. \quad (1.59)$$

For å finne støytallet til kaskaden kan man kan sette inn dette i likning 1.55,

$$F_{cas} = F_1 + \frac{1}{G_1}(F_2 - 1). \quad (1.60)$$



Figur 1.13: Støytall og ekvivalent støytemperatur til et system i kaskade. a) To nettverk i kaskade. b) Ekvivalent nettverk.

Dette kan enkelt utvides og generaliseres til N steg, og det kan vises at de resulterende likningene er som følger:

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots, \quad (1.61)$$

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots. \quad (1.62)$$

Merk at det første steget i kaskaden har dominerende effekt på støykarakteristikken til kaskaden, siden effekten av de andre stegene blir redusert av forsterkningen til de foregående. Av den grunn bør det første steget være en komponent med lavt støytall og høy forsterkning, for eksempel en lavstøyforsterker, da dette vil gi et mer robust signal senere i signalkjeden. Dersom det av praktiske årsaker ikke lar seg gjøre å sette det helt først, bør det introduseres på et så tidlig steg i kjeden som overhodet mulig [23].

1.5 Lavstøyforsterkere

1.5.1 Beskrivelse

I tillegg til stabilitet og forsterkning, er støytallet en viktig designparameter for en mikrobølgeforsterker. I mottakersystemer er det spesielt viktig fordi man ofte har svake signaler, og den første komponenten i systemet har en dominerende effekt på støyegenskapene til resten av systemet. En lavstøysforsterker er ganske enkelt en enhet som forsterker signalet betydelig, samtidig som den tilfører svært lite støy til systemet [23].

1.5.2 Bruksområde

Ved å sette en lavstøysforsterker så tidlig som mulig i kretsen, kan man lettere skille signalet fra støy, selv om signal-til-støy-forholdet er lavt. I tillegg kan man tillate seg lavere kvalitet på komponentene som følger etter, fordi signalet har blitt mer robust mot påvirkning fra mindre gode komponenter.

Når man har en kaskade med komponenter, vil alle komponentene bidra i større eller mindre grad til det totale støytallet til kaskaden. Det er vist i seksjon 1.4.5, likning 1.62, at støytallet til hele kaskaden, avhenger av støytallet og forsterkningen/attenuasjonen til hver av komponentene, men at den første komponenten i kaskaden har dominerende effekt på det totale støytallet [23]. Dette fordi forsterkningen til forsterkeren vil trekke ned det støybidragene fra de andre komponentene i kaskaden. Ofte vil den første komponenten i kaskaden være en antenne som man har liten påvirkningskraft på, men lar man en forsterker med gain på e.g. 30dB og støytall på 0.5dB komme umiddelbart etter antennen vil komponenten som kommer etter forsterkeren bare tilføre 1/1000-del av støytallet til komponenten alene. Forsterkeren selv vil bidra med 0.5dB dividert på gainet til komponenten foran, som i de fleste tilfeller bare vil være en marginal økning av støytallet.

1.5.3 Ultrabredbånd-lavstøyforsterkere

Når man skal bruke en ultrabredbånd-lavstøysforsterker, oppstår det nye utfordringer. Den økte båndbredden medfører at støytallet går opp, og forsterkningen ned, med mindre man kan tilføre mer effekt til forsterkningen. Mer effekt på sin side krever bedre kjøling, og selv om det finnes UWB-forsterkere som kan kjøles med flytende helium eller nitrogen, er det ganske opplagt at det ikke egner seg når formålet er å sette systemet mot kroppen.

Man er nødt til å inngå kompromisser, og siden dette prosjektet har ikke som formål å utvikle nye komponenter, må man se etter komponenter som andre allerede har laget og som er kommersielt i salg. Miteq AFS42-00101000-20-10P-42 har mange av de ønskede egenskapene og er derfor valgt til dette prosjektet; den leverer en forsterkning på minst 42dB, støytall mindre enn 2dB, VSWR på inngang og utgang mindre enn 2 over en båndbredde på 0.1-10GHz [28]. Den bruker nominelt 171mA ved vanlig drift, med en drivspenning på 15V, noe som betyr at den ikke trenger spesielt mye kjøling, god ventilasjon er tilstrekkelig.

1.6 Ultrabredbåndssystemer

1.6.1 Definisjon

Ultrabredbånd (Ultra Wideband, UWB) er et ikke klart definert begrep i alle sammenhenger. Båndbredde kan man definere som absolutt og fraksjonell:

$$\text{Absolutt båndbredde } BW = f_H - f_L, \quad (1.63)$$

$$\text{Fraksjonell båndbredde} = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} = \frac{f_H - f_L}{f_c} = \frac{BW}{f_c}, \quad (1.64)$$

der f_H er høyeste og f_L er laveste frekvens i signalet.

The Defense Advanced Research Project Agency (DARPA) aksepterte i 1990 følgende definisjon på ultrabredbåndradar [29]:

Ultra-wideband radar is any radar whose fractional bandwidth is greater than 0.25, regardless of the center frequency or the signal time-bandwidth product.

Begrepet *ultrabredbånd* refererer til elektromagnetiske signalbølgeformer som har instantan fraksjonell båndbredde større enn 0.25 med hensyn på en senterfrekvens. Det er ingen etablert UWB-terminologi, forfattere bruker også *prosent*-båndbredde og *proporsjonal* båndbredde i stedet for fraksjonell båndbredde. Begrepene *smalbånd* og *bredbånd* radar er også bestemt av fraksjonell båndbredde; smalbånd har fraksjonell båndbredde mindre enn 1% mens bredbånd har fraksjonell båndbredde mellom 1 og 25% [29].

Federal communications commission (FCC) på sin side, definerer UWB som et system som enten bruker en fraksjonell båndbredde på mer enn 20% eller mer enn 500MHz i absolutt båndbredde [30].

Det er lett å forestille seg at å bruke UWB til trådløse overføring innen kommunikasjon og medisin kan være fordelaktig, da en vesentlig del av den moderne mikrobølgeteknikken baserer seg på trådløs kommunikasjon, som mobiltelefoni, trådløst nettverk etc., og utvidelse av smalbandede systemer til UWB gir visse fordeler, som vist i seksjon 1.6.2. Det må dog bemerkes at det ikke er noe i veien for å sende UWB-signaler over coaxial-kabler eller tvinnede par-kabler for kommunikasjon eller overføring av data. UWB er ikke nødvendigvis noe som har med en trådløs forbindelse å gjøre.

Dette prosjektet ønsker å benytte frekvenser i området 1-10GHz, som betyr en senterfrekvens på 5.5GHz. Det gir en absolutt båndbredde på 9GHz og en fraksjonell båndbredde på 1.636, som opplagt oppfyller kriteriene til DARPA og FCC. Dette prosjektet er med andre ord helt klart et UWB-prosjekt.

1.6.2 Bruksområde

Det kan virke litt underlig å bruke UWB, da det okkuperer en svært stor båndbredde, spesielt i disse dager da frekvenser i S, C og X-båndene er sterkt regulert og kan være kostbare å få tilgang til. Det spesielle med UWB er dog at det er lite sårbart for interferens, og fordi det sendes på lav effekt

bidrar det i teorien heller ikke nevneverdig til interferens med andre enheter. UWB har dessuten spesielle egenskaper i forhold til medisinske anvendelser, og kanskje spesielt kreftforskning, fordi en krefttumor har stor dielektrisk kontrast i forhold til det omkringliggende vevet i frekvensområdet 1-10GHz samtidig som penetreringsevnen til disse frekvensene er tilstrekkelig stor. Forsøk har antydnet penetreringsdybde på omlag 7.5cm for 2-10GHz [22], og lavere frekvenser vil teoretisk ha enda større penetreringsdybde [23].

1.6.3 Krav til ultrabredbåndsantenne

Det er en rekke krav som må tilfredsstilles, både med tanke på teoretiske egenskaper som dimensjoner, permittivitet i mediet og utforming for å oppnå den båndbredden som ønskes. Det er ønskelig med størst mulig båndbredde, forhåpentligvis lar det seg gjøre å oppnå et frekvensområde på 1-10GHz. Antennene skal brukes til å sende et UWB-signal inn i kroppen, så en rettingsbestemt antenne er en helt klar fordel. For å unngå mistilpasning med lasten (kroppsvevet) bør antennen kunne legges plant inntil kroppen. Antennen må koples til resten av systemet, og ønsket er å bruke microstrip til dette for å enkelt kunne lodde på en LNA og andre komponenter. Det er dermed en fordel å kunne lage antennen på et kretskort, da dette er relativt enkelt å fremstille industrielt ved hjelp av etsing eller fresing.

For å oppnå en frekvensbåndbredde må det være forskjellige dimensjoner på forskjellige steder på antennen. Permittiviteten og tykkelsen til kretskortet bidrar til å skalere antennen rent fysisk; brukes tynnere kretskort eller kort med høyere permittivitet, kan antennen lages mindre. Fysisk små antenner er en fordel, da det åpner for å lage større array av antenner, men setter også strengere krav til presisjon. Antennen må være tilstrekkelig impedanstilpasset i hele båndbredden. Kriteriet som ble satt for god tilpasning i seksjon 1.2.2 er $S_{11} < -10\text{dB}$. I tillegg til tilstrekkelig impedansbåndbredde, er lineær fase nødvendig for optimalt bølgemottak som igjen betyr tilnærmet konstant gruppeforsinkelse. Dette er for å minimalisere pulsdistorsjon [27].

Siden man bruker lav sendereffekt til UWB-applikasjoner, må strålingseffisiensen til antennen være høy. Tap av effekt som følge av dielektriske tap og ledningstap må minimaliseres. Kommersielle antenner kan typisk oppnå effisiens på omlag 50-60% som følge av tapsdielektrika, noe som ikke er holdbart til UWB siden mottakeren i utgangspunktet må være eksepsjonelt sensitiv for å motta et UWB-signal [27].

Kapittel 2

Metoder

2.1 Karakterisering av målesystemet

Målesystemet som anvendes består av en rekke komponenter som ikke er kalibrert men som man må ta hensyn til. Denne seksjonen har til hensikt å beskrive målinger som er gjort og oppsett for å karakterisere disse komponentene.

2.1.1 Måleoppsettet

Målingene ble utført med et semi-automatisk måleoppsett, avbildet i figur 2.1. Det består av en målerigg som kan flytte en probe eller gjenstand i et sylindrisk koordinatsystem, og som styres av et LabVIEW-program B. Måleriggen tillater svært presise og repetitive posisjonsforflytninger av proben eller reflektoren, selv om det alltid er en viss usikkerhet knyttet til spennet i selve proben/tilkoplingsstangen. Dette oppstod særlig når reflektoren ble flyttet, da det er nokså høy viskositet i mediet som ble brukt. Selve målingene utført av nettverksanalysatoren, som var kalibrert med båndbredden 0.05-13.51GHz, integreringsfrekvens (IFBW) 10Hz og midling med fire datasett. Nettverksanalysatoren sendte en effekt på 5dBm på testporten på de fleste målingene. Det er spesifisert i det respektive måleavsnitt dersom andre spesifikasjoner ble brukt.

Antennene som er anvendt er antenne 2 og 3 fra prosjektoppgaven [24, s. 15-16;19-20], der det er vist at de tilfredsstillende visse spesifikasjonskrav satt til UWB-formål, bl.a. refleksjonstap mindre enn -10dB i en båndbredde fra ca 2-11GHz. Det kunne vært ønskelig med en lavere startfrekvens, men det vil kreve et omfattende redesign og nyproduksjon av antennene. Til det monostatistiske systemet, er det hovedsakelig antenne 2 som er anvendt, utover at noen målinger også er gjort på antenne 3. Jordplanene på de to antennene i bistatisk system har begge samme potensial da de er tilkoplede jord på nettverksanalysatoren, men har ingen direkte elektrisk forbindelse. Det er ikke gjort noen justeringer på antennene, utover at de er montert fast til karet.

Mediet som er anvendt er en blanding av hudkremen Eucerin og soyaolje, og skal ha en dielektrisk permittivitet i underkant av 10, og vil verifiseres



Figur 2.1: Semiautomatisk målerigg

senere i oppgaven. Dette er ikke langt fra det man kan forvente å finne i fettvevet i kroppen.

2.1.2 Postprosessering av måledata

Måledataene ble importert i Matlab, og til mange av målingene er det generert et syntetisk tidssignal fra dataene ved hjelp av invers Fourier-transform. Dette er mulig fordi både magnitude og faseinformasjon er samlet. Forandringen av fase med/uten et reflekterende objekt vil representere en tidsforsinkelse direkte knyttet til posisjonen til objektivet. Dermed kan man også inverttere frekvenssignalet til en tidspuls. For å sikre tilstrekkelig oppløsning, ble frekvensdataene nullinnfylt slik at vektoren er 100 ganger lengden av den opprinnelige vektoren før invers Fourier-transformen. Dette gir ikke ekstra informasjon, men kan gjøre det lettere å identifisere toppunkter i signalet. Når dette tidssignalet ble plottet, ble tidsaksen byttet ut med en avstandsakse med enhet millimeter, slik at man kan relatere de forskjellige målingene til posisjon i stedet for tid. For å gjøre denne konverteringen, må man kjenne permittiviteten til mediet, ϵ_r , og man må ha kjennskap til frekvensinnholdet i signalet man sender, i hvert fall maksimal frekvens, f_{max} . Da kan man beregne hastigheten i mediet til å være $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ der $c_0 = 3 \cdot 10^8 m/s$ er lyshastigheten i vacuum, og beregne samplingsfrekvensen $f_s = 2f_{max}$, noe som gir samplingsperiode $T_s = 1/f_s$. Merk at dersom signalet nullinnfylles, er det maksimumsfrekvensen i det nullinnfylte signalet som må brukes. I denne oppgaven gir det $f_s = 2 \cdot 100f_{max}$. Da er avstand som funksjon av tid gitt

ved en bevegelseslikning fra mekanikken, $d = cT_s$ og tar man høyde for at signalet propagerer både frem og tilbake, står man igjen med at avstanden ut til objektet er gitt som

$$d = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{2 \cdot 100 f_{max}} \quad (2.1)$$

Fordi det er ønskelig at avstandsaksen er relatert til slutten av antennene i stedet for SMA-tilkoplingen der referanseplanet til nettverksanalysatoren er kalibrert, er det også lagt inn en offset som er beregnet ut fra måleresultater i repetitivetsmålingene (avsnitt 2.1.7). Denne er tilpasset hvert system, da det bistatiske systemet med forsterker introduserer en lenger signalgang før signalet måles av nettverksanalysatoren.

Der det målte frekvenssignalet var nesten null, oppstod det i noen tilfeller avvik fra den lineære fasegangen, og det ble registrert hopp i fasegangen. Dette var særs tydelig i repetitivetsmålingene, der man i utgangspunktet hadde helt identiske målinger med en plutselig 2π -differanse i fasen. I disse målingene er det manuelt korrigert for det feilaktige faseskiftet. I samme situasjon hender det også at fasegangen ikke er 100% lineær, men har skift i fase som er mindre enn 2π . Dette er et fenomen som oppstår i forbindelse med syntese av pulser, og ville ikke vært et problem dersom det hadde blitt sendt ut og målt på en bredbåndet puls i tidsdomenet.

Noen av karakteriseringsmålingene er gjort med prober, og disse har en egenrespons det er ønskelig å begrense effekten av i postprosesseringen. I seksjon 2.1.5 er det vist et inverteringsvindu $W_{respons}$ som er anvendt for å kompensere for egenresponsen til probene.

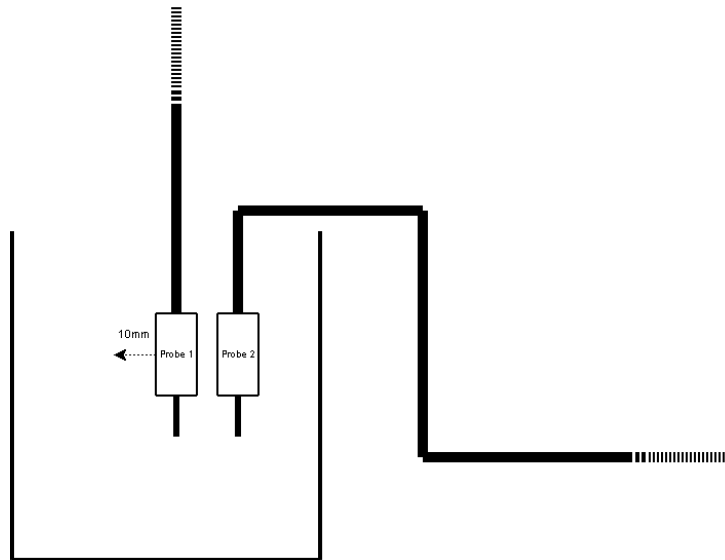
For å lettere kunne skille ut den reflekterte pulsen i radarmålingene, ble det generert et differansesignal der den målte responsen fra det tomme karet er trukket fra målingene med reflektor før tidssignalet ble generert. Dermed ble det mye lettere å se pulsen, og plassere avstandsaksen korrekt. Merk at dette differansesignalet ikke er mulig å oppnå i et realistisk oppsett, da man ikke har mulighet til å måle med og uten tumor i brystet. Det er med andre ord utelukkende en forenklet beregning i denne fasen av utviklingen, ikke en teknikk man kan benytte i et endelig system.

2.1.3 Permittivitet til mediet

For å estimere permittiviteten til mediet, er det gjort to målinger med med to prober. Probene ble satt ned i mediet med kort avstand og lik polarisasjon som vist i figur 2.2, deretter ble den ene flyttet 10mm. Da vil det bare være én verdi for μ som kan relateres til faseskiftet som oppstår som følge av den romlige forflytningen. Denne ble funnet ved å sette inn forskjellige verdier for ϵ_r og plote tidssignalene på de to avstandene, og registrere hvilken verdi som resulterte i avstand på 10mm mellom tidssignalene.

2.1.4 Tap i mediet

De samme målingene som i seksjon 2.1.3 kan brukes til å estimere tapsraten i mediet, slik at man har begrep om hvor mye signal man kan forvente



Figur 2.2: Skisse av måleoppsett for estimering av permittivitet og tap i mediet, samt båndbredde til probene.

å få tilbake på en gitt avstand og for en gitt frekvens. Tapet beregnes ved at man signalet med prober i to forskjellige avstander med kjent differanse, og registrerer hvor stor differansen er. Dermed kan man estimere hvor stort tapet vil være for en gitt frekvens på en gitt avstand. I denne oppgaven er det brukt 10mm differanse i avstanden i de to målingene, slik at man får en tapskarakteristikk som funksjon av frekvens. Siden probene som anvendes er rundstråleantennner, vil likevel differansen man får være enda større som følge av større avstand. Man kan derfor ikke overføre tapet direkte til andre målinger og kompensere for det, men frekvensresponsen vil likevel gi et forhold til hvordan mediet oppfører seg ved ulike frekvenser.

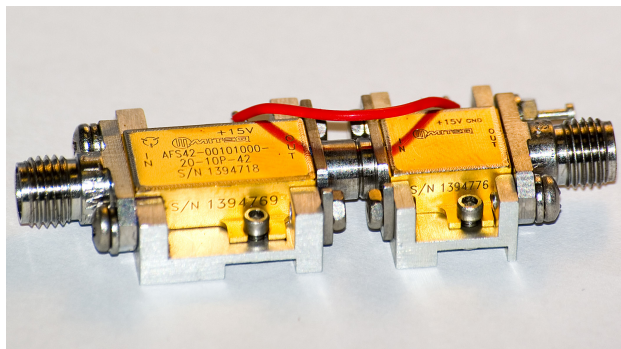
2.1.5 Båndbredde til prober

Den samlede båndbredden til probene er relevant for å kunne måle båndbredden til antennene mest mulig korrekt. Målingen fra fra seksjon 2.1.3 ble anvendt. Det antas at frekvensresponsen til probene er lik, $R_{probe1} = R_{probe2} = R_{probe}$, så den samlede responsen er multiplikasjonen av responsen fra én av probene kvadrert, $R_{tot} = R_{probe}^2$. Følgelig er responsen til én av probene gitt ved $R_{probe} = \sqrt{R_{tot}}$. Denne proberesponsen inverteres for å generere et vektingsvindu som senere kan multipliseres (i frekvensdomenet) med senere probemålinger for å kansellere båndbegrensningen relatert til probene. Dette vinduet er matematisk beskrevet som

$$W_{respons} = \frac{1}{\sqrt{R_{tot}}}. \quad (2.2)$$

2.1.6 Båndbredde til antennene

I prosjektoppgaven ble det vist at antennene tilfredsstilte visse krav til UWB-formål, deriblant ble det målt refleksjonstapet i antennene, og det ble vist å



Figur 2.3: Miteq AFS42 lavstøysforsterker

være mindre enn -10dB over en båndbredde på ca $2\text{-}11\text{GHz}$ [24]. Det ble derimot ikke målt *utstrålt effekt*, og hvilken båndbredde det stråles ut på. For å måle utstrålt båndbredde fra antennene, ble to monopol-antenner brukt som prober og koplet til nettverksanalysatoren. Proben ble plassert i mediet med 9mm avstand til antennen og målte de vertikalt polariserte bølgene utstrålt av antennene, da dette er den dominerende polarisasjonen til antennen.

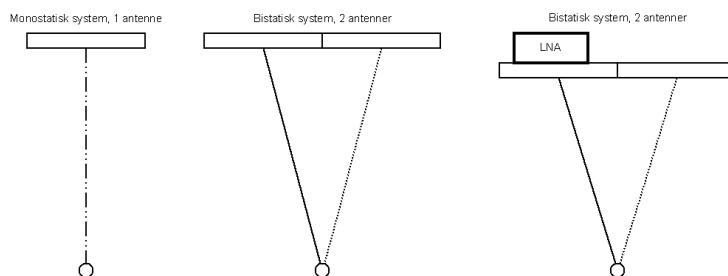
Siden probene har en egenrespons er det ønskelig å kansellere denne, så måleresultatene ble multiplisert med vektingsvinduet $W_{respons}$ beskrevet i seksjon 2.1.5. Dermed kan man se responsen fra selve antennene. Det er ikke kompensert for tap i mediet.

2.1.7 Repetivitet

Det er et vesentlig poeng at målesystemet er stasjonært, og at man i to måleserier kan stole på at avvik ikke er en følge av tilfeldige avvik i måleoppsettet, men at det er reproduerbare avvik som kan kontrolleres og kompenseres for. Derfor ble det utført to måleserier med kort tids mellomrom for å avklare eventuelle avvik som måtte oppstå på korte tidsrom, og de samme måleseriene ble utført med lenger opphold, for å avsløre eventuelle avvik som oppstår over tid.

2.1.8 Karakteristikk av lavstøyforsterker

Lavstøyforsterkeren som ble kjøpt inn, Miteq AFS-42 (se figur 2.3), var karakterisert fra produsenten, og måledata fra produsentens tester er vedlagt i tillegg A. Det var likevel ønskelig å verifisere noen av målingene, og forsterkeren ble derfor koplet til nettverksanalysatoren og S-parametrene ble målt. Nettverksanalysatoren ble satt opp med sendeeffekt -40dBm , da forsterkeren hadde oppgitt $P_{1\text{dB}_{out}} = 10\text{dBm}$. Dermed måtte sendeeffekten settes ned, både fordi nettverksanalysatoren har en maksimal signalstyrke på inngangene på 30dBm , og fordi en sendeeffekt på 5dBm ville sende forsterkeren rett i metning eller til og med utbrenning. Integreringsfrekvensen var også her 10Hz , og det ble fremdeles midlet med fire datasett.



Figur 2.4: a) Monostatisk system; b) bistatisk system; c) bistatisk system med LNA

2.2 Radarmålinger

En radar er en enhet som sender ut en puls og måler på den reflekterte pulsen som kommer tilbake. Ut fra denne reflekterte pulsen kan man beregne i teorien avstanden og til en viss grad størrelsen til objektet som reflekterer pulsen. I praksis er det mer komplisert, siden det sjelden er kun ett objekt som reflekterer, og det er både tilført støy og distorsjon til signalet, men de fleste radarsystemer kan fremdeles beregne avstand. Mikrobølgeradarene som er anvendt i denne oppgaven fungerer tilnærmet på samme måte, men har en vesentlig forskjell i at objektet er plassert i nærfeltet til antennene, mens ordinære radarsystemer baserer seg på fjernfeltmåling.

Radarmålingene er gjort likeledes for tre forskjellige oppsett, skissert i de neste avsnittene. De første målingene ble utført med en plan metallreflektor på 37mm x 40mm. Reflektoren først ble plassert 9mm fra antennene, som av fysiske årsaker var så tett opp mot antennene som var mulig, og deretter forflyttet med 0.5cm intervaller en avstand på 2cm vinkelrett ut fra antennene. Deretter ble det gjort tilsvarende målinger med en 15mm metallkule, med senterpunktet i samme avstand som reflektoren.

2.2.1 Monostatisk system

Den første systemet som ble satt opp var én planar elliptisk antenne tilkopledd til en HP 8719D nettverksanalysator. Antennen var montert på en beholder som ble fylt med et medium med tilsvarende dielektriske egenskaper som fettvev i kroppen. Antenne 2 fra prosjektoppgaven ble anvendt [24]. Dette er passivt monostatisk system (se figur 2.4a) om man ser bort fra nettverksanalysatoren.

2.2.2 Bistatisk system

Neste steg var å montere to planare elliptiske antenner montert ved siden av hverandre, slik det er vist i figur 2.5. Antenne 2 og 3 fra prosjektoppgaven ble [24]. Dette er et passivt bistatisk system (se figur 2.4b), og måleoppsettet var ellers det samme som for den monostatiske radaren i seksjon 2.2.1, men fordi systemet er fysisk bredere ble reflektoren flyttet til midtpunktet mellom antennene. Dette medfører at signalet må gå en lenger vei og således får større tap.



Figur 2.5: Bistatisk radar-oppsett

2.2.3 Bistatisk system med lavstøyforsterker

Det siste og avsluttende steget i denne omgang var å implementere et radarsystem med aktiv antenne. Dette er oppsettet skissert i figur 2.4c. Til målingene i denne oppgaven var det ønskelig å kunne kople til og fra det aktive forsterkerelementet, og forsterkeren fra Miteq (se tillegg A og figur 2.3) som ble benyttet hadde SMA-tilkoplinger for dette. I en eventuell senere prototype vil det loddas fast en lavstøyforsterker direkte på mottakerantennen.

Kapittel 3

Måleresultater og diskusjon

3.1 Karakterisering av målesystemet

3.1.1 Permittivitet til mediet

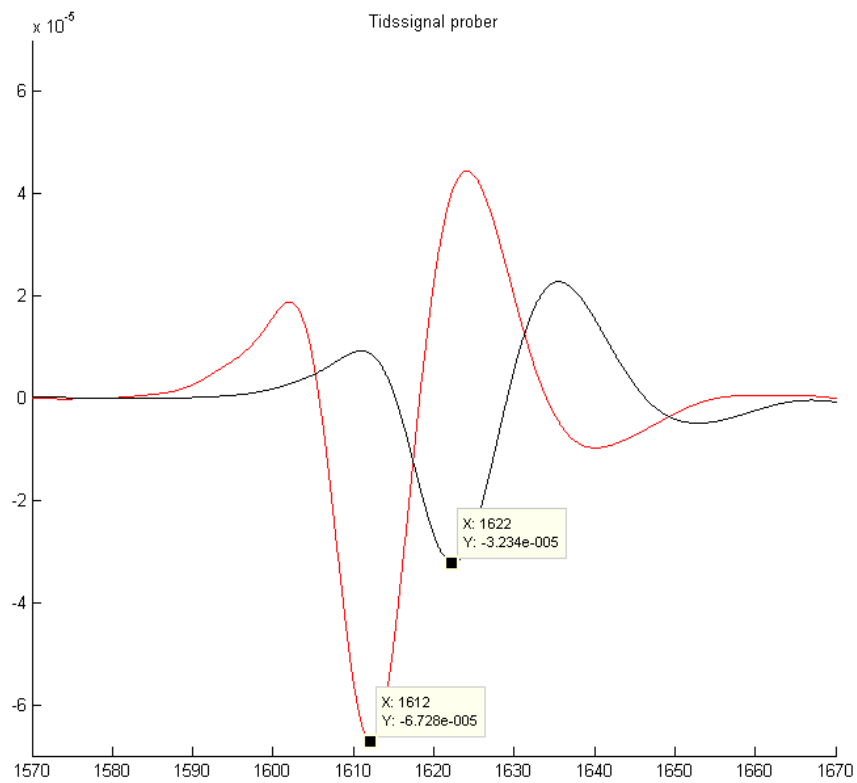
Permittiviteten til mediet er av avgjørende betydning for at konverteringen av tidsaksen til avstandsakse skal bli riktig. Målingene er utført med en kjent differanseavstand mellom målesettene, 10mm. Deretter er forskjellige verdier av relativ permittivitet ϵ puttet inn i Matlab-rutinen slik at avstandsdifferansen mellom de mottatte pulsene stemmer overens. Disse tidssignalene er plottet i figur 3.1, og avstandsforskjell på 10mm svarte til en permittivitet $\epsilon_r = 11$. Denne verdien er benyttet i resten av oppgaven.

3.1.2 Tap i mediet

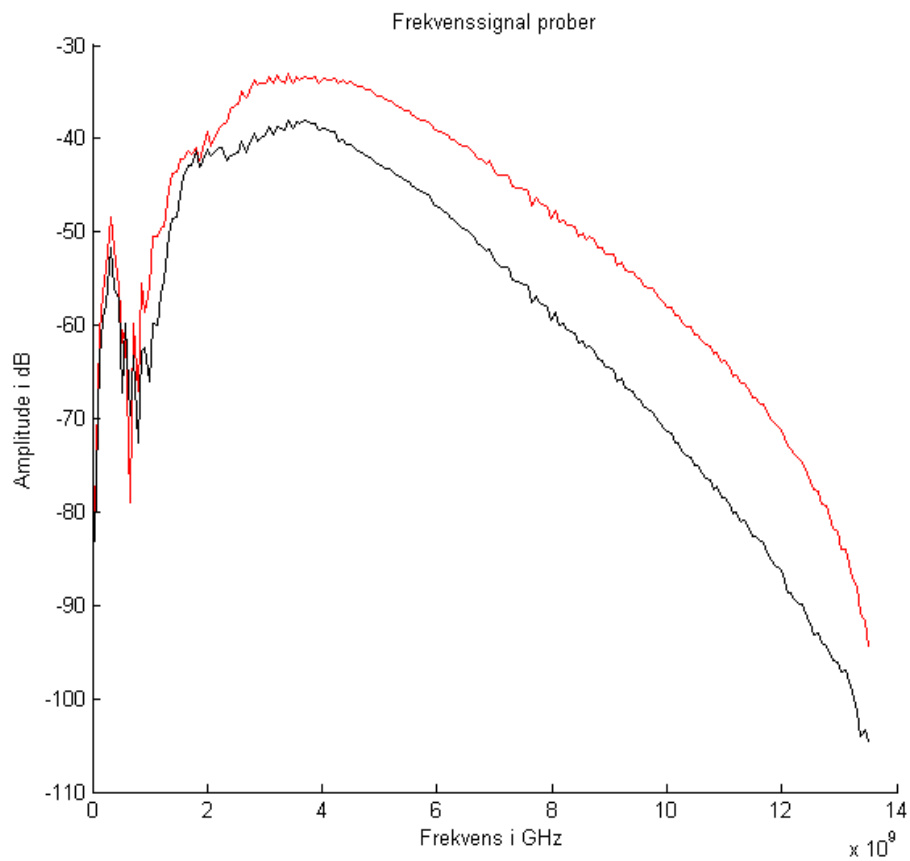
Frekvensresponsene for de to målingene i seksjon 3.1.1 forteller også noe om hvor stort tap det er i mediet. I figur 3.2 er disse plottet i samme plot, og det er verdt å merke seg at tapet er frekvensavhengig. Figur 3.3 viser differansen mellom disse målingene. For lave frekvenser er det svært varierende resultater, og dette kan komme av refleksjoner o.l. fra karet. Det er særlig noen frekvenser rundt 320MHz som viser en ganske markant topp. I området 1.8-12GHz er tapet i dB tilnærmet lineært avhengig av frekvens, og øker relativt mye for økt frekvens. Ved 1.8GHz (se figur 3.3) er tapet 0.34dB, mens det ved 12.1GHz er 15.8dB. Merk at man får lavere signalstyrke også som følge av større avstand, ikke bare fordi det er tap i mediet, men fordi man mottar en mindre del av pulsen som stråles ut. Siden probene er rundstråleantennener, som stråler likt i alle retninger, har dette en stor betydning. Man kan dermed ikke relatere dette direkte til systemet som anvendes, men tapet som funksjon av frekvens vil likevel være representativt for mediet, og man kan konkludere målingen med at høye frekvenser taper seg vesentlig mer enn andre.

3.1.3 Båndbredde til prober

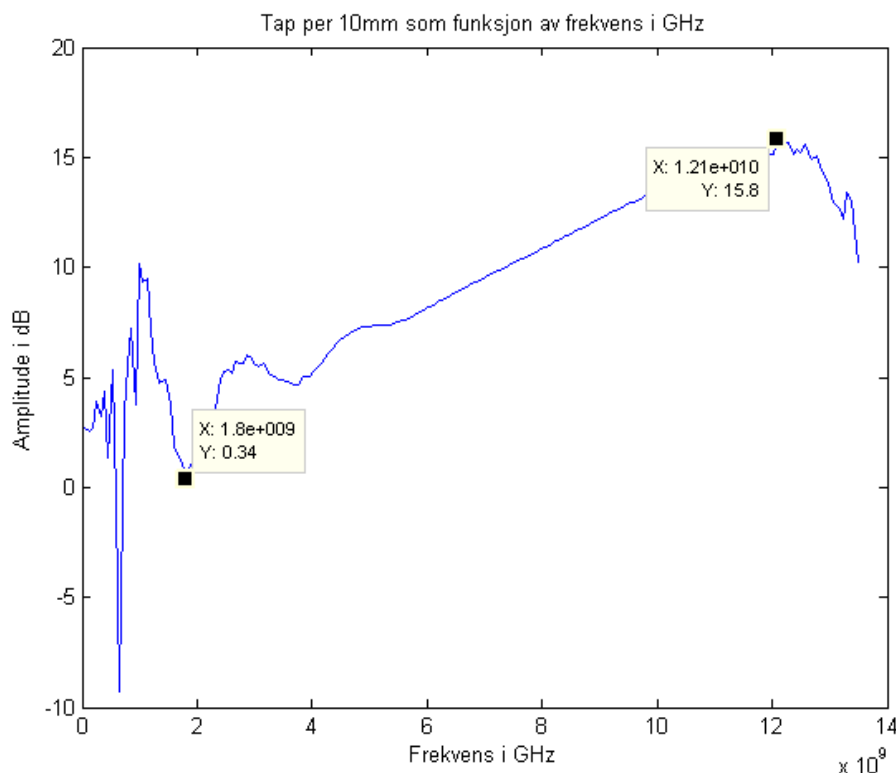
Den totale frekvensresponsen til begge probene er vist i figur 3.4, plottet med absolutt signalstyrke. I figur 3.5 er den normaliserte frekvensresponsen til én av probene plottet sammen med en -3dB-linje. Det er antatt at



Figur 3.1: Tidssignaler for to probemålinger. R: Tidssignal med ca 10mm avstand. S: Tidssignal med ca 20mm avstand. Absolutt avstand er omtrentlig, men differansen er nøyaktig 10mm.



Figur 3.2: Frekvensrepsonsen for to probemålinger. R: Tidssignal med ca 10mm avstand. S: Tidssignal med ca 20mm avstand. Absolutt avstand er omtrentlig, men differansen er nøyaktig 10mm.

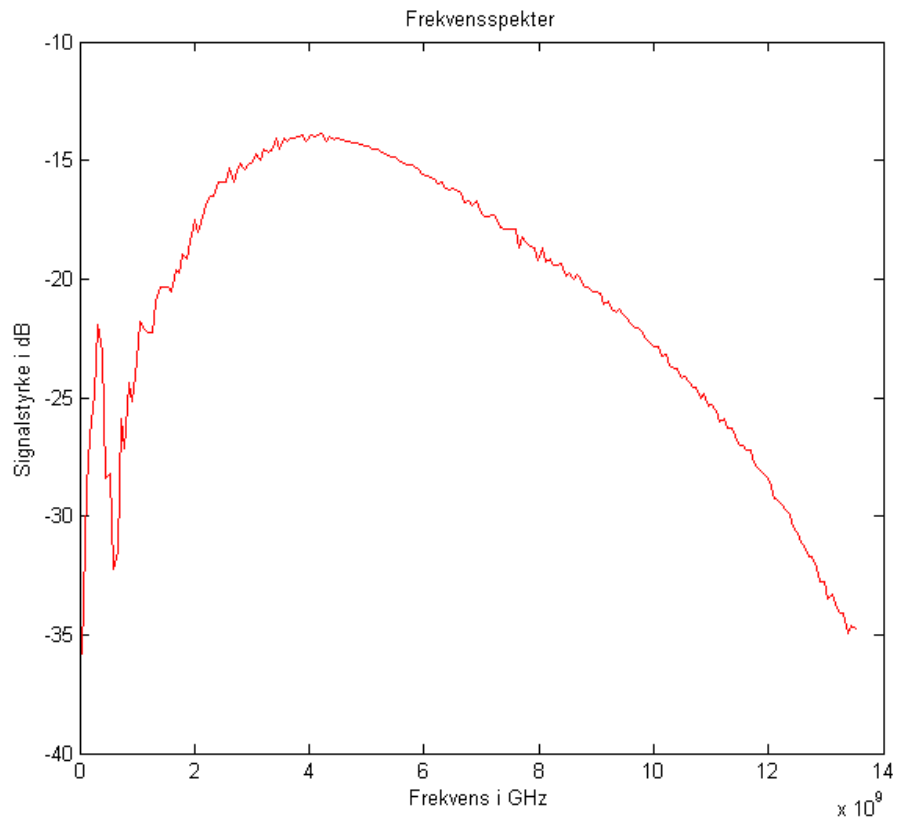


Figur 3.3: Forskjellen mellom frekvensresponsen til to probemålinger med 10mm differanse i avstand

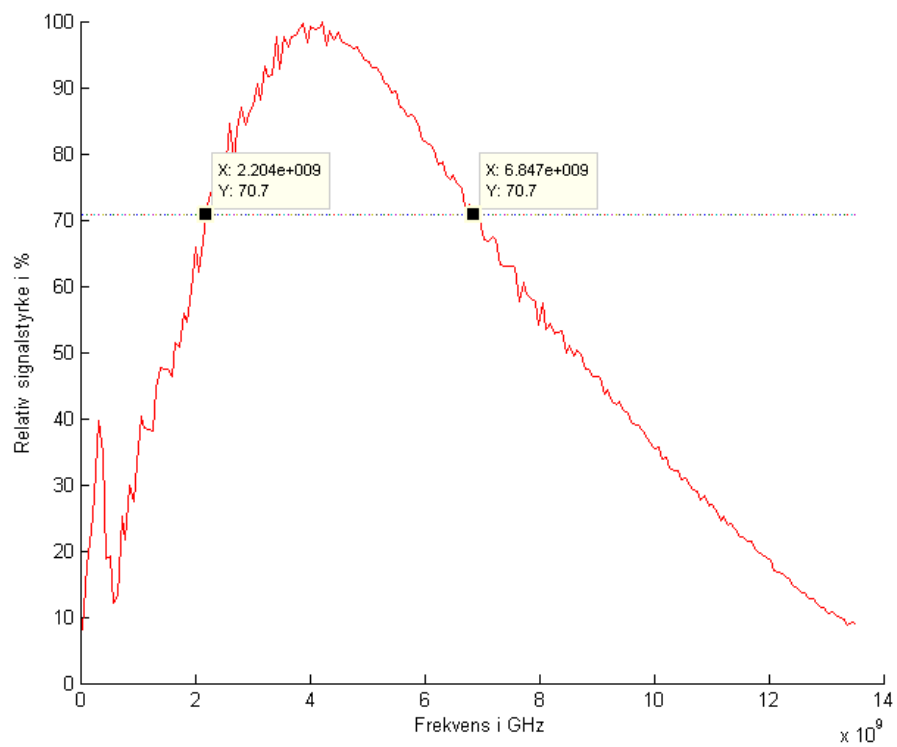
responsen til begge probene er identisk da de er likt bygget opp, slik at responsen til én av probene er kvadratroten til den totale frekvensresponsen. Båndbredden er definert der frekvensresponsen er mindre enn 3dB dempet i forhold til maksimal respons, og avlest fra figuren gir det en båndbredde på 2.20-6.85GHz. Det er betydelig smalere enn båndbredden som er ønsket for radarsystemet, 1-10GHz. For at probenes båndbredde ikke skal dominere målingen av båndbredden til antennene, er denne målingen derfor grunnlag for et inverteringsvindu som vist i seksjon 2.1.5.

3.1.4 Båndbredde til antennene

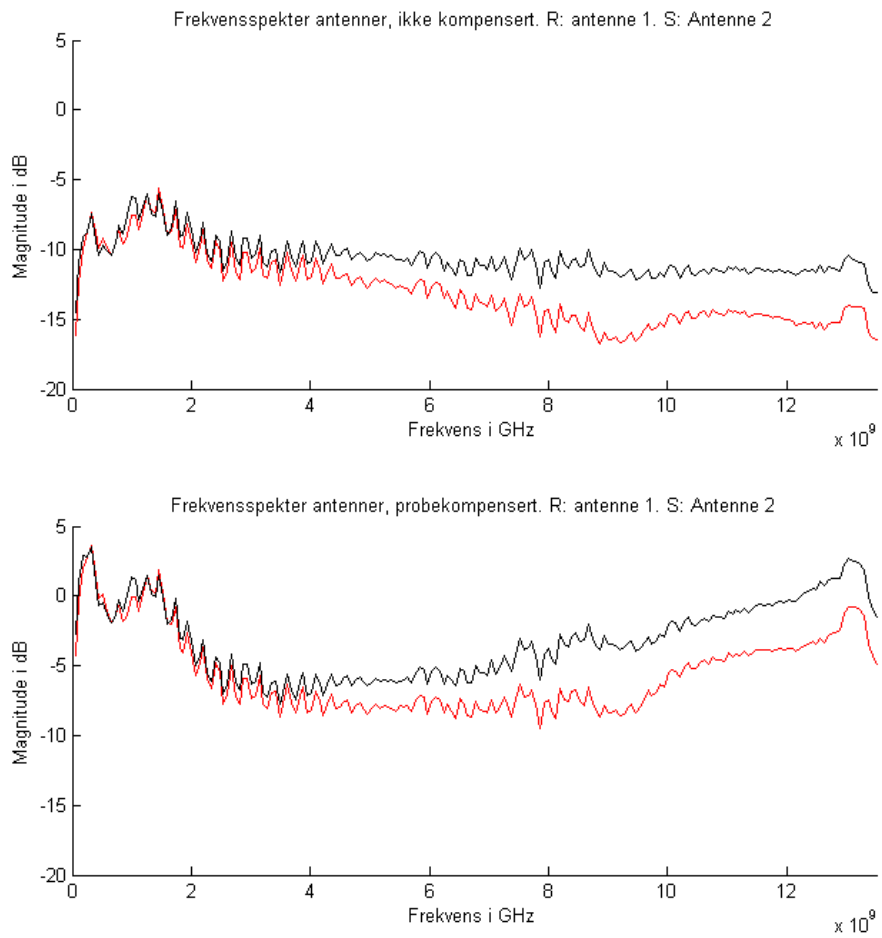
Båndbredden til antennene er av stor betydning, og figur 3.6 viser frekvensresponsen til begge antennene, både den målte responsen og responsen kompensert for egenresponsen til proben. Det er målt med vertikal polarisasjon, siden den gir det dominerende bidraget fra antennene. Kompensasjon for egenresponsen til antennen økte særlig responsen på de høyeste frekvensene betydelig, men det er fremdeles ønskelig med mer effekt i området 3-10GHz, der antennen stråler betydelig mindre enn man kunne forvente. Man legger også merke til at antenne 1 yter gjennomgående litt dårligere enn antenne 2. Det er registrert at en uforholdsmessig stor del av signalet tapes, selv på korte avstander. Dette gjelder spesielt de høyeste frekvensene. Det er ikke påvist hvorfor dette skjer, men det er mistanke om at tap internt i antennene kan være en del av årsaken.



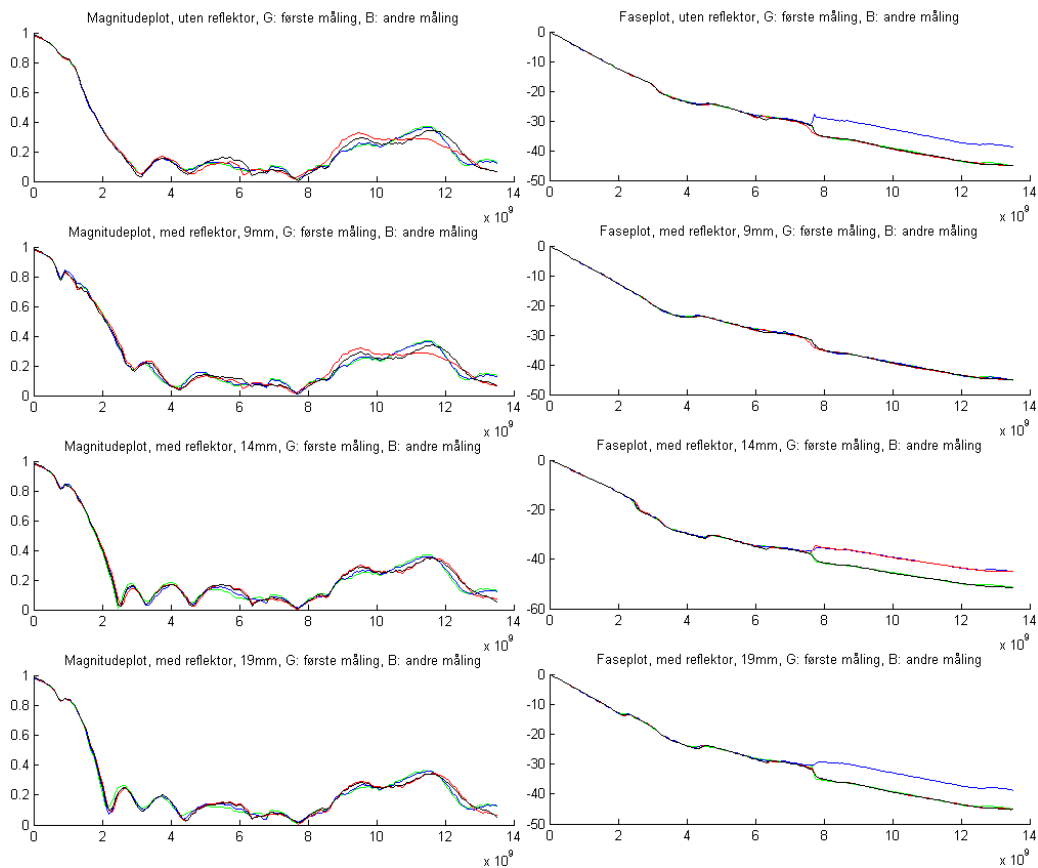
Figur 3.4: Total frekvensrespons til begge probene



Figur 3.5: Normalisert båndbredde til én probe.



Figur 3.6: Frekvensresponsen til antennene; ukompensert og kompensert for proberespons.

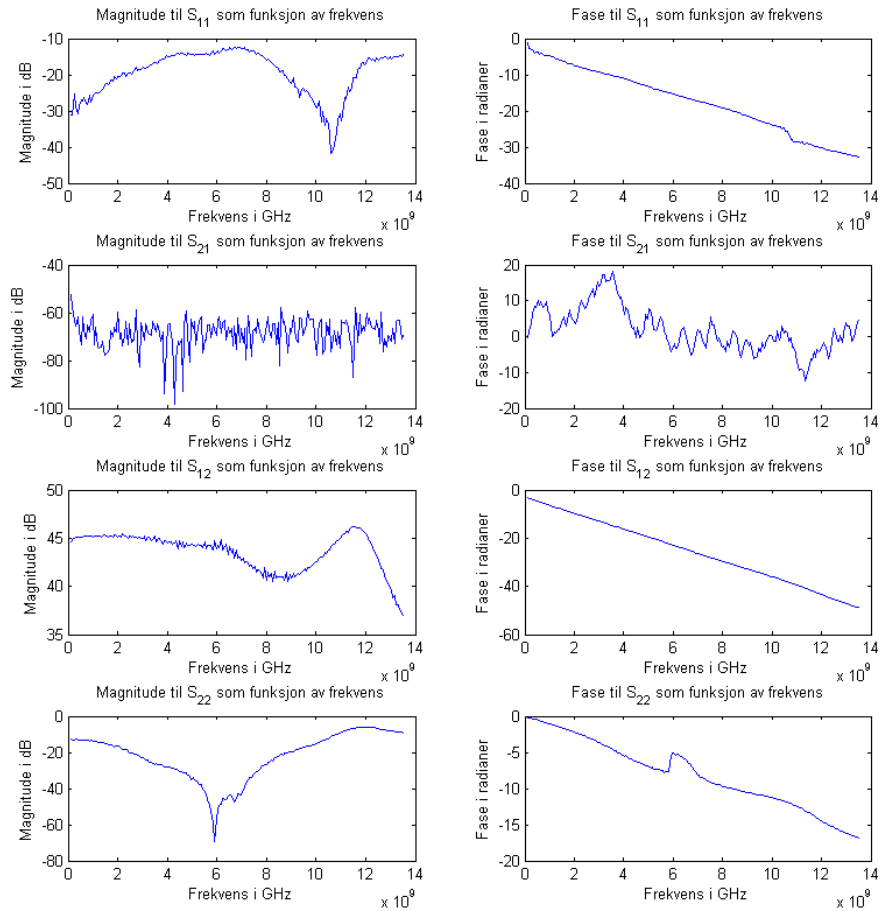


Figur 3.7: Repetivitet, magnitudo og faseplot

3.1.5 Repetivitet

To like måleserier med monostatisk radarsystem ble utført med kort tids mellomrom for å måle repetiviteten i forsøkene, og magnituden og fasen til måleseriene er plottet oppå hverandre i figur 3.7. Disse dataene er helt ubehandlet, og illustrerer fenomenet beskrevet i seksjon 2.1.2 ang. feilaktig faseskift ved nullpunkter.

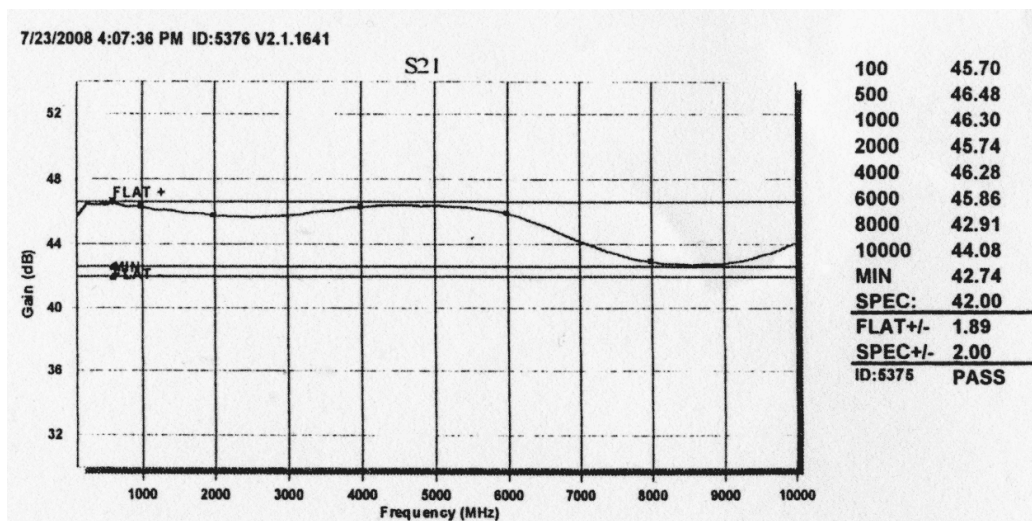
Største avvik i den første magnitudemålingene uten planreflektor, som er den serien med tilsynelatende størst avvik visuelt sett, er -8.84dB ved 10.5GHz , mens største midlere avvik for disse målingene er -13.15dB . Til sammenlikning er maksimalverdien til tre vilkårlige differansesignaler (se seksjon 2.1.2) -6.04dB , -6.52dB og -7.03dB . Det maksimale avviket er altså ca 2dB mindre enn den minste av differanseamplitudene, og det største midlere avviket er mer enn 6dB lavere enn den minste av differanseamplitudene. Det var ikke på forhånd definert noen kriterier for hvor lite avviket må være for å passere, men avviket anses for å være tilfredsstillende. Det er ikke utført tilsvarende beregninger for alle de forskjellige måleseriene, men som man ser ut fra grafene i figur 3.7 er avvikene for de andre målingene i samme størrelsesorden.



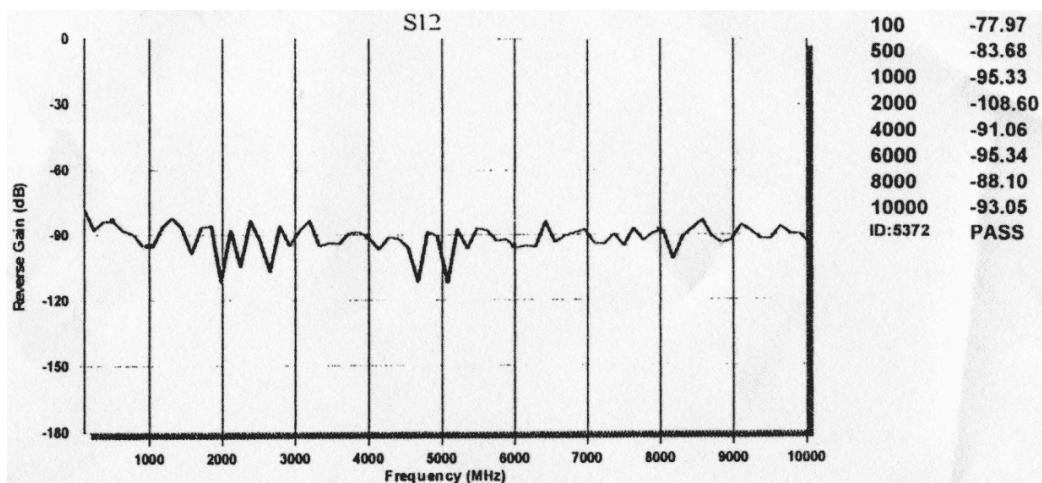
Figur 3.8: Målte S-parametre til Miteq AFS-42 lavstøyforsterker

3.1.6 Lavstøyforsterker

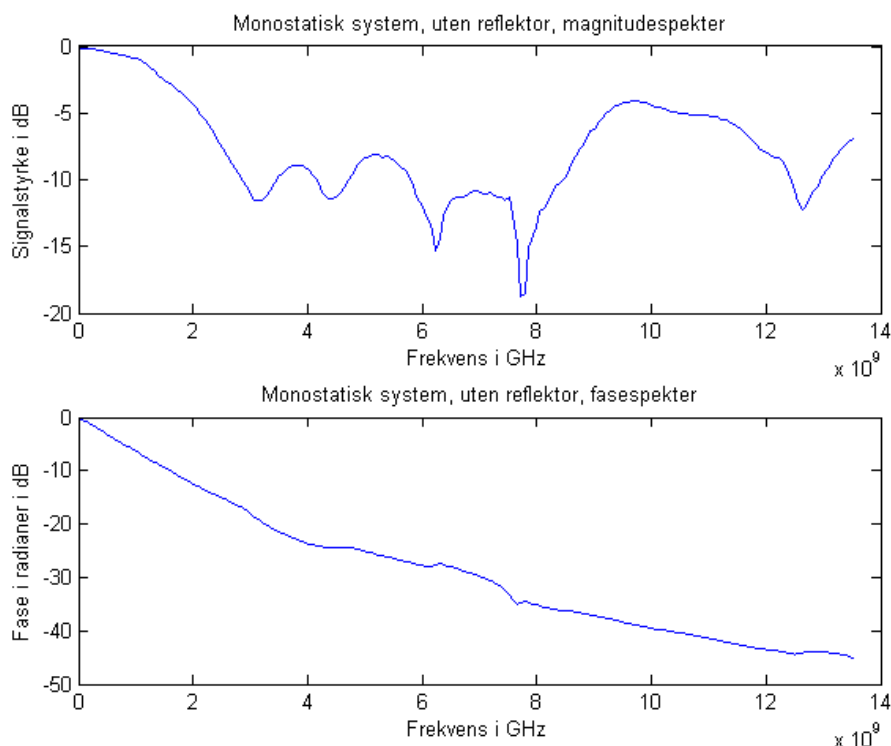
De målte S-parametrene er vist i figur 3.8, mens de oppgitt målte verdiene for forsterkning og isolasjon fra Miteq er vist i figur 3.9 og 3.10. Forsterkningen er like god som man kan forvente i forhold til oppgitte data, men isolasjonen er ca 20dB dårligere. Det kan skyldes at Miteq har målt med annen signalstyrke på inngangen på forsterkeren. Disse målingene ble utført med signalstyrke mot toppen av det dynamiske omfanget til forsterkeren. Uansett er isolasjonen til forsterkeren meget god, ca -70dB i hele båndbredden.



Figur 3.9: Forsterkning til Miteq AFS42 lavstøyforsterker



Figur 3.10: Isolasjon i Miteq AFS42 lavstøyforsterker



Figur 3.11: Monostatisk system, respons fra medium uten reflektor

3.2 Radarmålinger

Radarmålingene er gjort på så lik måte som mulig for de tre systemene for å få sammenliknbare resultater.

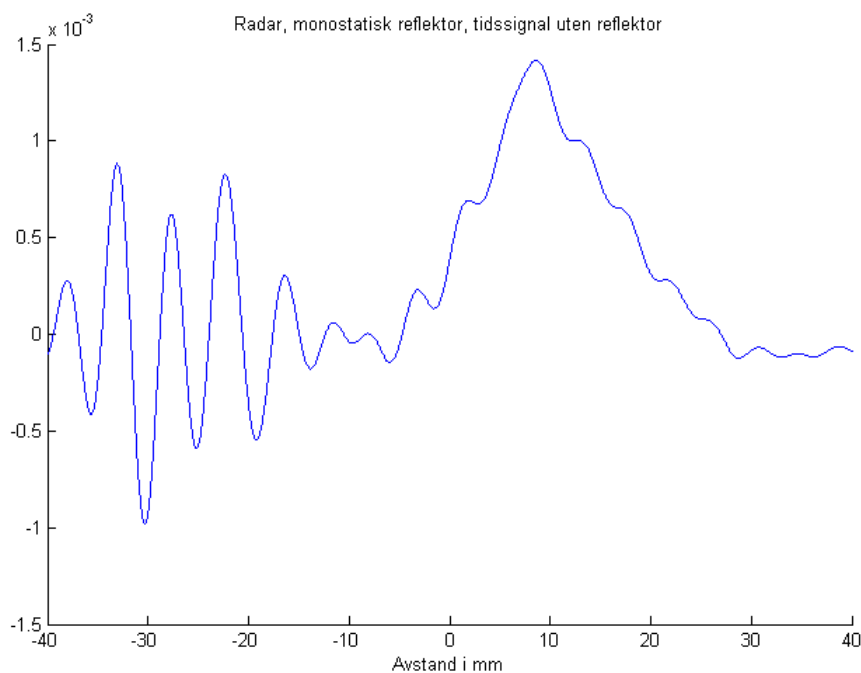
3.2.1 Monostatisk system

Magnitude/faserespons, kar uten reflektor

I figur 3.11 er responsen til det monostatiske radarsystemet uten noen reflektor i karet. Magnituderesponsen stemmer overens med målingene som ble utført i prosjektoppgaven [24]. Faseresponsen er tilnærmet lineær, som er forventet. I figur 3.12 er det syntetisk genererte tidssignalet i mediet vist, og det kommer frem at antennen i seg selv smører ut signalet i tid. Antennen stråler ikke ut alle frekvensene på samme fysiske punkt, men forskjellige frekvenser stråler fra forskjellige steder på antennen, og stråler følgelig også med forskjellig polarisasjon på forskjellige frekvenser.

Magnitude/faserespons med planreflektor

Når man putter reflektor i karet, forventer man at magnituderesponsen skal være større, i hvert fall for enkelte frekvenser. Figur 3.13 viser frekvensresponsen på alle målingene med og uten reflektor for det monostatiske systemet. Det er ikke så lett å tolke noe ut fra disse plottene, men man kan registrere at det er størst forskjeller i frekvensområdet 1-8GHz på magnitudeplottet.



Figur 3.12: Tidssignalet fra monostatisk system, uten reflektor.

Det stemmer overens med målingene gjort i seksjon 3.1.4 og spesifikasjonen for antennene. Faseplottet tilsier variasjon i faseren i omtrent det samme frekvensområdet, men variasjonene er størst for området 1-5GHz.

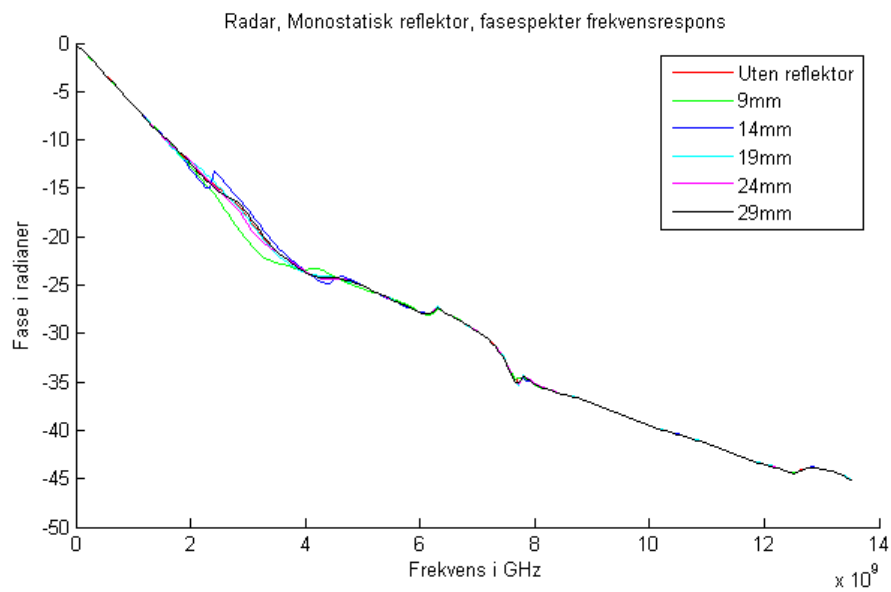
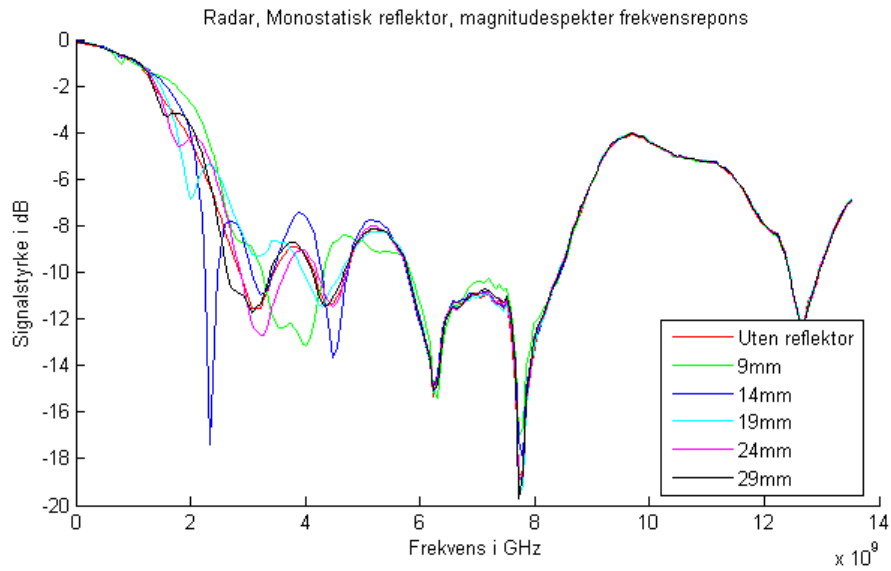
Magnitude/faserespons med planreflektor, differansesignal

Studerer man differanseresponsene derimot, altså når man har trukket fra signalet for tomt kar, kommer ting tydeligere frem. Disse er plottet i figur 3.14. Man ser helt klart at responsen for de forskjellige avstandene blir svakere og svakere, og båndbredden blir mindre og mindre. Dette skyldes blant annet at tapet øker for høyere frekvens, så de høye frekvensene taper seg mer på større avstand. Med reflektoren på 9mm kan man se fornuftig respons helt opp til ca 8GHz, mens for de andre målingene er det ingenting å hente over 5-6GHz.

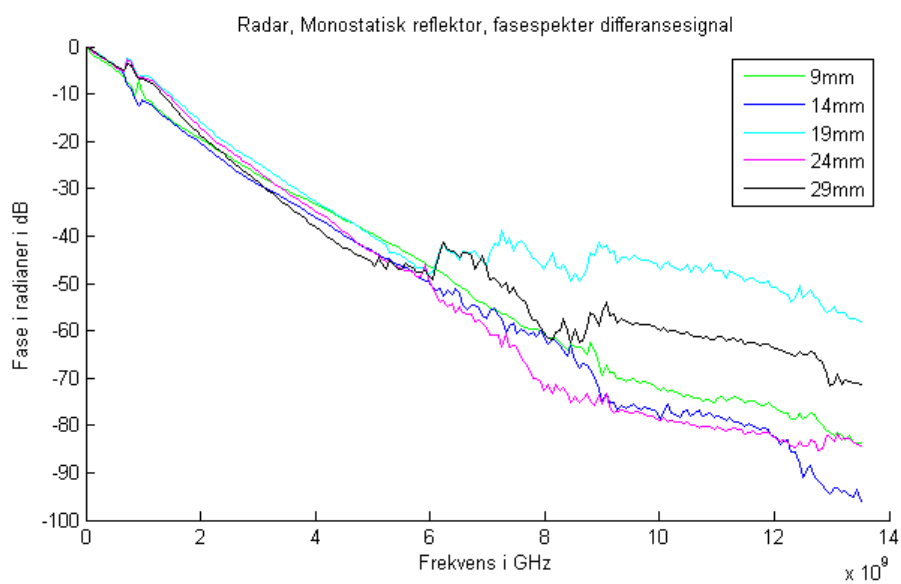
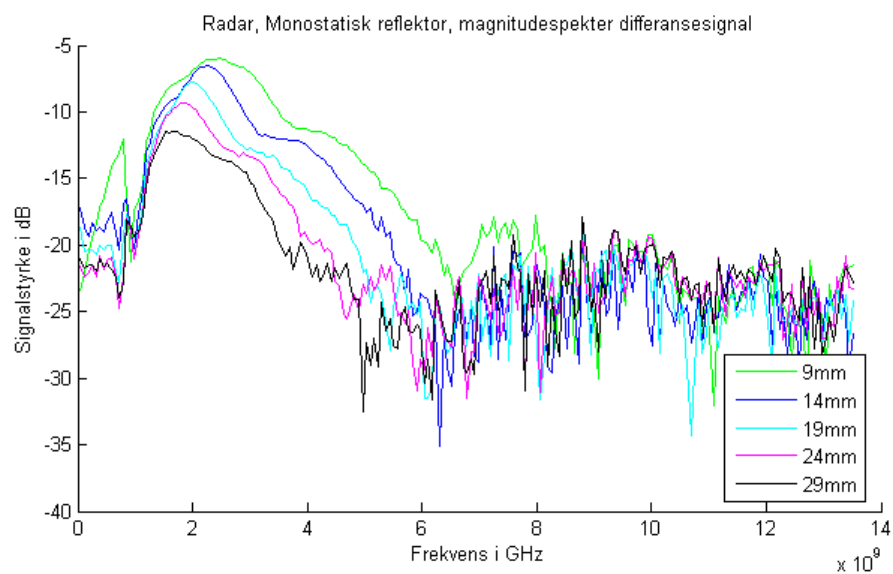
Studerer man faseplottene, ser man at reflektoren på 9mm har den slakeste kurven, mens de andre kurvene blir brattere og brattere for større avstand. Dette er også slik man skulle forvente, siden større avstand medfører at signalet har lenger propageringstid, og grunnleggende Fourier-analyse tilsier at tidsskift i tidsdomenet tilsvarer faseskift i frekvensdomenet. Merk at så lenge magnituden er over støygulvet, er fasegangen tilnærmet lineær.

Tidssignal med planreflektor

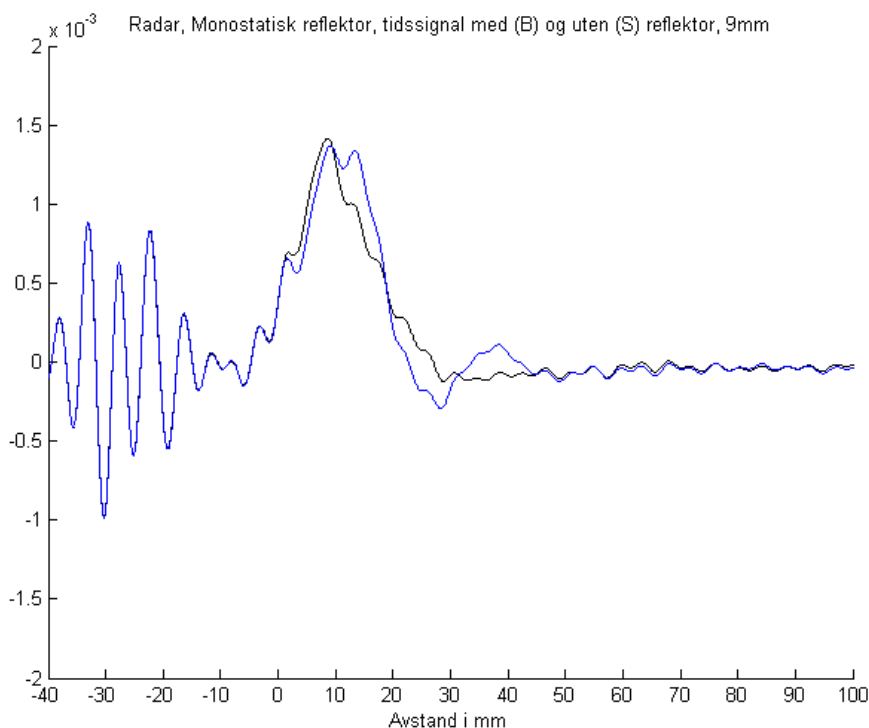
Tidssignalet fra figur 3.12 er plottet rett over tidssignalet generert fra måledataene med en planreflektor plassert 9mm unna antennen. Det er ikke lett å identifisere responsen som kommer som følge av reflektoren, selv om det er en nokså markant forskjell på kurvene.



Figur 3.13: Monostatisk system, frekvensrespons, med planreflektor



Figur 3.14: Monostatisk system, frekvensrespons til differansesignal, med planreflektor



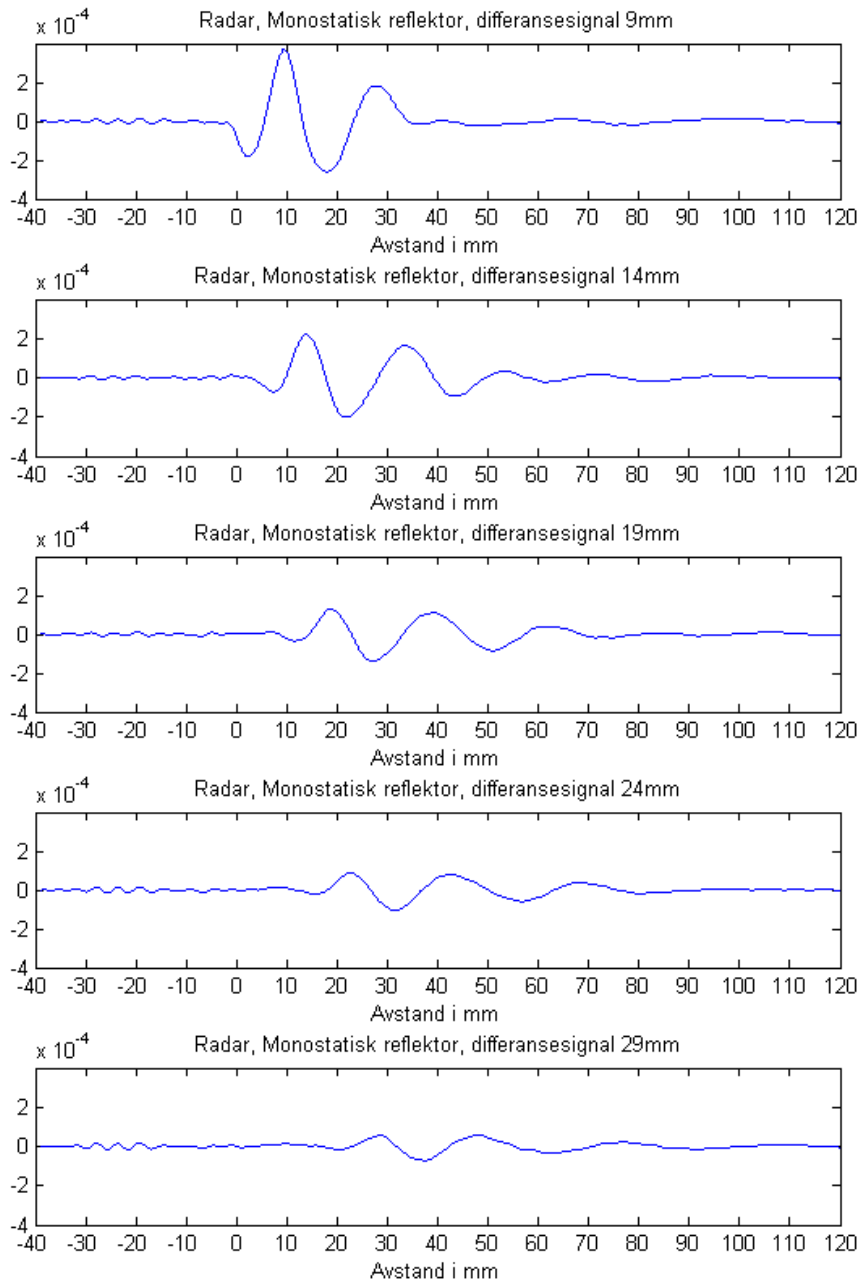
Figur 3.15: Monostatisk system, tidssignal med og uten planreflektor på 9mm avstand

Differansesignal med planreflektor

Fordi det ikke er lett å finne responsen som kommer som følge av reflektoren, er det på dette stadiet ønskelig å se på differansesignalet, altså signalet med reflektor fratrukket signalet uten reflektor. Beregningen ble utført i frekvensdomenet før det syntetiske tidssignalet ble generert, og differansesignalet målt med reflektoren plassert i fem forskjellige avstander fra antennen er plottet i figur 3.16. Tabell 3.1 inneholder avleste verdier for toppunktene og den beregnede differansen mellom avlest og spesifisert verdi. Det er god overensstemmelse med den avstanden man skulle forvente å finne, man må også ta høyde for at målingene er utført med et mekanisk system med en viss feilmargen. Den spesifiserte avstanden er derfor ikke nødvendigvis 100% nøyaktig. Det største prosentvise avviket er på målingen ved 9mm, med målingen ved 24mm hakk i hæl. Disse målingene har avvik på henholdsvis 5.1% og 4.9% i forhold til spesifisert verdi. Avvik på 5% som inkluderer både unøyaktighet i det fysiske målesystemet og unøyaktighet i selve målingen, anses å være godkjent.

Magnitude/faserespons med kulereflektor

Studerer man magnitude- og faseresponsen med kulereflektor, som er plottet i figur 3.17, ser man i store trekk de samme tendensene som for planreflektoren. Det er vanskelig å hente ut informasjon, men man ser at forskjellene ligger i et nokså begrenset frekvensområde. Det hadde vært ønskelig med betraktelig



Figur 3.16: Monostatisk system, differansesignal med planreflektor plassert i fem forskjellige avstander

Spesifisert avstand	Avlest avstand	Differanse
9mm	9.46mm	0.46mm
14mm	13.92mm	0.08mm
19mm	18.86mm	0.14mm
24mm	22.82mm	1.18mm
29mm	28.84mm	0.16mm

Tabell 3.1: Monostatisk system, planreflektor

mer informasjon i de høyere frekvensene.

Noe avvik er det likevel, man kan tydelig se at med kulesenteret på 9mm avstand, påvirker den både magnituden og fasen til det reflekterte signalet kraftig. Dette skyldes nok at den er plassert svært nært, avstanden fra nærmeste punkt på kulen til antenneplanet er ca 2mm.

Magnitude/faserespons med kulereflektor, differansesignal

Differansesignalet er også her mer spennende, og figur 3.18 forteller i grunn det samme som for målingen med planreflektor. Båndbredden og signalstyrken er størst når kulen er plassert nært, men begge deler avtar kraftig med avstand. Signalstyrken er langt mindre enn for reflektoren, naturlig nok. Det medfører også at man når støygulvet hurtigere. Faseinformasjonen er også tilsvarende som for målingen med planreflektor, man ser at fasegangen er brattere for større avstand.

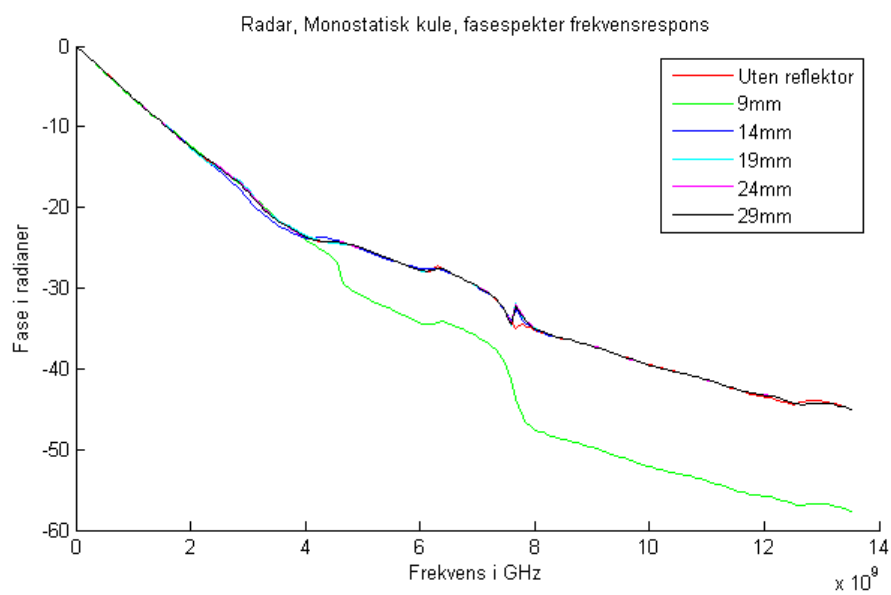
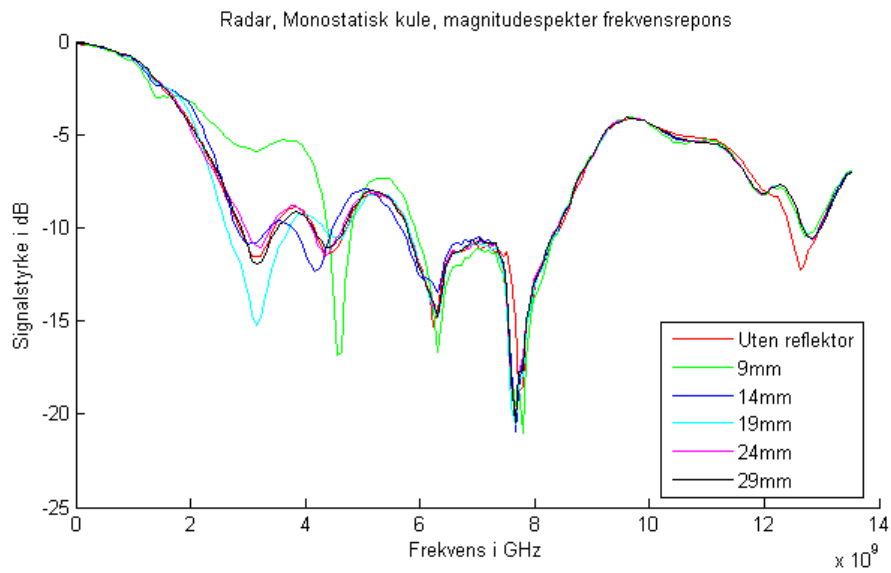
Tidssignal med kulereflektor

En litt vanskeligere oppgave er å finne en metallkule. Her er kulen egentlig litt nærmere, fordi senter av kulen er plassert i de samme avstandene som planreflektoren i seksjon 3.2.1. Figur 3.19 viser tidssignalet med og uten kulereflektor på 9mm avstand. Det er tydelig at den påvirker tidssignalet, men det er ikke like åpenbart som for målingene med planreflektoren.

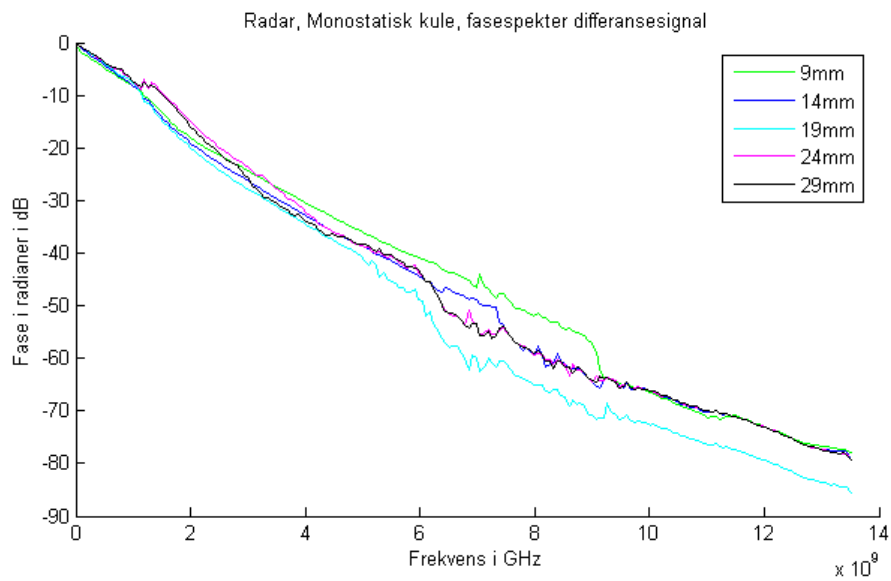
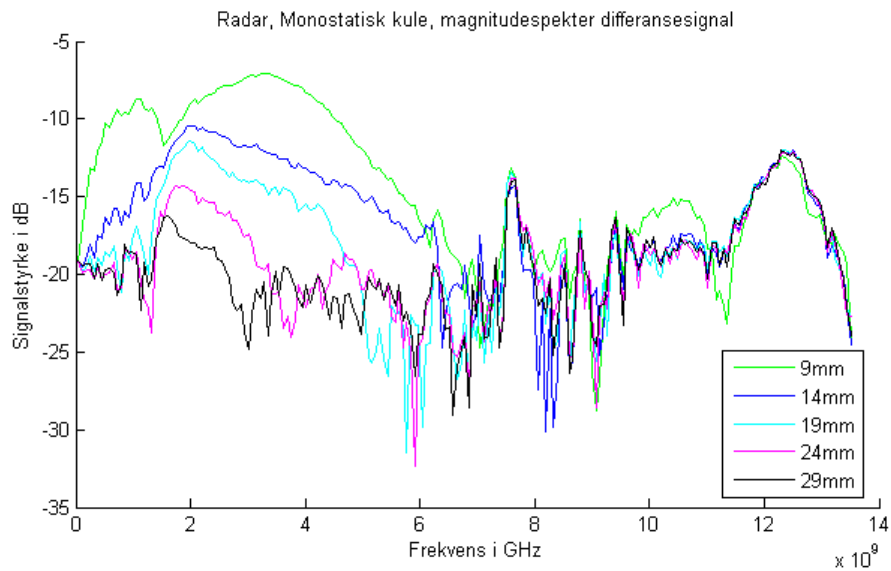
Differansesignal med kulereflektor

Differansesignalene er vist i figur 3.20. Der kommer UWB-pulsen lagt tydeligere frem, og man kan identifisere toppene. Posisjonene til topppunktene er oppført i tabell 3.2, og differansen mellom spesifisert avstand og avlest avstand beregnet. Ved 24mm må man legge godviljen til for å finne et signal, men det er fremdeles mulig å finne at det når man vet at det skal være noe der. Det gir dessuten et lite deteksjonsproblem at det største avviket man måler på differansesignalet er ved -14.74mm, altså i selve antennen. Det samme gjelder på 29mm avstand, og der var det ikke lenger mulig å identifisere pulsen, selv ikke med en god porsjon godvilje.

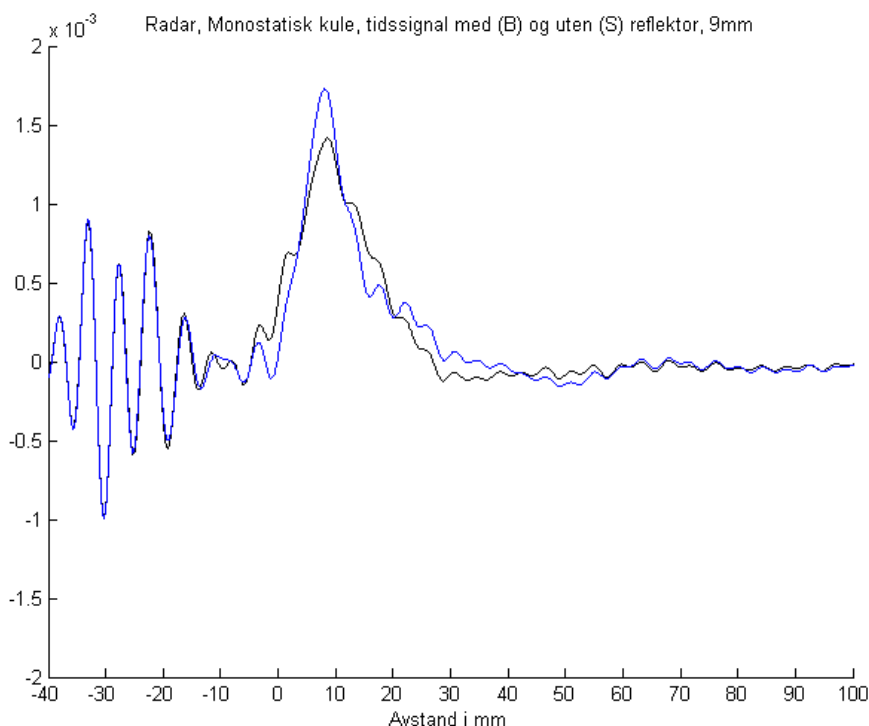
Merk at alle avstandene er beregnet kortere enn spesifisert avstand på disse målingene. Det er flere mulige årsaker til dette. For det første ligger selve metallkulen nærmere enn spesifisert avstand, det er kulesenteret som



Figur 3.17: Monostatisk system, frekvensrespons, med kulereflektor



Figur 3.18: Monostatisk system med kulereflektor, differansesignal med og uten kulereflektor.



Figur 3.19: Monostatisk system med kulereflektor, tidssignal med og uten kulereflektor i 9mm avstand.

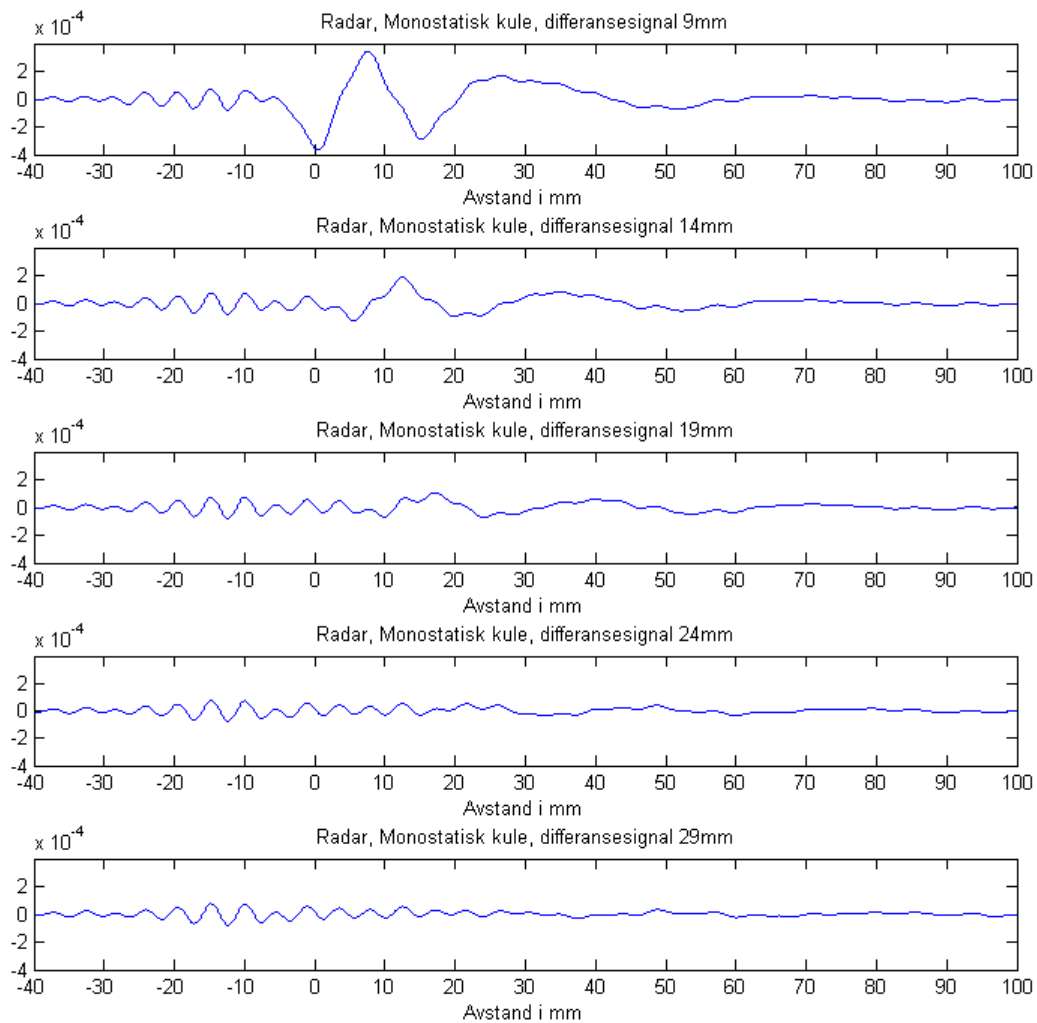
ligger på spesifisert avstand. Dessuten er det viktig å huske på at de absolute posisjonene har relativt stor feilmargin, da det er vanskelig å identifisere nøyaktig hvor overgangen mellom antennene og mediet er. Det reflekterte signalet fra en kule kan dessuten komme fra flere forskjellige romelige dybder, som igjen vil medføre en viss utsmøring av signalet. Derfor er det differansen mellom de forskjellige målingene som er av størst interesse, og her er differansene mellom de forskjellige målingene relativt nært 5mm for alle målingene, bortsett fra målingene på 24mm og 29mm.

En metallisk kule er dessuten et vanskelig objekt, fordi signalstrømmene kan gå rundt i overkanten av metallkulen, og sende ut refleksjonssignaler som har beveget seg en lenger enn de direkte refleksjonene. Dette vil kunne forstyrre resultatene i disse målingene. I et realistisk system vil det ikke være en metallisk reflektor, men en tumor med permittivitet tilsvarende kreftvev, i størrelsesorden 20-50. Problemet med signalstrømmer i overflaten vil forvinne, men samtidig vil man også få et svakere reflektert signal tilbake.

3.2.2 Bistatisk system

Et bistatisk system vil ha lenger propageringsdistanse siden signalet ikke sendes ortogonalt ut fra antennen, og vil følgelig ha større tap i signalet man får tilbake.

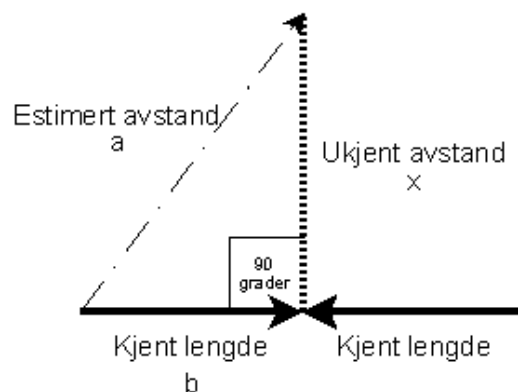
Det må kompenseres for at de bistatiske radarene har lenger signalvei til et objekt like langt unna antennene. Dersom man antar at avstanden b



Figur 3.20: Monostatisk system, differansesignal for kulereflektor plassert i fem forskjellige avstander

Spesifisert avstand	Avlest avstand	Differanse
9mm	7.6mm	1.4mm
14mm	12.5mm	1.5mm
19mm	17.2mm	1.8mm
24mm	21.7mm	2.3mm
29mm	N/A	N/A

Tabell 3.2: Monostatisk system, kulereflektor



Figur 3.21: Beregning av avstand fra antenner.

fra senterpunktet til området på antennen der signalet utstråles/mottas er konstant for alle avstandene, kan man beregne avstanden ut til objektet ved hjelp av den pythagoreiske læresetningen

$$x = \sqrt{a^2 - b^2}, \quad (3.1)$$

der a er avstanden som estimeres i målesystemet og x er avstanden fra antenneplanet til objektet. Figur 3.21 illustrerer de forskjellige avstandene. Den kjente avstanden b er satt til 15mm i denne oppgaven, da dette er rimelig i forhold til geometriske mål på antennen.

Magnitudo/faserespons, kar uten reflektor

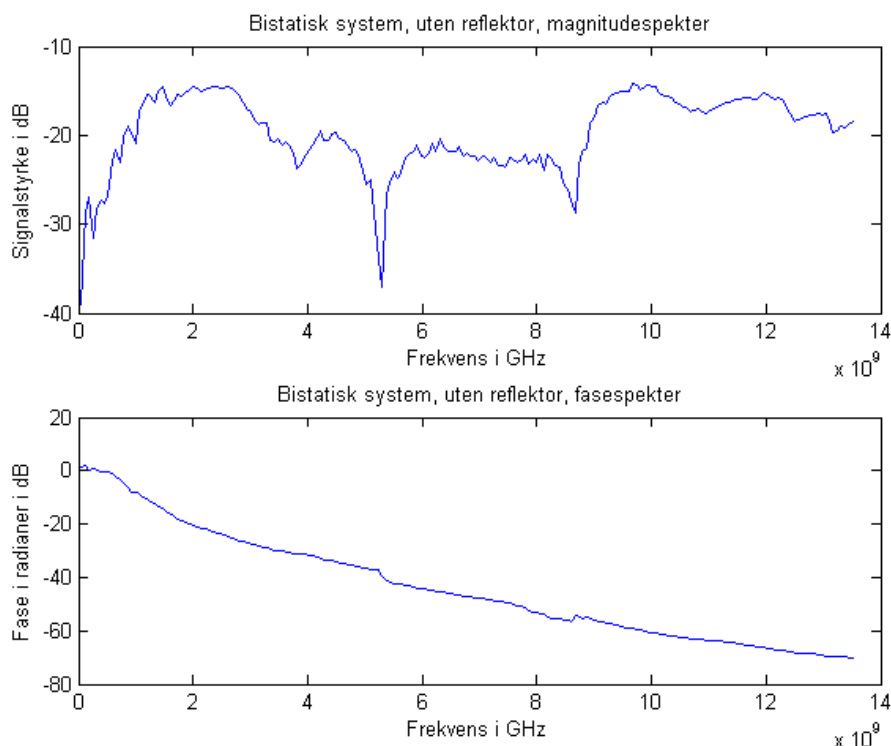
Figur 3.22 viser magnitudo og faseresponsen fra det bistatiske systemet uten reflektor i karet. Magnituderesponsen stemmer også her godt overens med resultatet fra prosjektoppgaven. Faseresponsen er tilnærmet lineær, slik den skal være. Dette er en respons for hele systemet, altså begge antennene. Responsen fra hver enkelt antenne er tilnærmet lik responsen for det monostatiske systemet, siden det er to like antenner som er benyttet, og antennen fra det monostatiske systemet er også anvendt i det bistatiske systemet.

Magnitudo/faserespons med planreflektor

Magnitudo- og faseresponsen til det bistatiske systemet med planreflektor er vist i figur 3.23, og gir oss ikke mer informasjon her enn for det monostatiske systemet. Større tap reduserer dog båndbredden ytterligere, og det er enda mindre signal å jobbe med. Faseinformasjonen gir heller ikke mer informasjon, men det er fremdeles tydelige forskjeller i frekvensområdet 1-6GHz.

Magnitudo/faserespons med planreflektor, differansesignal

Magnitudo- og faseresponsen til differansesignalet vist i figur 3.24 er dog litt mer tvetydig. Ved første øyekast ser det oversiktlig og greit ut, men når man studerer det nærmere finner man langt mindre system i målingene også på lave frekvenser. I noen frekvensområder, for eksempel rundt 1.1-1.2GHz finner man magnitudenivået til å være slik man forventer, mens i



Figur 3.22: Bistatisk system, respons fra medium uten reflektor

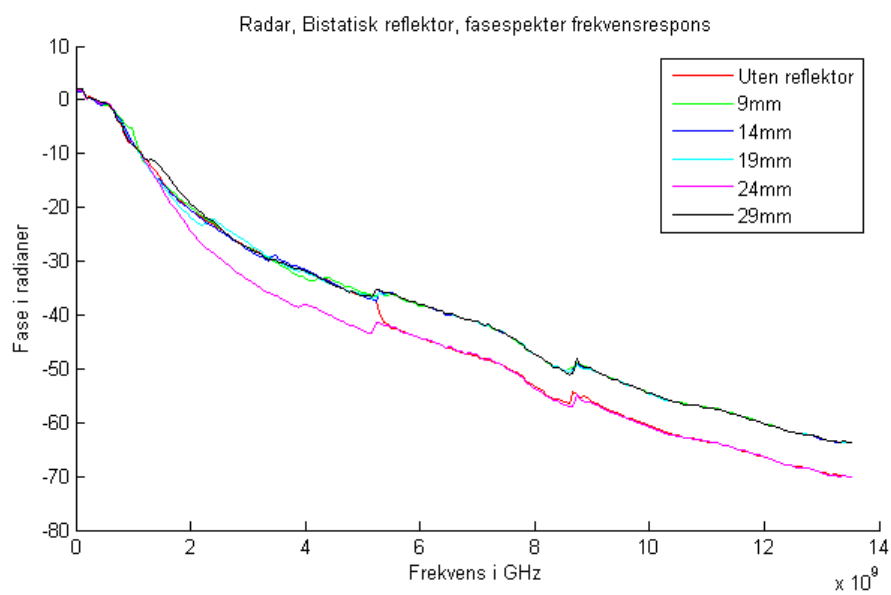
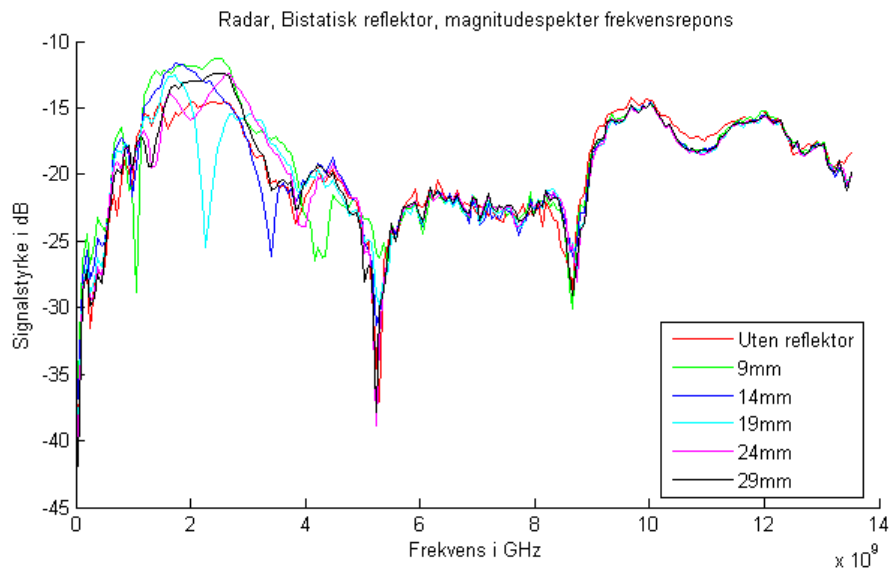
andre områder, som 2-3GHz, er det fullstendig snudd på hodet. Faseresponsen er mer som man ville forvente, med brattere nedgang for større avstand. Når man passerer 3GHz er det kun målingen på 9mm som ligger over støygulvet, og inneholder informasjon.

Tidssignal med planreflektor

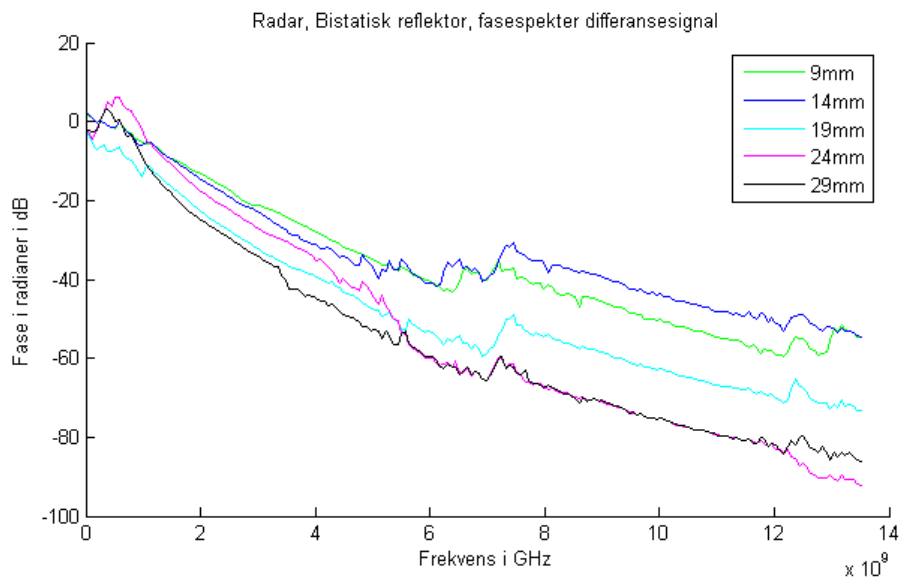
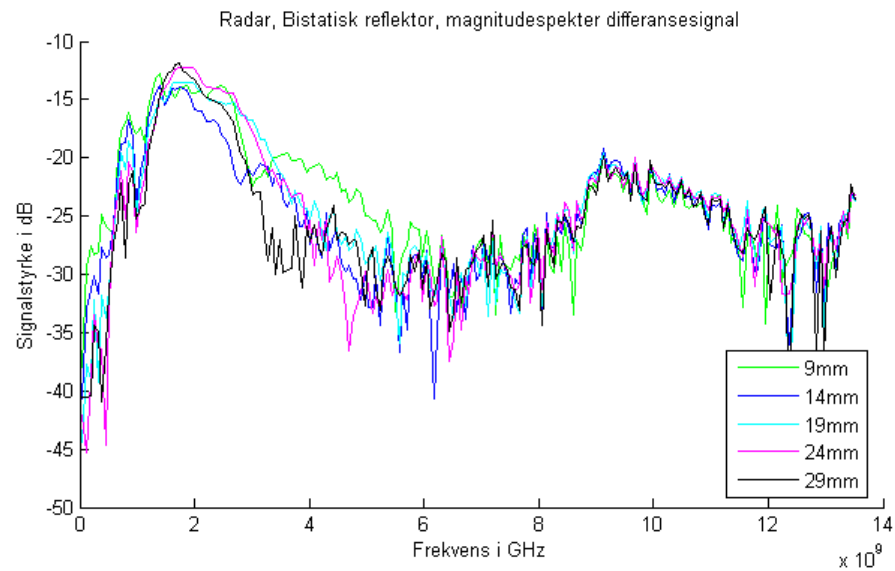
Figur 3.25 viser tidssignalet som måles med og uten planreflektor på 9mm avstand. Det er ikke noe problem å skille målingene fra hverandre når de er plottet slik.

Differansesignal med planreflektor

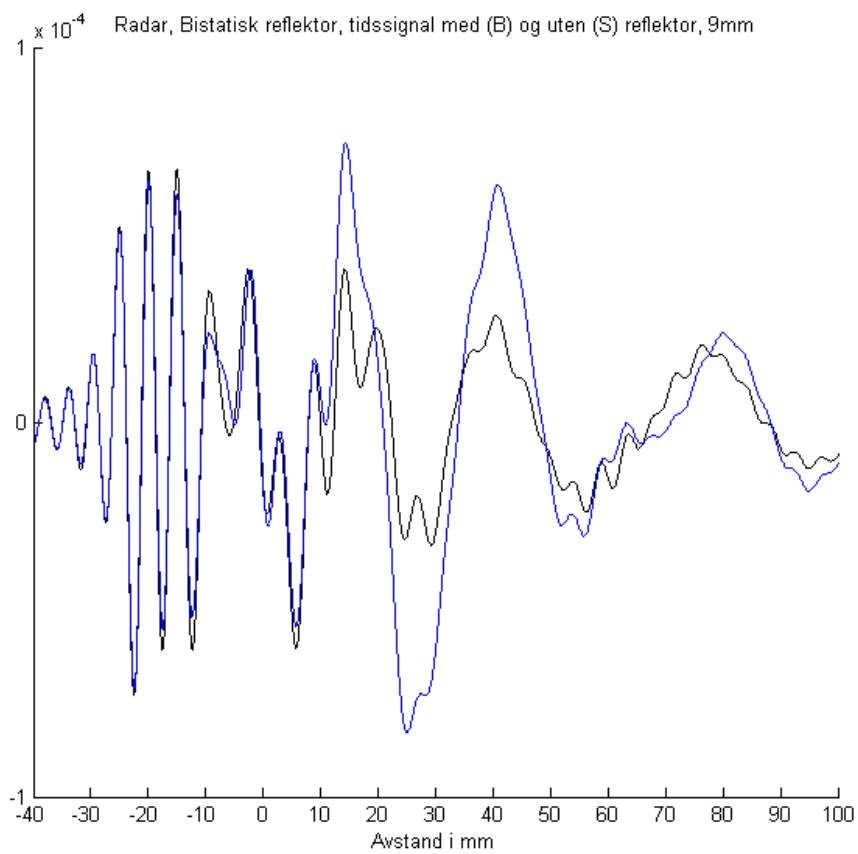
I figur 3.26 er differansesignalene for fem forskjellige avstander plottet, og man kan se at det er mer utfordrende å finne pulsen, men at man fremdeles ser den tydelig ut til 29mm. Merk at med reflektoren på 9mm er pulsen nokså forvrengt, og er trolig et resultat av multiple signaler. Tabell 3.3 viser de avleste avstandene, de kompenserte avstandene og differansen mellom kompensert avstand og spesifisert avstand. Alle avvikene er i samme størrelsesorden, men den beregnede avstanden ved 9mm er kortere enn antatt. Det kan bety at antakelsen om at den kjente avstanden til stråleelementet er konstant for alle avstander til objektet ikke holder. Dersom man snur på problemstillingen, og setter inn avstandene ut til reflektoren i stedet for i likning 3.1, finner man at avstandene ut til stråleelementene (kjent avstand i figur 3.21) er



Figur 3.23: Bistatisk system, frekvensrespons, med planreflektor



Figur 3.24: Bistatisk reflektor, frekvensrespons til differansesignal, med planreflektor.



Figur 3.25: Bistatisk system, tidssignal med og uten planreflektor på 9mm avstand

Spesifisert avstand	Avlest avstand	Kompensert avstand	Differanse
9mm	15.60mm	4.28mm	4.72mm
14mm	18.37mm	10.60mm	4.40mm
19mm	29.33mm	25.20mm	6.20mm
24mm	31.47mm	27.67mm	3.67mm
29mm	35.80mm	32.51mm	3.51mm

Tabell 3.3: Bistatisk system, planreflektor

- 12.7mm (ved 9mm)
- 11.89mm (ved 14mm)
- 22.3mm (ved 19mm)
- 20.36mm (ved 24mm)
- 21.0mm (ved 29mm).

Middelverdien av disse avstandene er 17.7mm. Dersom man ikke kan anta konstant avstand til stråleelementet, vil det komplisere beregningene betraktelig. Det er mulig at det kan løses ved å lage seg en konverteringstabell for forskjellige estimerte avstander, men det er heller ikke utenkelig at det vil bli for unøyaktig.

Et annet problem som kan oppstå med disse målingene, er at maksimalverdien til differansesignalet ikke alltid ligger på toppunktet der pulsen man søker ligger. Siden det er et sterkere signal tilstede, vil det by på utfordringer å detektere riktig topp, og dermed plassere avstanden korrekt.

Magnitude/faserespons med kulereflektor

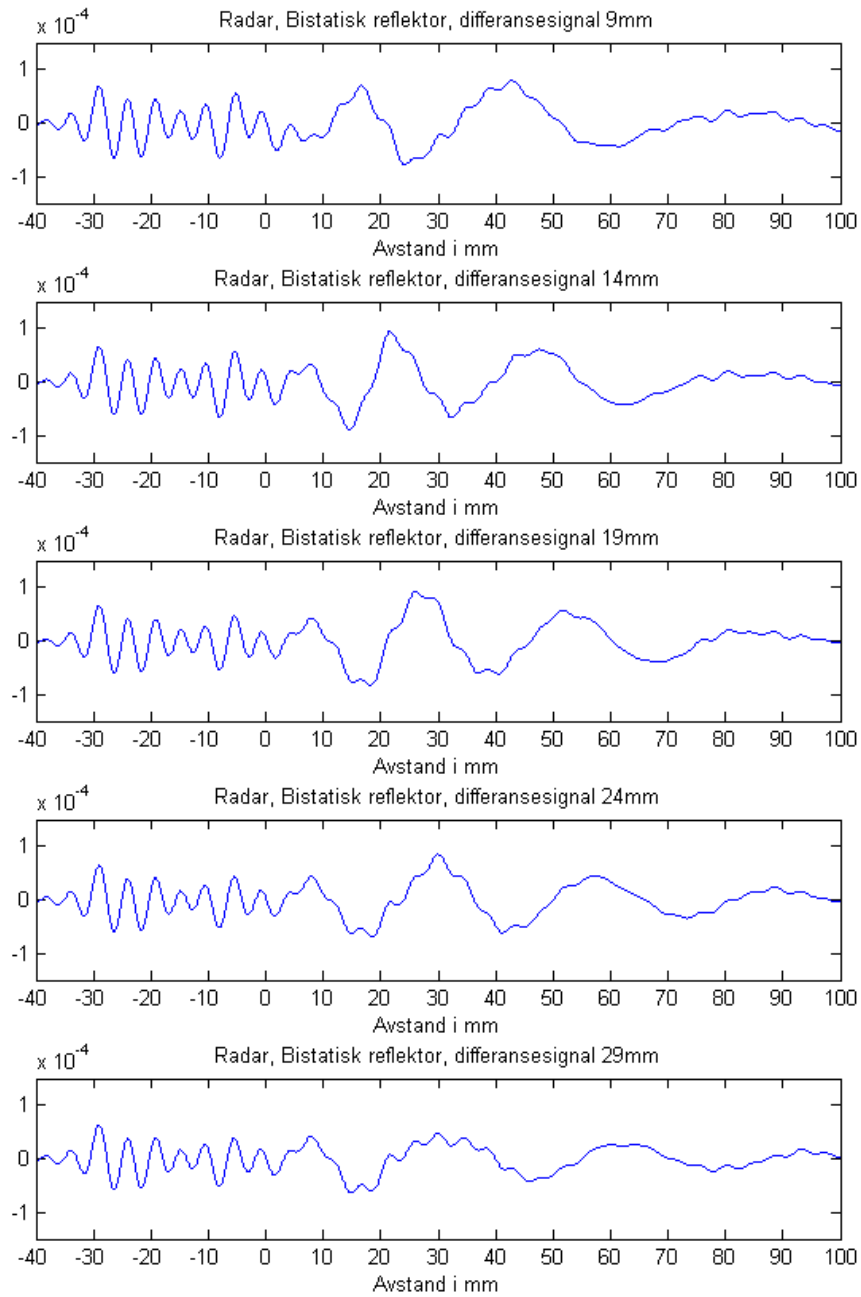
Når planreflektoren byttes ut med kulereflektor, viser frekvensresponsen i figur 3.27 at det er veldig lite informasjon å hente i magnituden, praktisk talt alt er begravd i støy. I området 1-4GHz er det forskjeller, men de er små. Faseresponsen gir enda mindre informasjon, her er resultatene nærmest identiske om man ser bort fra fasehoppene beskrevet i seksjon 2.1.2.

Magnitude/faserespons med kulereflektor, differansesignal

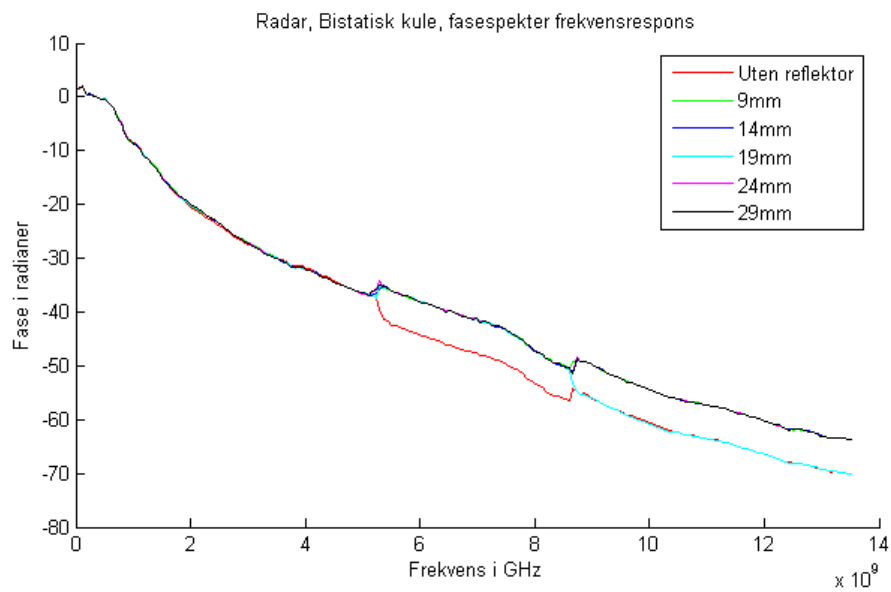
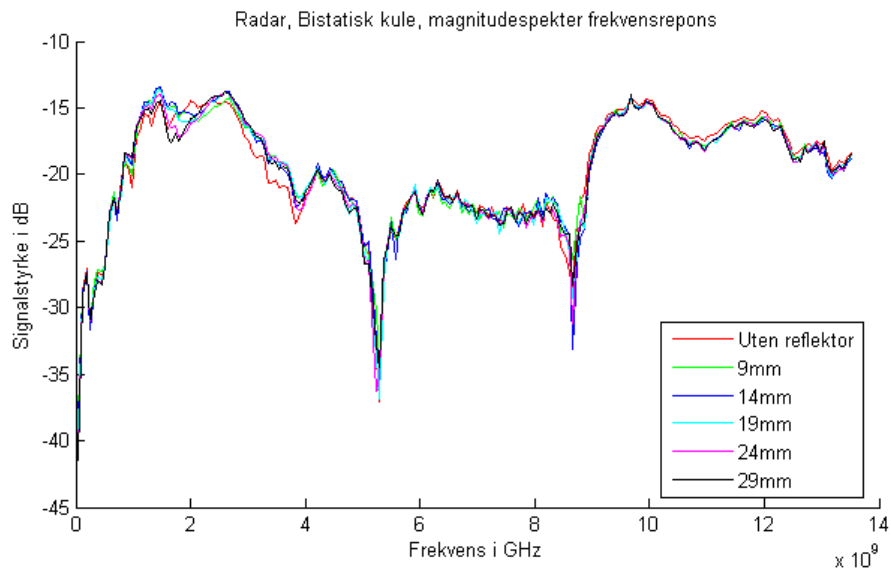
Differansesignalene inneholder litt større variasjoner, som vist i figur 3.28. Men heller ikke her er det mye å ta tak i utover noen små variasjoner i området 1-3GHz i magnitudeplottet. Faseplottet viser svært lite variasjon, og de avvikene man kan registrere kan like gjerne skyldes tilfeldige avvik.

Tidssignal med kulereflektor

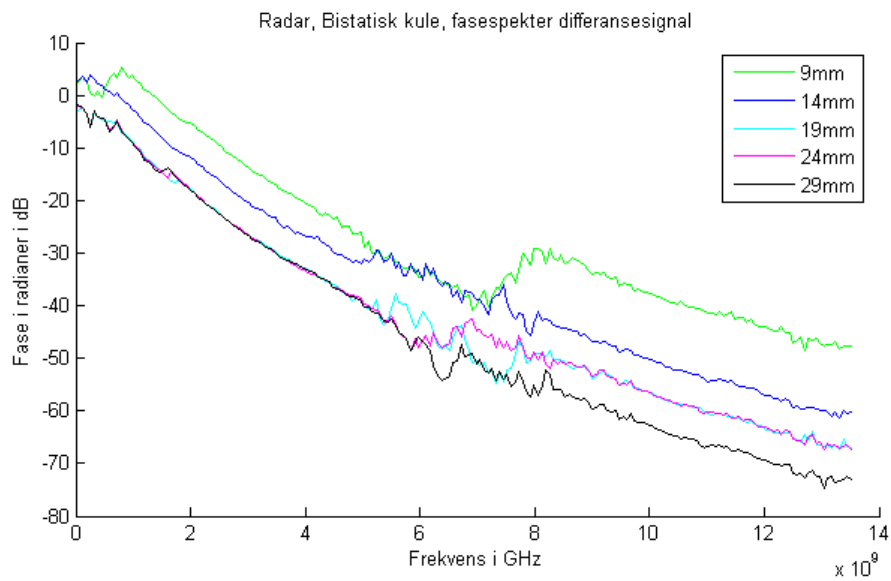
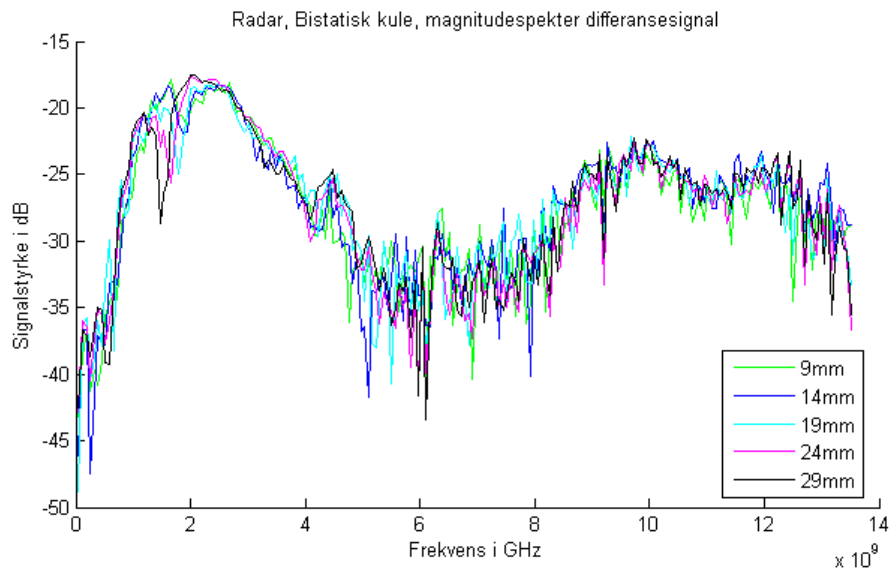
Figur 3.29 viser tidssignalet med og uten kulereflektor på 9mm avstand, og forskjellene man ser kan ikke identifiseres til en refleksjon, det er forskjeller som like gjerne kan være relatert til tilfeldige avvik i målingen.



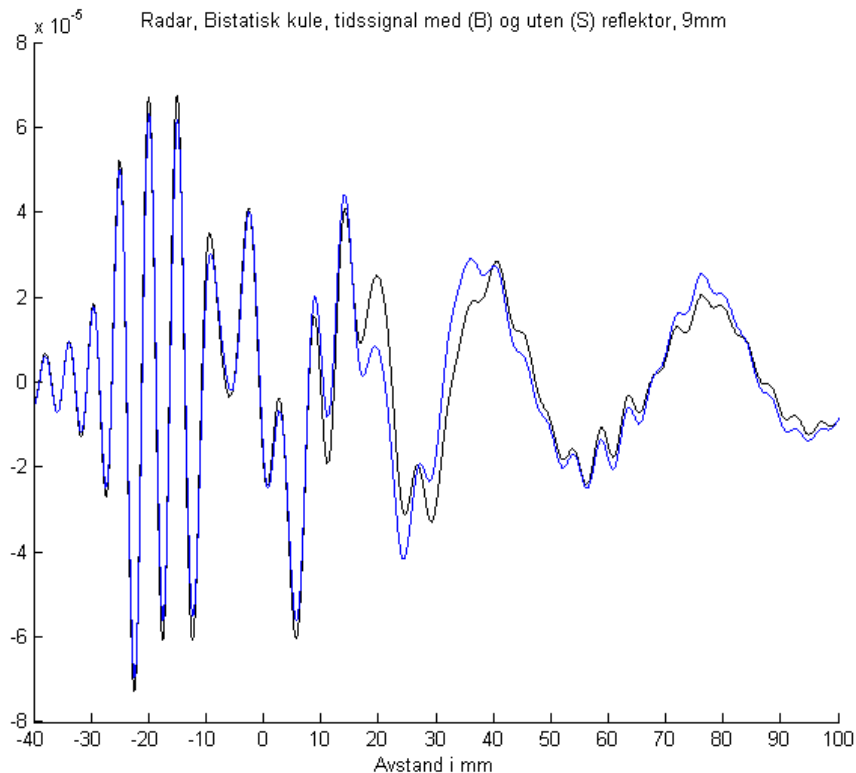
Figur 3.26: Bistatisk system, differansesignal for planreflektor plassert i fem forskjellige avstander.



Figur 3.27: Bistatisk system, frekvensrespons, med kulereflektor



Figur 3.28: Bistatisk system, frekvensrespons differansesignal, med kulereflektor.



Figur 3.29: Bistatisk system, med og uten kulereflektor på 9mm avstand

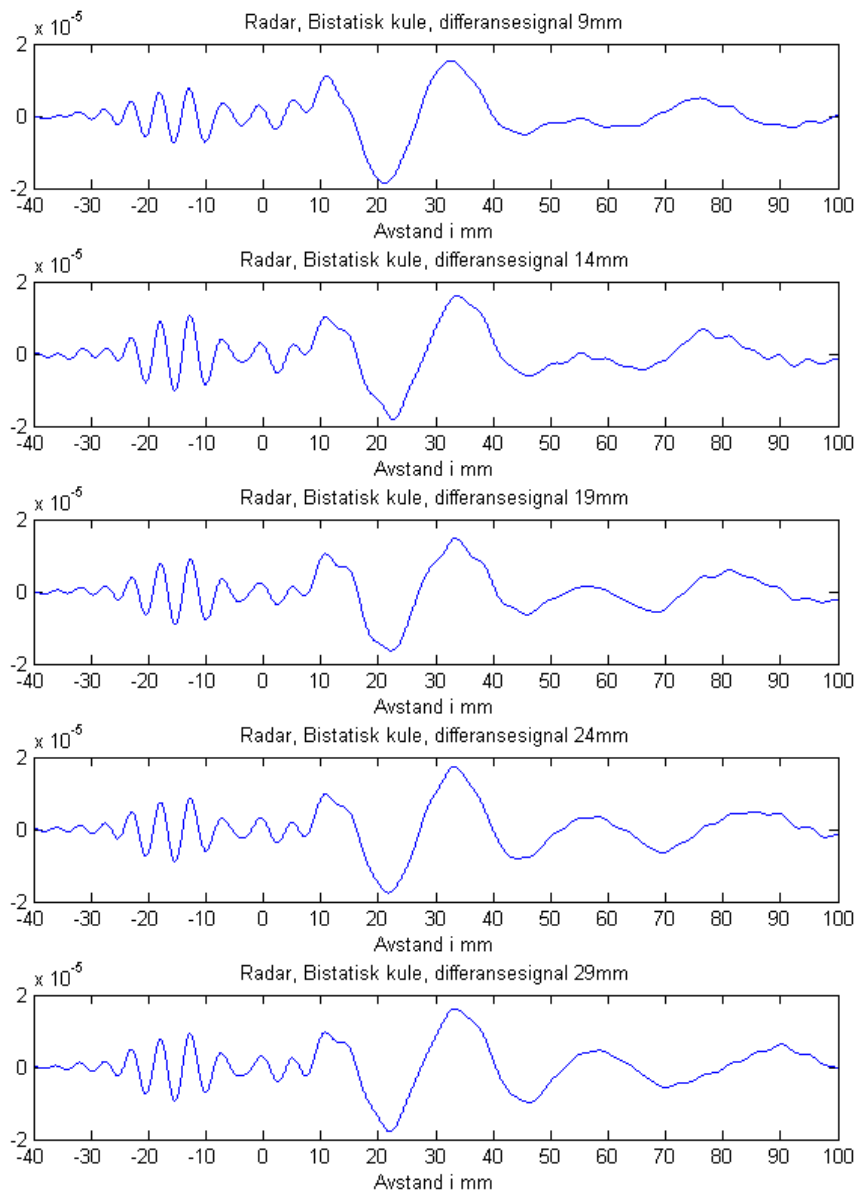
Differansesignal med kulereflektor

Det samme gjelder differansesignalene, det er heller ingen pulsformer som opplagt kan relateres til refleksjon fra kule. Det er mulig å identifisere forskjellige pulsformer, men de flytter seg ikke nevneverdig. Selv om de er forskjellige er det like trolig at det er tilfeldige avvik, og målingene er så like at det kan mistenkes at en feil har forekommet under målingen, og at kulereflektoren ikke har blitt flyttet som den skal. Disse signalene er i hvert fall ikke i stand til å identifisere posisjonen til kule.

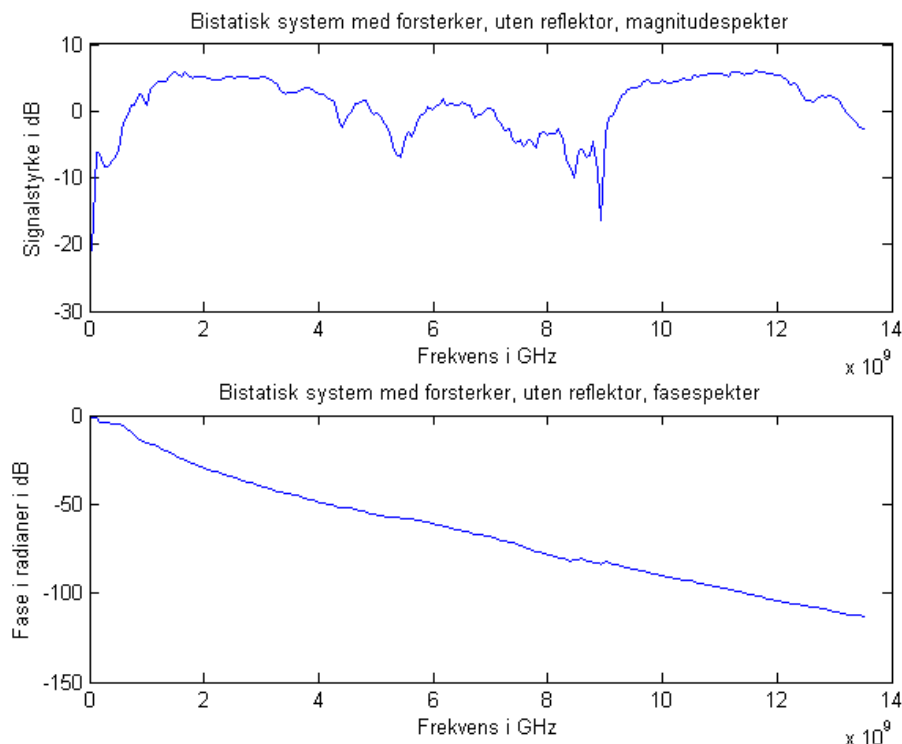
3.2.3 Bistatisk system med lavstøyforsterker

Magnitude/fase-respons, kar uten reflektor

Figur 3.31 viser resultatet på frekvensresponsen til magnitude og fase med en forsterker påmontert på det bistatiske systemet. Magnituderresponsen tilsvare den man kunne se i seksjon 3.21 i det tilsvarende avsnittet om responsen fra kar uten reflektor, men er naturlig nok kraftig forsterket. Et vesentlig moment er dog at i store deler av frekvensområdet, ligger magnituden på +5dB. Siden utsendt signal er 5dBm, og forsterkeren har 1dB-kompresjonspunkt på 10dBm, betyr dette at forsterkeren trolig ligger i metning. Ser man nærmere på signalet fra det bistatiske systemet uten forsterker i figur 3.22, ser man at dette mottar ca -15dB. Forsterkeren som er benyttet har en forsterkning på minst 42dB, og krever således at største signal på inngangen må være mindre



Figur 3.30: Bistatisk system, differansesignal for kulereflektor plassert i fem forskjellige avstander.



Figur 3.31: Bistatisk system med forsterker, respons fra medium uten reflektor

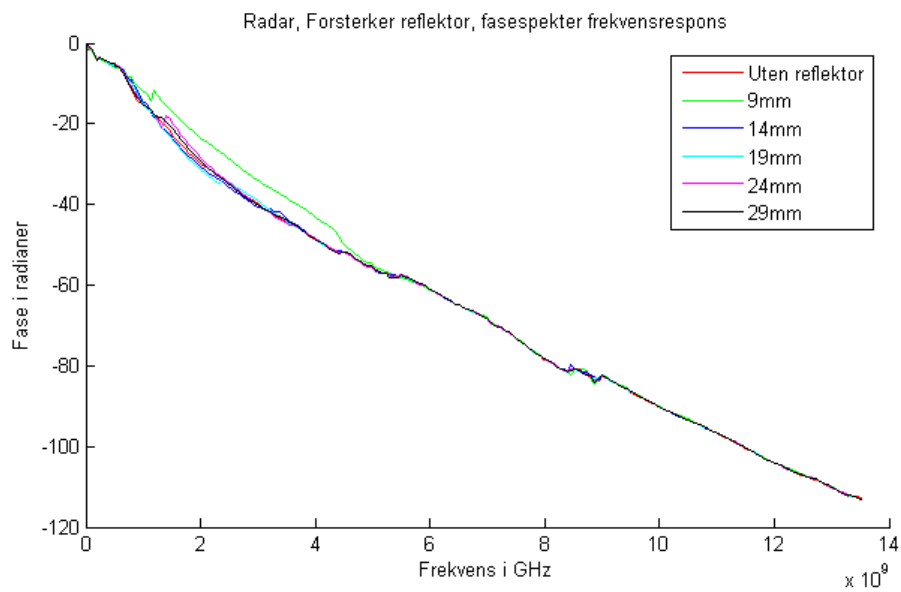
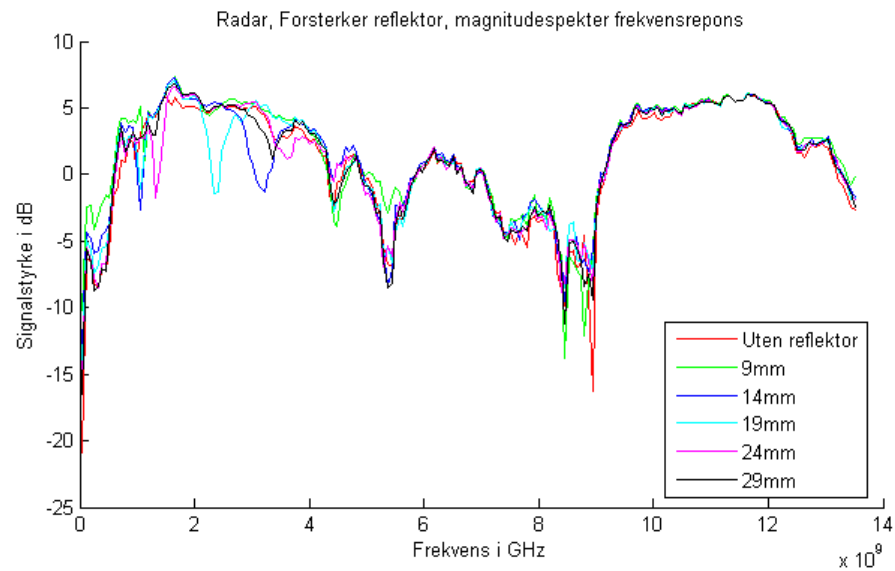
enn -35dB , noe som var forventet på grunn av stort tap i mediet. Fasegangen er også her lineær, slik den forventes å være, men dersom forsterkeren går i metning, er det vanskelig å forutsi hvordan et faser til et signal på inngangen påvirkes av dette.

Magnitude/faserespons med planreflektor

Figur 3.32 viser at det samme naturlig nok er tilfelle for målingene med planreflektor. Til tross for at forsterkeren tilsynelatende har gått i metning, ser det ut som faseinformasjonen er beholdt i stor grad, og det er forskjeller mellom signalene på lik linje med systemene uten forsterker, men magnitudene er i stor grad sammentrykt rundt $+5\text{dB}$. Båndbredden er omtrent som før, men man kan registrere at det er en stor respons fra de høyeste frekvensene. Disse har trolig ikke blitt reflektert, men propagert direkte fra senderantennen som cross-talk. Dette er et vanlig fenomen, som dessverre ikke ble tatt i betraktning da forsterkeren ble kjøpt inn.

Magnitude/faserespons med planreflektor, differansesignal

I figur 3.33 er frekvensresponsen til differansesignalet plottet, og man ser kanskje enda tydeligere her at store deler av faseinformasjonen virker å være beholdt, til tross for at forsterkeren trolig har gått i metning. Særlig de øverste frekvensene for målingene på 24 og 29mm inneholder mer informasjon både i magnitude og fase enn tilsvarende respons uten forsterker, og selv på 29mm



Figur 3.32: Bistatisk system med forsterker, frekvensrespons, med planreflektor

virker det å være informasjon helt opp til 5GHz. Responsen uten forsterker gir ikke informasjon over ca 3GHz.

Tidssignal med planreflektor

Figur 3.34 viser tidssignalet med og uten planreflektor for det bistatiske systemet med forsterker, og det er en markant forskjell, men det er ikke opplagt hvor selve pulsen er plassert i tidsdomenet. Det er verdt å merke seg at med forsterkeren har signalet en lenger vei før det blir registrert i referanseplanet til nettverksanalyseren, så avstandsaksen måtte flyttes på disse målingene. Dette får ingen andre konsekvenser for resultatene.

Differansesignal med planreflektor

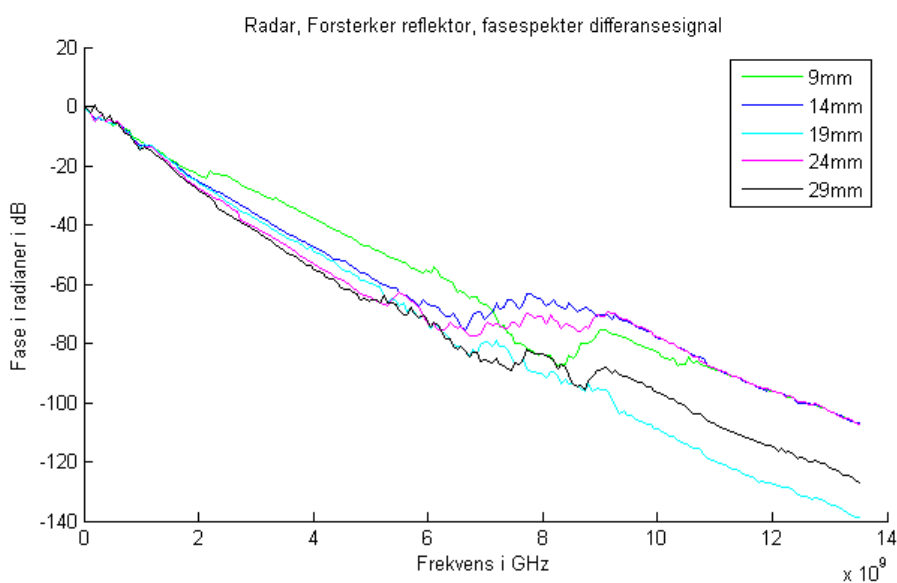
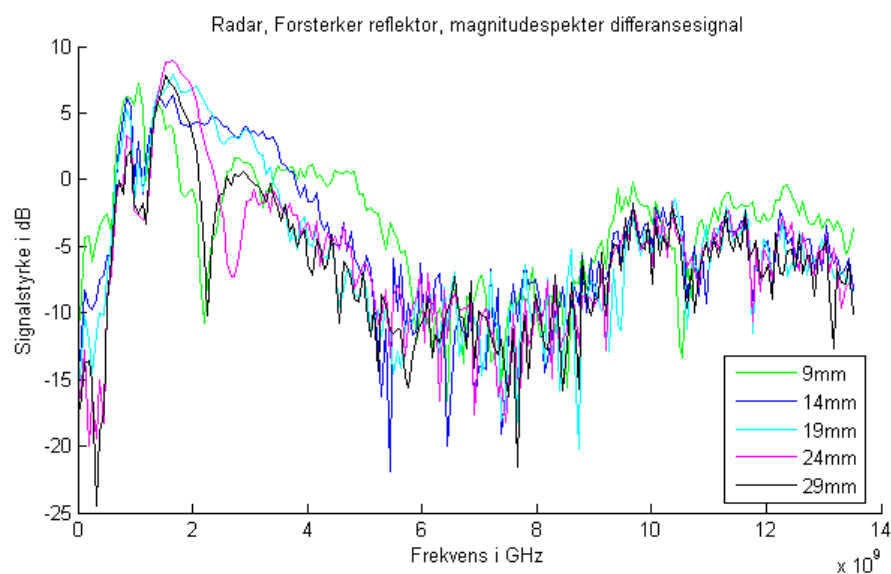
Differansesignalene for planreflektoren er vist i figur 3.35, og verdiene til toppunktene til pulsene er avlest i tabell 3.4 sammen med de beregnede avstandene og differansen i forhold til spesifisert verdi. Dette datasettet har samme fenomen ved 9mm som det bistatiske systemet uten forsterker, at tidspulsen smøres utover på så kort avstand. Når reflektoren flyttes lenger unna, er ikke dette lenger noe problem. Differansene er også her tilstede, og slår i begge retninger. Det er tilsynelatende ikke bare greit å beregne avstanden med denne teknikken. Beregner man den kjente lengden i likning 3.1 får man følgende resultater:

- 9.9mm (ved 9mm)
- 13.2mm (ved 14mm)
- 14.6mm (ved 19mm)
- 18.6mm (ved 24mm)
- 18.1mm (ved 29mm)

Middelverdien av dette resultatsettet er 14.9mm, ikke langt unna den verdien som er anvendt som konstant lengde. Sammenlikner man disse verdiene med de andre verdiene som er beregnet, finner man at alle målesettene gir avstander i størrelsesordenen 18-20mm for de største avstandene, noe som tilsvarer halve bredden til hver av antennene. For de største avstandene vil forøvrig nøyaktigheten til denne avstanden være av mindre betydning, fordi den estimerte hypotenusen i figur 3.21 blir dominerende.

Magnitude/faserespons med kulereflektor

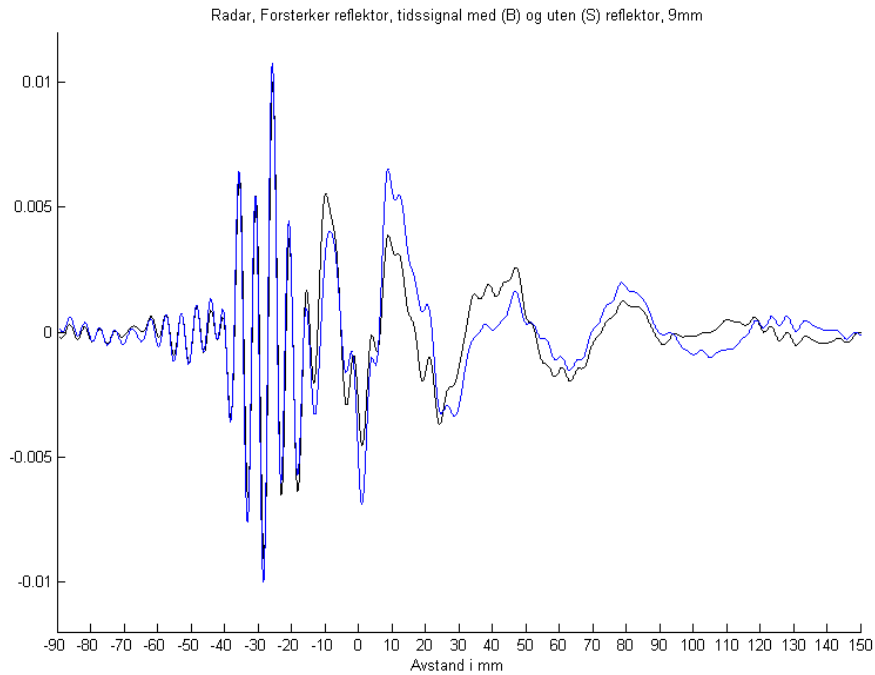
Studerer man så målingene med kulereflektor vist i figur 3.36, ser man at signalet er bare i metning for området mellom 1.4 og 4.7GHz og de aller høyeste frekvensene som trolig overføres med cross-talk. I faseplottet ser man også at de høyeste frekvensene er har tilnærmet samme stigningstall for alle målingene, og neppe har vært reflektert. De laveste frekvensene inneholder praktisk talt ingen informasjon i fasen.



Figur 3.33: Bistatisk system med forsterker, frekvensrespons til differansesignal, med planreflektor

Spesifisert avstand	Avlest avstand	Kompensert avstand	Differanse
9mm	13.39mm	6.76mm	2.24mm
14mm	19.25mm	12.06mm	1.94mm
19mm	23.95mm	28.67mm	0.33mm
24mm	30.36mm	26.40mm	2.40mm
29mm	34.17mm	30.70mm	1.70mm

Tabell 3.4: Bistatisk system med forsterker, planreflektor



Figur 3.34: Bistatisk system med forsterker, tidssignal med og uten planreflektor på 9mm avstand

Magnitude/faserespons med kulereflektor, differansesignal

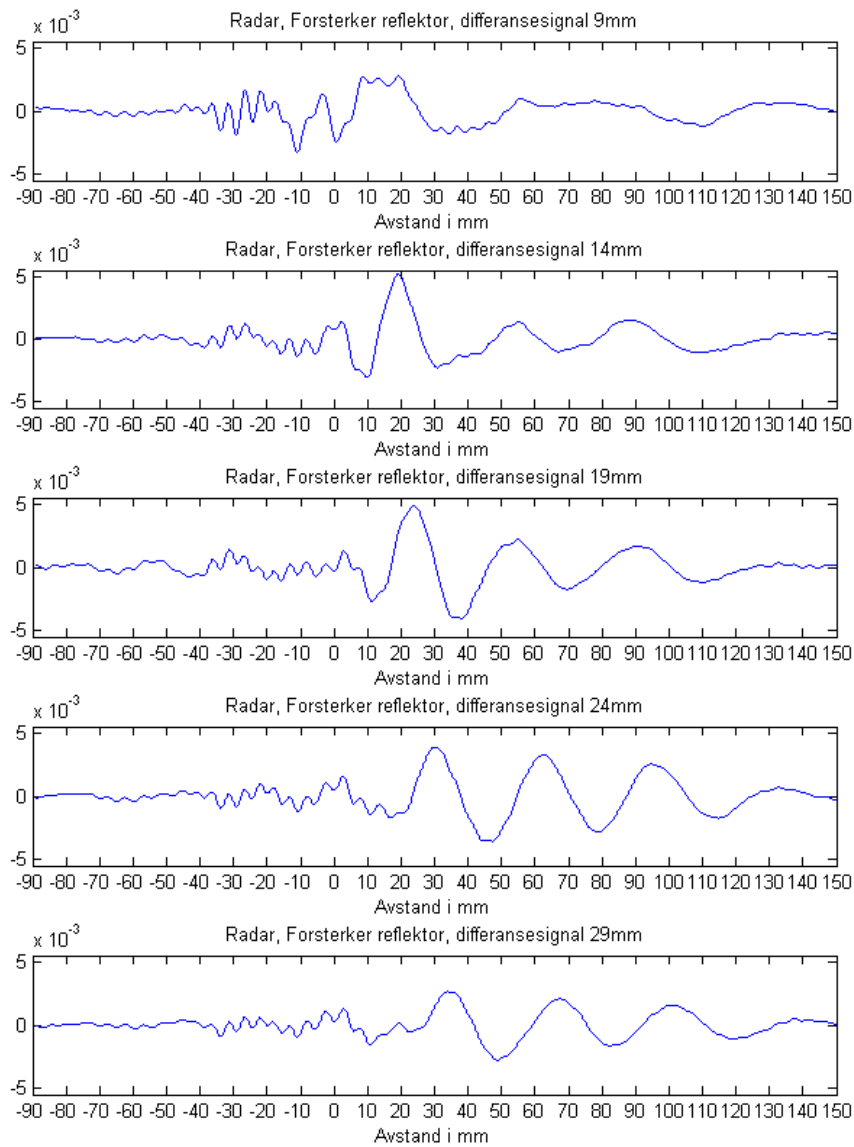
Differansesignalene, plottet i figur 3.37 inneholder mye støy, særlig for de største avstandene, men man kan likevel finne områder der det ligger informasjon, og fasegangen til differansesignalet er lineær.

Tidssignal med kulereflektor

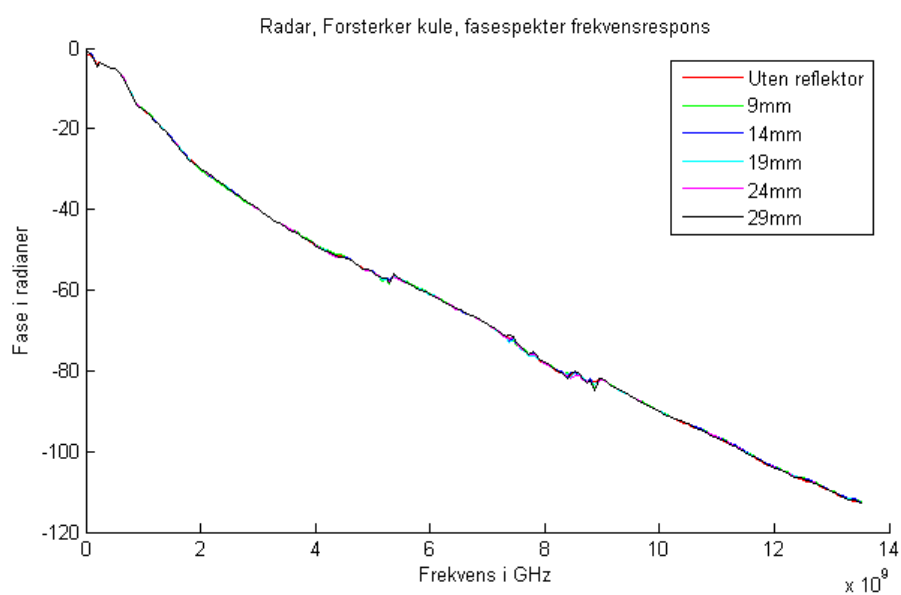
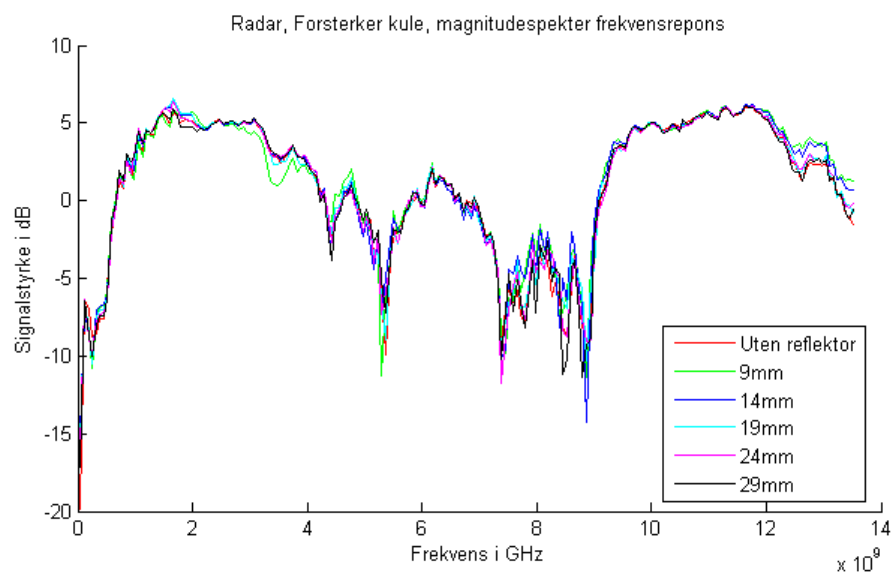
Tidssignalene med og uten kulereflektor er plottet i figur 3.38. Det er små variasjoner, men det er ikke mulig å tydelig skille de to tidssignalene fra hverandre. Avvikene er ikke større enn at de kunne vært forårsaket av tilfeldigheter.

Differansesignal med kulereflektor

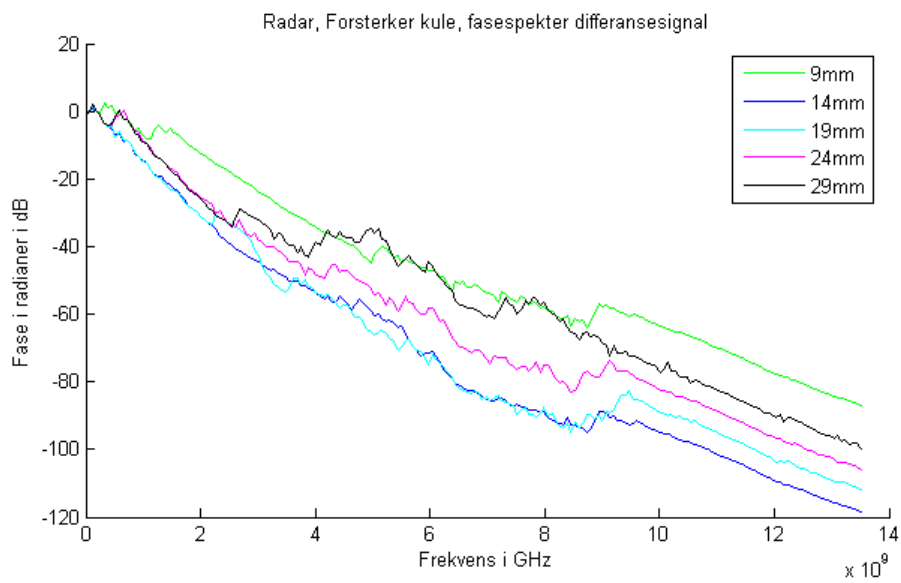
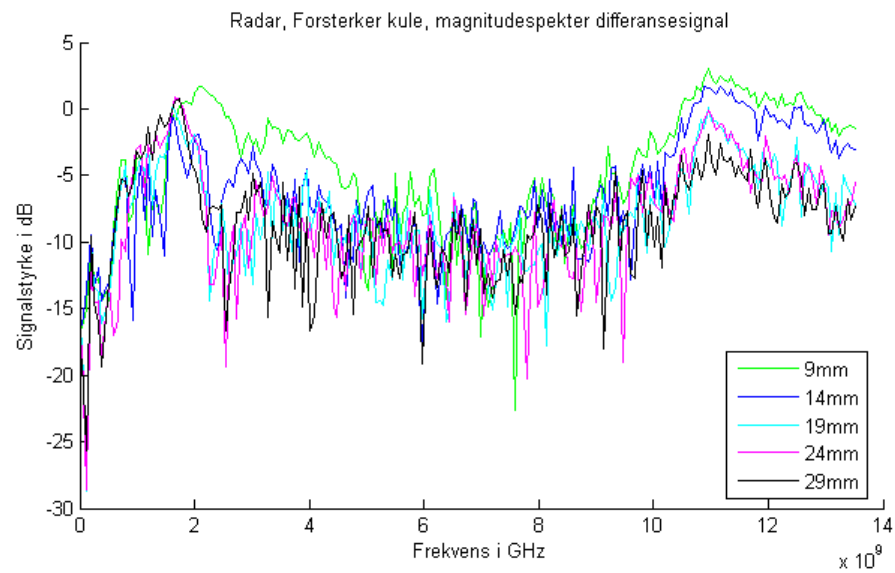
Figur 3.39 viser differansesignalene for målingene med kulereflektor plassert i fem forskjellige avstander, og forsterker tilkoplek det bistatiske målesystemet. På 9mm er det mulig å skimte noe som kan være en pulsform, men på alle de andre avstandene, er det overhodet ikke mulig å registrere pulsen. Man kan skimte mindre topper, men de er ikke plassert der man skulle forvente noen pulser, og avstandsdifferansen mellom toppene er heller ikke i det området man ville forvente, så responsen har åpenbart andre årsaker.



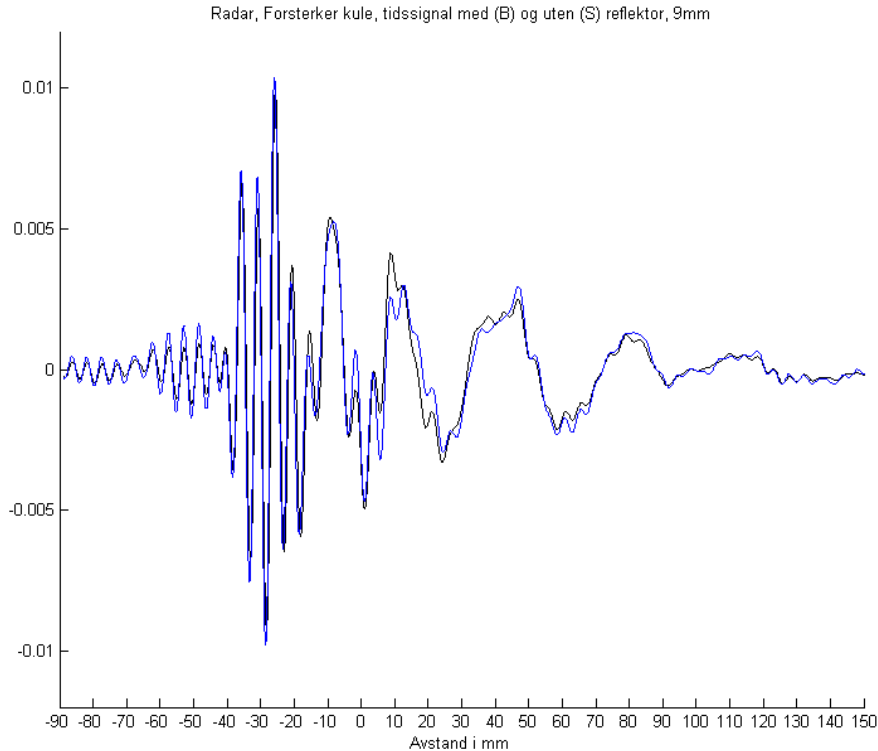
Figur 3.35: Bistatisk system med forsterker, differansesignal med planreflektor plassert i fem forskjellige avstander.



Figur 3.36: Bistatisk system med forsterker, frekvensrespons, med kulereflektor



Figur 3.37: Bistatisk system med forsterker, frekvensrespons differansesignal med og uten kulereflektor.

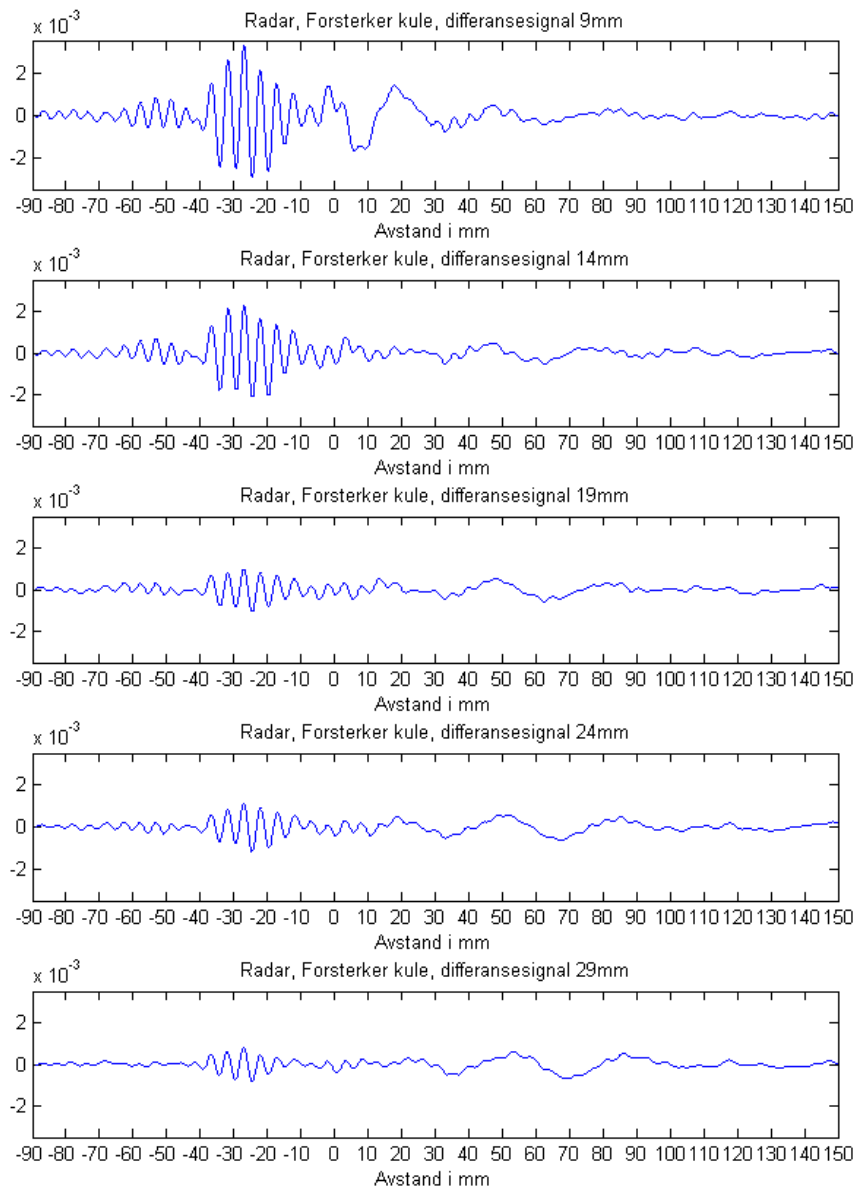


Figur 3.38: Bistatisk system med forsterker, med og uten kulereflektor på 9mm avstand

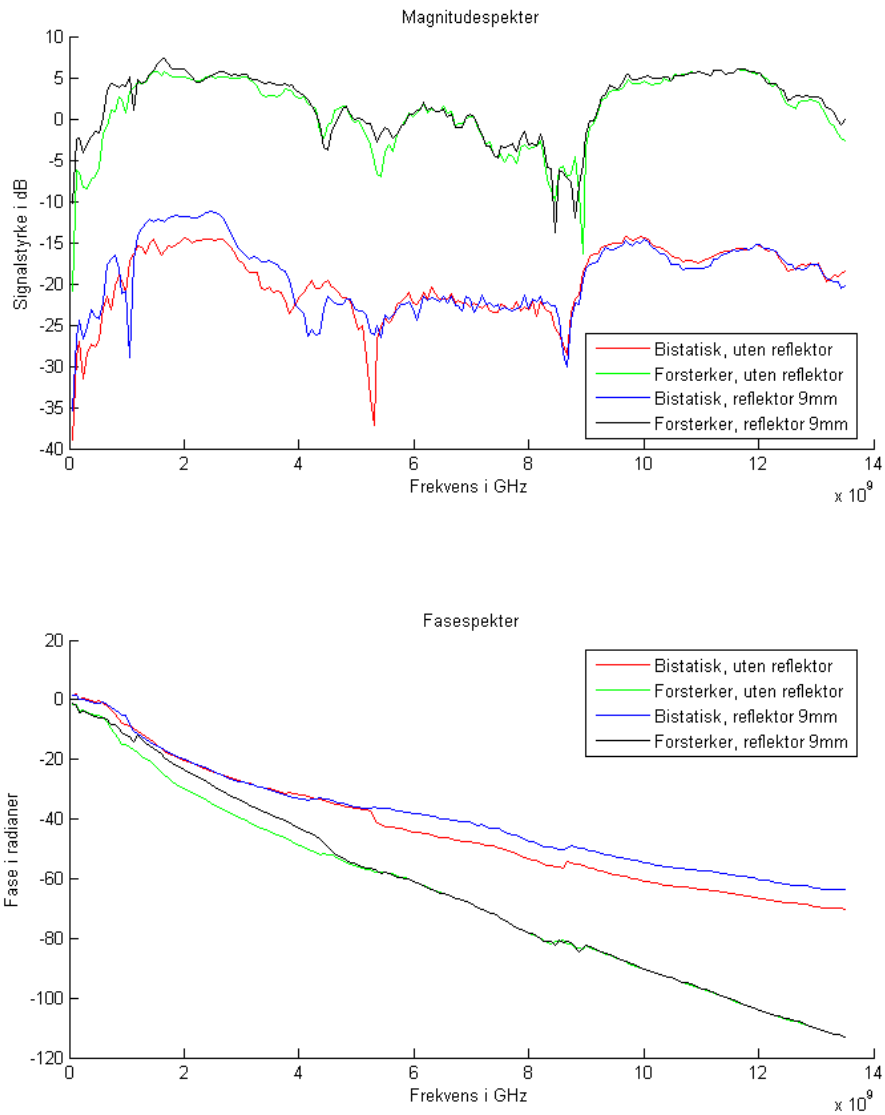
3.2.4 Bistatisk system med og uten forsterker

Noe av intensjonen med denne oppgaven er å vurdere om det har noe for seg å bruke lavstøyforsterker på den bistatiske radaren, og figur 3.40 viser magnitude og faseplot av de to bistatiske systemene, med og uten lavstøyforsterker. Det er tatt med målinger uten reflektor og med planreflektor på 9mm avstand. Fasegangen med forsterker er vesentlig brattere enn uten, dette skyldes at forsterkeren introduserer en lenger signalgang før signalet måles i nettverksanalysatoren. Lavstøyforsterkeren som er kjøpt inn ser ut til å få problemer med at inngangsnivået blir for høyt, slik at den går i metning. Dette har tilsynelatende ikke fått innvirkning på målingene som er utført med den, men er helt klart uheldig. Det er trolig cross-talk mellom sender- og mottakerantennene som er problemet. En mulig løsning på problemet vil være å senke sendeeffekten, som i disse forsøkene har vært 5dBm. Forsterkeren har forsterkning på minst 42dB og 1dB-kompresjonspunkt på 10dBm, som tilsier at S12-parameteren ikke må nærme seg 5dB og forsterkeren kan ikke motta signal sterkere enn -35dB for at den ikke skal gå i metning. På det bistatiske systemet har maksimal mottatt effekt vært opp mot -11dB. Gitt at cross-talk-raten er den samme, må sendeeffekten minst reduseres med 24dB for å unngå at forsterkeren går i metning. Det er dog ikke umulig at 10dB lavere sendeeffekt vil redusere cross-talk med mer enn 10dB. I så fall har man litt mer å gå på.

De bistatiske systemene får problemer med stort tap i mediet når sig-



Figur 3.39: Bistatisk system med forsterker, differansesignal med kulereflektor plassert i fem forskjellige avstander.



Figur 3.40: Bistatisk system med og uten forsterker, med og uten planreflektor på 9mm avstand.

nalveien er så mye lenger som den er i disse forsøkene. Det monostatiske systemet får mye sterkere signal tilbake, og dette gjør at det klarer å detektere reflektorer som det bistatiske systemet ikke finner. Måleresultatene i figurene 3.24 og 3.33 viser likevel at det har noe for seg å sette på en lavstøyforsterker, at man får frem frekvenskomponenter som ellers drukner i støy. Studier av tidssignalene gir ikke noe bedre informasjon, men grundigere studier av faseresponsene kan gi mer informasjon som ikke har blitt hentet ut i denne oppgaven, og vil kanskje gjøre en i stand til å detektere objekter man ikke klarer å finne bare ved hjelp av tidssignalet.

I denne oppgaven har det blitt anvendt geometriske beregninger for å kalkulere avstanden fra antenneplanet til objektet i de bistatiske systemene. Det har vist seg å ikke være helt problemfritt, da denne avstanden ikke synes å være utelukkende relatert til dimensjonen på antennene, men at avstanden i seg selv påvirker de andre lengdene i de geometriske betraktningene.

Kapittel 4

Konklusjon

Denne mastergradsoppgaven har tatt for seg tre forskjellige radarsystemer og karakterisering av noen egenskaper ved disse, deriblant tap og permittivitet i mediet de skal måle i, båndbredde og karakteristik av en lavstøyforsterker anvendt i det ene oppsettet. Det er gjort en rekke målinger med hvert av systemene, og beskrevet hvordan systemene behersker å detektere en planreflektor og en kulereflektor på forskjellige avstander. De tre systemene, monostatisk radar, bistatisk radar og bistatisk radar med lavstøyforsterker, klarte alle å finne planreflektoren på 29mm avstand fra senter i hvert av systemene. Bare det monostatiske systemet var i stand til å detektere kulereflektoren, og heller ikke det klarte å finne kula på 29mm avstand. Det var likevel det klart beste av systemene, og viste at lenger propageringsvei har stor innvirkning på evnen til å detektere et objekt.

Det bistatiske systemet med lavstøyforsterker gav vesentlig mindre forsterkning enn forventet når forsterkeren ble koplet til det bistatiske, og gikk trolig i metning på alle målingene. En mulig årsak til dette kan være at isolasjonen mellom antennene er for lav, og at signaler som ikke har vært reflektert blir tatt opp direkte av mottakerantennen. Faseinformasjonen ble tilsynelatende ikke påvirket av dette.

Videre arbeid

På grunn av det store tapet i mediet, er det svært viktig å jobbe for å kunne redusere propageringsavstanden til radarsignalet så mye som mulig. I prosjektoppgaven ble det argumentert for hvorfor det ikke er ønskelig å basere seg på et monostatisk system, så det bør arbeides med å utvikle et bistatisk system som har mye kortere signalvei [24]. En mulig retning å gå er et system der begge stråleelementene ligger inni samme aperture. Dette vil medføre en langt kortere signalvei, samtidig som man enkelt kan kople på en lavstøyforsterker. En omfattende analyse og simulering av systemet bør utføres, for eksempel i CST Microwave Studio, og optimalisering av parametre med hensyn på båndbredde, reflektert og utstrålt effekt, samt cross-talk.

Det er også mistanke om at substratet i selve antennene har et uforholdsmessig stort tap, og at andre substrater og/eller konstruksjoner kan redusere dette. Dette er noe som bør undersøkes nærmere og man bør gjøre en grundigere karakterisering av antennene og mediet uten reflektorer. Det kan også være nyttig å studere hvorvidt jordplanene på antennene bør være elektrisk forbundet eller ikke, og om det utgjør noen forskjell om de er isolert fra hverandre. Til nå har mye av arbeidet basert seg på antakelser og andres undersøkelser/simuleringer, men dette bør trolig reproduseres og verifiseres i større grad.

Forsterkeren er bare delvis karakterisert, og det er mange momenter som bør studeres nærmere, både i forsterkeren isolert sett, men også i kombinasjon med antenner. Blant annet har det ikke blitt gjort noen målinger for å karakterisere forsterken med forskjellige inngangsnivåer. Det er heller ikke gjort undersøkelser av bakgrunnsstøy rundt systemet, og målinger der man kun lytter med forsterkeren tilkople, kan beskrive støynivået i omgivelsene samt støybidraget fra forsterkeren selv.

Deteksjon er et område som heller ikke har vært studert nøye hittil, men som vil bli et stadig mer aktuelt tema etterhvert som man kommer nærmere et operativt system som skal videreutvikles. Denne oppgaven har i stor grad basert seg på studier av tidssignalene, men også andre metoder og kriterier kan legges til grunn for å detektere tilstedeværelsen av objekter i mediet. Man kan se for seg flere teknikker, både standard deteksjonsmetoder som match-filtre/korrelatorer, men også nærmere studier av gradienten til faseinformasjonen kan være til hjelp, særlig dersom man benytter selektiv behandling og finner gode rutiner for automatisk utvelgelse av frekvensområder som inneholder informasjon. Trolig vil en kombinasjon av flere teknikker være ønskelig. Det er også grunn til å vurdere om mer utstrakt bruk av signalbehandling kan gi bedre signaler å jobbe med. Samtidig er det risikabelt å jobbe for mye med signalet også, da man ikke har noe informasjon å miste.

Tillegg A

Datablader

Her kommer det datablader og informasjon om komponentene som er benyttet.

Miteq AFS-42-00101000-20-10P-42 lavstøysforsterker

Nøkkelspesifikasjoner:

- Serienummer: 1394718
- Driftspenning: 15V
- Strømforbruk: 171mA
- Forsterkning: minimum 42dB
- Båndbredde: 0.1-10GHz
- Støytall: maksimum 2.0dB
- 1dB kompresjonspunkt: minimum 10dB

Miteq NSM-44-00101000-25-10P-44 lavstøysforsterker

Nøkkelspesifikasjoner:

- Serienummer: 1398481
- Driftspenning: 15V
- Strømforbruk: 239mA
- Forsterkning: minimum 42dB
- Båndbredde: 0.1-10GHz
- Støytall: maksimum 2.5dB
- 1dB kompresjonspunkt: minimum 10dB

Spesifikasjonsmessig er denne nokså lik AFS-42, men har demonterbare SMA-konnektorer.

MITEQ
 100 Davids Drive
 Hauppauge, NY 11788
 Tel: (631) 436-7400

Serial #
1394718

Model #
AFS42-00101000-20-10P-42

Project #
MQ0164914

Customer
MICROCOMP NORDIC AB

Customer PO
200820019

Stock #
574G/675G

Voltage (V)
+15V

Current (mA)
171

Temp (°C)
23

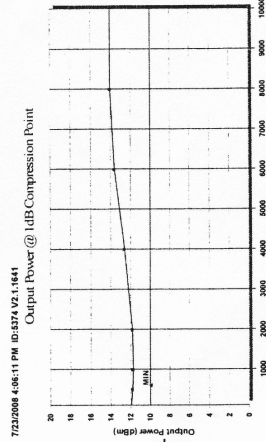
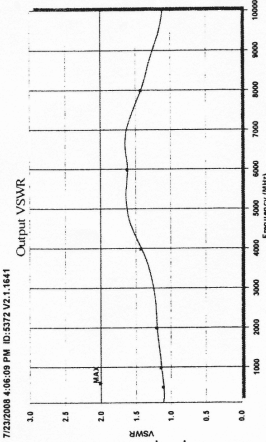
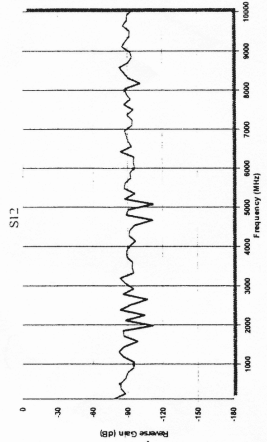
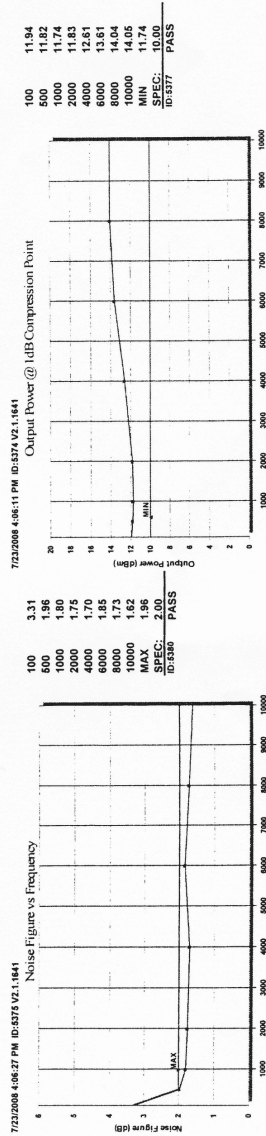
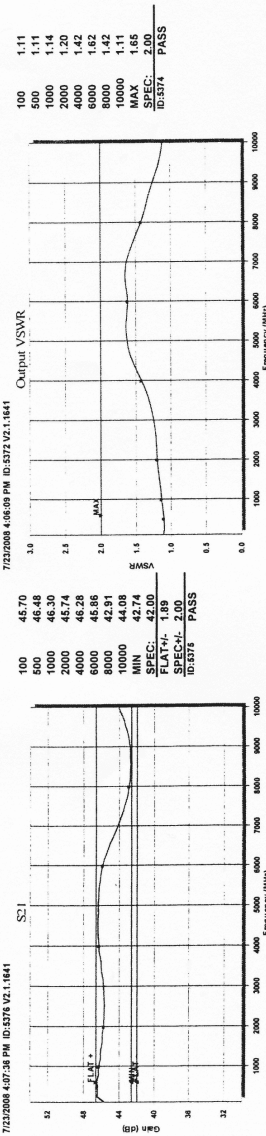
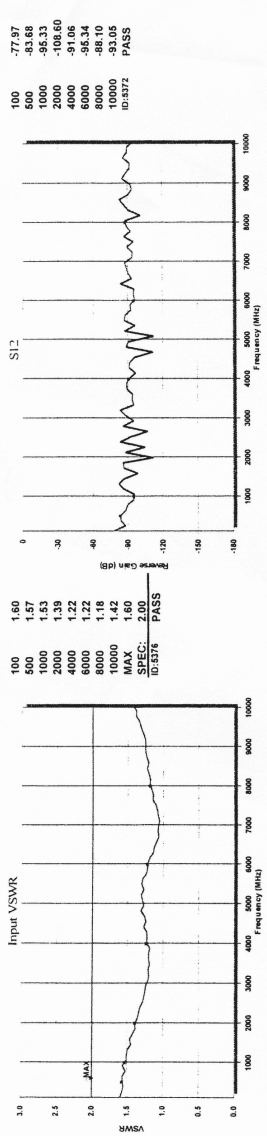
Tested By
LP

Comments
NOISE FIGURE INCREASES
BELOW 500 MHZ

Printed On: 7/23/2008 4:16:20 PM

PASS

Final Test



Figur A.1: Testresultater for AFS-42-00101000-20-10P-42 utført av Miteq



Serial #
1398481

Model #
NSM44-00101000-25-10P-44

Project #
MQ0164914

Customer
MICROCOMP NORDIC AB

Customer PO
200820019

Stock #
979G/980G

Voltage (V)
+15V

Current (mA)
239

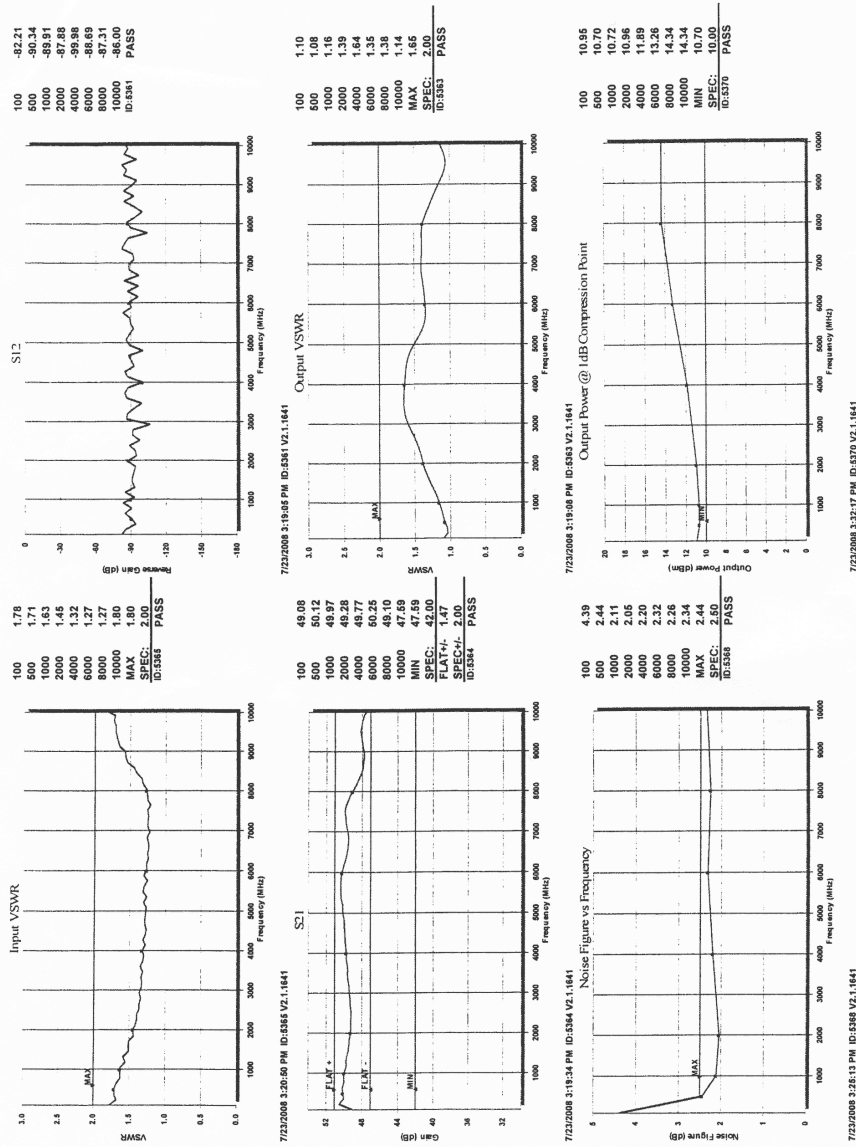
Temp (°C)
23

Tested By
LP

Comments
NOISE FIGURE INCREASES
BELOW 500 MHZ

Printed On: //23/2008 3:36:36 PM

PASS
Final Test



Figur A.2: Testresultater for NSM-44-00101000-25-10P-44 utført av Miteq

Tillegg B

Programvare

Programvare benyttet i prosjektet:

MATLAB

Brukt til alle kalkulasjoner og beregninger, plotting av data. <http://www.mathworks.com>

LabVIEW

Brukt til styring av måleriggen. <http://www.ni.com/labview>

Dia

Brukt til å lage mange av figurene. <http://live.gnome.org/Dia>

Bibliografi

- [1] WCSP Group. http://wcsp.eng.usf.edu/UWB_links.html. University of South Florida.
- [2] J.D Taylor, editor. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press, Inc, 1995.
- [3] H. Hjortland. Uwb impulse radar in 90 nm cmos. Master's thesis, Universitetet i Oslo, 2006.
- [4] A. C. Guyton and J. E. Hall. *Textbook of Medical Physiology*. Elsevier Saunders, St. Louis, 2006.
- [5] Harald Weedon-Fekjaer, Bo Lindqvist, Lars Vatten, Odd Aalen, and Steinar Tretli. Breast cancer tumor growth estimated through mammography screening data. *Breast Cancer Research*, 10(3):R41, 2008.
- [6] Merck manual of diagnosis and therapy. <http://merck.com/mmhe/sec22/ch251/ch251f.html#sec22-ch251-ch251f-525>, February 2003.
- [7] American Cancer Society. Cancer facts & figures 2007. <http://www.cancer.org/downloads/stt/caff2007pwsecured.pdf>, 2007.
- [8] J.M Elwood, B. Cox, and A. K. Richardson. The effectiveness of breast cancer screening by mammography in younger women. *Online J Curr Clin Trials*, (32), March 1993. Hugh Adam Cancer Epidemiology Unit, Department of Preventive and Social Medicine, Otago Medical School, Dunedin, New Zealand.
- [9] O. Olsen and P. C. Gøtzsche. Cochrane review on screening for breast cancer with mammography. *The Lancet*, 358(9290):1340–1342, october 2001.
- [10] P. C. Gøtzsche and M. Nielsen. Screening for breast cancer with mammography. *Cochrane Database of Systematic Reviews*, October 2001. Issue 4. Art. No.: CD001877. DOI: 10.1002/14651858.CD001877.pub2.
- [11] R. Smith-Bindman, R. Ballard-Barbash, D. L. Miglioretti, J. Patrick, and K. Kerlikowske. Comparing the performance of mammography screening in the usa and the uk. *Journal of medical screening*, 12(1):516–526, January 2005.

- [12] H. Wang, S. Hofvind, and S. Thoresen. Prøveprosjekt med mammografi - resultater fra første undersøkelsesrunde. *Tidsskrift for Den norske lægeforening*, 120(27):3237–40, november 2000.
- [13] E. Kouskos, C. Markopoulos, D. Mantas, K. Revenas, Z. Antonopoulou, K. Kontzoglou, and J. Gogas. Missed cancers on mammograms: Causes and measures of prevention. *European journal of gynaecological oncology*, 25(2):230–231, February 2004.
- [14] M. Muttarak, S. Pojchamarnwiputh, and B. Chaiwun. Breast carcinomas: why are they missed? *Singapore Med J.*, 47(10):851–857, October 2006.
- [15] H. Singh, S. Sethi, M. Raber, and L. A. Petersen. Errors in cancer diagnosis: Current understanding and future directions. *Journal of Clinical Oncology*, 25(31), November 2007.
- [16] B. Naume. Mammografi. <http://www.oncolex.no/Bryst/PasientInfo/Mammografi.aspx?lg=patientinfo>. Onkolog dr.med., Radiumhospitalet / Rikshospitalet HF.
- [17] J. D. Boyce. Ionizing radiation and breast cancer risk. <http://envirocancer.cornell.edu/factsheet/Physical/fs52.radiation.pdf>, October 2004. Fact sheet 52, College of Veterinary Medicine, Cornell University.
- [18] E. Schlichting. Brystkreft hos unge kvinner. http://www.astrazeneca.no/azmedica/onkologi/0602_brystkreft.html, Februar 2006. Seksjonsoverlege, Gastrokirurgisk avdeling, Ullevål Universitetssykehus.
- [19] J. M. Hrun, S. S. Sonnad, J. S. Schwartz, and C. P. Langlotz. Accuracy of mr imaging in the work-up of suspicious breast lesions: a diagnostic meta-analysis. *Acad Radiol.*, 6(7):387–97, July 1999.
- [20] T. S. England and N. A. Sharples. Dielectric properties of the human body in the microwave region of the spectrum. *Nature*, 163:487–488, 1949.
- [21] T. S. England and N. A. Sharples. Dielectric properties of the human body for wavelengths in the 1–10 cm range. *Nature*, 166:480 – 481, 1950.
- [22] A. E. C. Tan and M. Y. W. Chia. Measuring human body impulse response using uwb radar. *ELECTRONICS LETTERS*, 41(21), October 2005.
- [23] D.M. Pozar. *Microwave Engineering (Third Edition)*. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [24] K. Ryeng. Ultrabredbåndsradar for deteksjon av brystkreft. Prosjektoppgave, april 2008.

- [25] IEEE. *IEEE standard definitions of terms for antennas*, June 1993. E-ISBN: 0-7381-0555-4.
- [26] Integrated Publishing. Radiation pattern of a dipole. http://www.tpub.com/content/neets/14182/img/14182_186_1.jpg. Electrical Engineering Training Series.
- [27] J. Powell. Antenna design for ultra wide band radio. Master's thesis, New Mexico State University, 2004.
- [28] MITEQ. <http://amps.miteq.com/Amps2007/results.php?model=AFS42-00101000-20-10P-42&mode=model&st=amp>. Spesifikasjon MITEQ AFS42-00101000-20-10P-42.
- [29] Ultra-Wideband Radar Review Panel, editor. *Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology*. OSD/DARPA, 1990.
- [30] FCC. Telecommunication, 10 2005. Code of Federal Regulations - Title 47.

