

FFI RAPPORT

DIGITAL INTERFEROMETRIBASERT RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARPULSER

HAMMERSTAD Jan

FFI/RAPPORT- 2004/01199

**DIGITAL INTERFEROMETRIBASERT
RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARPULSER**

HAMMERSTAD Jan

FFI/RAPPORT- 2004/01199

FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT
Norwegian Defence Research Establishment
Postboks 25, 2027 Kjeller, Norge

FORSVARETS FORSKNINGSINSTITUTT (FFI)
Norwegian Defence Research Establishment

UNCLASSIFIED

P O BOX 25
 NO-2027 KJELLER, NORWAY
REPORT DOCUMENTATION PAGE

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE
 (when data entered)

1) PUBL/REPORT NUMBER FFI/RAPPORT- 2004/01199 1a) PROJECT REFERENCE FFI-II/816/113	2) SECURITY CLASSIFICATION UNCLASSIFIED 2a) DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE -	3) NUMBER OF PAGES 54		
4) TITLE DIGITAL INTERFEROMETRIBASERT RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARSIGNALER DIGITAL INTERFEROMETRIC RADAR SIGNAL DIRECTION FINDING				
5) NAMES OF AUTHOR(S) IN FULL (surname first) HAMMERSTAD Jan				
6) DISTRIBUTION STATEMENT Approved for public release. Distribution unlimited. (Offentlig tilgjengelig)				
7) INDEXING TERMS IN ENGLISH: <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; vertical-align: top;"> a) <u>Interferometry</u> b) <u>Direction finding</u> c) <u>COTS</u> d) <u>Radar</u> e) <u>ESM</u> </td> <td style="width: 50%; vertical-align: top;"> IN NORWEGIAN: a) <u>Interferometri</u> b) <u>Peiling</u> c) <u>Hyllevare</u> d) <u>Radar</u> e) <u>EST</u> </td> </tr> </table>			a) <u>Interferometry</u> b) <u>Direction finding</u> c) <u>COTS</u> d) <u>Radar</u> e) <u>ESM</u>	IN NORWEGIAN: a) <u>Interferometri</u> b) <u>Peiling</u> c) <u>Hyllevare</u> d) <u>Radar</u> e) <u>EST</u>
a) <u>Interferometry</u> b) <u>Direction finding</u> c) <u>COTS</u> d) <u>Radar</u> e) <u>ESM</u>	IN NORWEGIAN: a) <u>Interferometri</u> b) <u>Peiling</u> c) <u>Hyllevare</u> d) <u>Radar</u> e) <u>EST</u>			
THESAURUS REFERENCE: 8) ABSTRACT This report concerns experiments performed during the course of project KREST with regard to radar signal direction finding. The study comprises implementation of commercial off-the-shelf (COTS) components in a digital interferometer set-up. The main purpose of the activity was to establish a relationship between limitations that arise from signal infidelity, and those that stem from hardware shortcomings. Results from a series of measurements lead to the conclusion that propagation effects seem to place the most severe practical limits to overall accuracy.				
9) DATE 2004-03-15	AUTHORIZED BY This page only Vidar S Andersen	POSITION Director		

ISBN-82-464-0837-2

UNCLASSIFIED

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE
 (when data entered)

INNHOOLD

	Side	
1	INNLEDNING	7
1.1	Hva tar denne rapporten for seg?	7
1.2	Målsetning	7
2	INTERFEROMETRI - SYSTEMMODELL OG GRUNNLEGGENDE BETRAKTNINGER	8
2.1	Emitter	8
2.2	Tokanals interferometrivariant	8
2.2.1	Flertydigheter i retningsbestemmelse	9
2.2.2	Frekvensmåling	10
2.3	Superposisjon / Sigma – delta metode	11
2.3.1	Måling av faseforskjell ved å utnytte konstruktiv eller destruktiv interferens	11
2.3.2	Amplitudeubalanse med deterministiske signaler	11
2.3.2.1	Den relative differansens amplitude	13
2.3.2.2	Den relative differansens fase	14
2.3.2.3	Betydning for den totale målefølsomheten	15
2.3.3	Signaler overlagret støy	16
2.4	Parvis kompleks multiplikasjon	17
2.4.1	Multiplikasjon i tidsdomenet	18
2.4.2	Deterministiske signaler og signaler overlagret med støy	18
2.4.3	Interferometri i frekvensdomenet	19
2.4.4	Propageringseffekter	20
3	MÅLEOPPSTILLINGEN	21
3.1.1.1	Offsetfeil og stokastiske feil	21
3.1.1.2	Kvantiseringsstøy	22
3.2	RF- signalgang	22
3.3	Tuneren	25
3.4	Antennene	25
3.4.1	Spiralantennene	26
3.4.2	Logperiodisk antenne	26
3.4.3	Antenneservo	26
4	DIGITAL SIGNALBEHANDLING	27
4.1.1.1	Transformasjon til frekvensdomenet	27
4.1.2	Samplingshastighet	27
4.1.3	Kvantiseringsproblematikk ved to koherente kanaler	27
4.1.4	Jitter	28
5	FASEMÅLINGER PÅ PULSET SIGNAL	28
5.1	Signalbehandling	29
5.1.1	Pulsvis Fouriertransformasjon	29

5.1.2	”Unwrapping”	29
6	FASEMÅLINGER PÅ HAUKÅSEN ATC-RADAR	30
6.1	Fasemålinger uten nedkonvertering til mellomfrekvens	31
6.1.1	10 pulser per sekvens	31
6.1.2	100 pulser per sekvens	33
6.1.3	Opptak av RF-signal med logperiodiske antenner	34
6.2	Opptak med nedkonvertering til mellomfrekvens.	36
6.2.1	Nedkonvertering til 50 MHz mellomfrekvens	36
6.2.2	Nedkonvertering til 1 GHz mellomfrekvens	37
7	OPPLØSNING AV FLERTYDIGHETER VED HJELP AV SIMULTAN AMPLITUDESAMMENLIKNING	38
7.1	Kombinasjon av amplitudemonopuls og interferometri på Haukåsen ATC-radar	39
7.1.1	Den relative amplitudedifferansen ved ren fasemåling	39
7.1.2	Kombinasjon av fasemålinger og amplitudemonopuls ved bruk av spiralantenner	40
7.1.2.1	Logperiodiske antenner med 30° vinkel fra senterlinjen.	42
7.1.2.2	90 grader vinkel mellom antennenes pekeretning	44
7.1.3	Nedkonvertering til mellomfrekvens og 30° vinkel fra senterlinjen	46
7.2	Opptak av ATC-radar på Gardemoen	48
7.2.1	Fasemålinger	48
7.2.2	Amplitudemonopuls kombinert med fasemålinger	50
8	OPPSUMMERING OG KONKLUSJON	51
APPENDIKS		
A.1	Forkortelser	53
LITTERATUR		
		54

DIGITAL INTERFEROMETRIBASERT RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARPULSER

1 INNLEDNING

FFI-rapporten ”Metoder for retningsbestemmelse av radarsignaler” (1) tok for seg ulike metoder for retningsbestemmelse, og kommenterte fordeler og ulemper knyttet til bruk av moderne digitalteknikk. Det ble lagt størst vekt på interferometriske metoder og problematikken som gjør seg gjeldende når teknologien skal virke over et stort frekvensområde, typisk 0.5 – 18 GHz. Denne rapporten skal underbygge de teoretiske beskrivelsene i (1) ved hjelp av konkrete eksperimenter.

1.1 Hva tar denne rapporten for seg?

Interferometri er en målemetode som kan benyttes til å estimere ankomstretningen til elektromagnetisk stråling. Prinsippet hviler på en analyse av resultantbølgeformen som oppstår når man lar to eller flere bølgetog vekselvirke. Signalbehandlingen som benyttes i hvert enkelt tilfelle kan imidlertid være svært forskjellig.

Prinsippene bak interferometri er godt omhandlet i kjent faglitteratur. Bruk av bare to kanaler representerer den enkleste løsningen. Et tokenals interferometer kan regnes for å være en grunnblokk i ethvert mangekanals interferometrisystem, siden en antennerække av vilkårlig størrelse kan deles ned i et endelig antall antenner. Et system med kun to kanaler er imidlertid svært følsomt ovenfor ukontrollerbare variasjoner i amplitude og fase gjennom signalkjedene. Det er derfor interessant å betrakte denne oppstillingen i forskningsøyemed, fordi den også tilkjenner fundamentale begrensninger på ytelsen til et større system. I tillegg vil små effekter som i mangekanalsystemer gir en uoversiktlig kumulativ målefeil lettere oppdages.

Denne rapporten tar for seg arbeidet som er gjort i forbindelse med å demonstrere interferometri ved hjelp av digital mottagerteknologi. Uttrykket ”digital mottager” henspiller på at signalet digitaliseres før analyser og beregninger utføres. Det vil bli gitt en kort innføring i metode.

1.2 Målsetning

Det er ønskelig å danne et inntrykk av mulighetene moderne digitalteknikk kan gi med såkalt hyllevare. Prosjektet benytter et oscilloskop med 20GS/s samplingsrate og 3 GHz analog båndbredde til dette formålet. Oscilloskopet muliggjør opptak direkte på RF-nivå, dersom radarens høyeste frekvensinnhold ligger lavere enn 3 GHz. For høyere frekvenser er det nødvendig med nedkonvertering av signalet til en mellomfrekvens ved hjelp av en tokenals koherent tuner. Det er spesielt interessant å sammenlikne målinger både med og uten tuner i

samme frekvensområde. Slik vil det trolig kunne avdekkes om nedkonverteringsprosessen virker negativt inn på målenøyaktigheten.

Det er også viktig å få en forståelse av forholdet mellom begrensingene pålagt av utstyr, metodikk og ekstern påvirkning. Slik kunnskap vil eventuelt gjøre det lettere å gjøre rede for hvilke parametre som i noen grad kan kontrolleres, og hvilke effekter som må tilskrives situasjon og topografi.

Signalbehandlingen på virkelige signaler tar utgangspunkt i kompleks multiplikasjon i frekvensdomenet for å beregne faseforskjell. Resultatene som gjengis er basert på opptak av Haukåsen ATC-radar og en ATC –radar ved Oslo lufthavn. Rapporten innleder med en kort oppsummering av teori og metode, og kommenterer virkningen av støy og amplitudeubalanse sammenliknet med en tradisjonell faseimpulsestimator.

2 INTERFEROMETRI - SYSTEMMODELL OG GRUNNLEGGENDE BETRAKTNINGER

Dette kapittelet skal introdusere de grunnleggende sammenhengene som utnyttes i interferometri. Det vil bli presentert to prinsipielt forskjellige fremgangsmåter for å beregne faseforskjell mellom to signaler, nemlig superposisjon og kompleks multiplikasjon.

2.1 Emitter

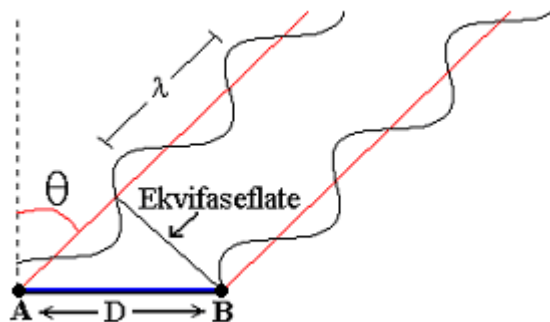
Emitter genererer elektromagnetiske bølger som ved fravær av hindringer er tilnærmet plane i en avstand

$$R \geq d^2/\lambda \quad (2.1)$$

fra antenneaperturen, der d er diameteren på emitters antenneapertur og λ er bølglengden til det drivende signalet. Avstanden R kalles Fraunhoferregionen, som også forsikrer at konservative elektromagnetiske feltvektorer er neglisjerbare i forhold til strålingsfeltvektorene.

2.2 Tokanals interferometrivariant

Aperturen til et tokanals interferometer dannes av to antenner som er separert med en avstand D . Antennesystemet mottar på denne måten samme signal målt fra to ulike punkter på den innkommende bølgefronten. [Figur 2.1](#) illustrerer geometrien som relaterer faseforskjell til ankomstretning.



Figur 2.1: Geometrien bak et enkelt tokanals interferometer

Faseforskjellen mellom signalene målt ved antenne A og B vil i henhold til Figur 2.1 være gitt ved relasjonen:

$$\phi = \frac{2\pi D \sin \theta}{\lambda} \quad (2.2)$$

der θ er ankomstvinkelen relativt til innfallsloddet.

Likning (2.2) uttrykker at dersom baselengden D og signalets bølgelengde λ er kjent, kan ankomstvinkelen θ beregnes ved å måle fasevinkelen ϕ . θ er da gitt ved relasjonen:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda \phi}{2\pi D}\right) \quad (2.3)$$

2.2.1 Flertydigheter i retningsbestemmelse

Faseforskjellen som måles mellom antennene avhenger i følge (2.2) ikke bare av ankomstretningen til bølgefronten, men også baselinjens lengde relativt til signalets bærebølgelengde. Likning (2.3) for ankomstvinkelen vil gi samme verdi uansett hvor mange multipler av 2π som adderes til fasedifferansen. Dersom den målte fasedifferansen går utover intervallet $\pm\pi$, vil det ikke være tilstrekkelig informasjon til å kunne bestemme ankomstvinkelen entydig. Betingelsen for entydig retningsbestemmelse er at:

$$D \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.4)$$

Dette kravet er vanskelig å oppfylle fordi antennestrukturen er fast samtidig som oppstillingen ofte skal virke over et stort frekvensområde. Et annet problem er at antennene ofte er for store til å kunne monteres en halv bølgelengde fra hverandre. Antenner som skal støtte frekvenser fra 0.5-18 GHz må eksempelvis plasseres 1.6 cm fra hverandre for å oppfylle (2.4).

2.2.2 Frekvensmåling

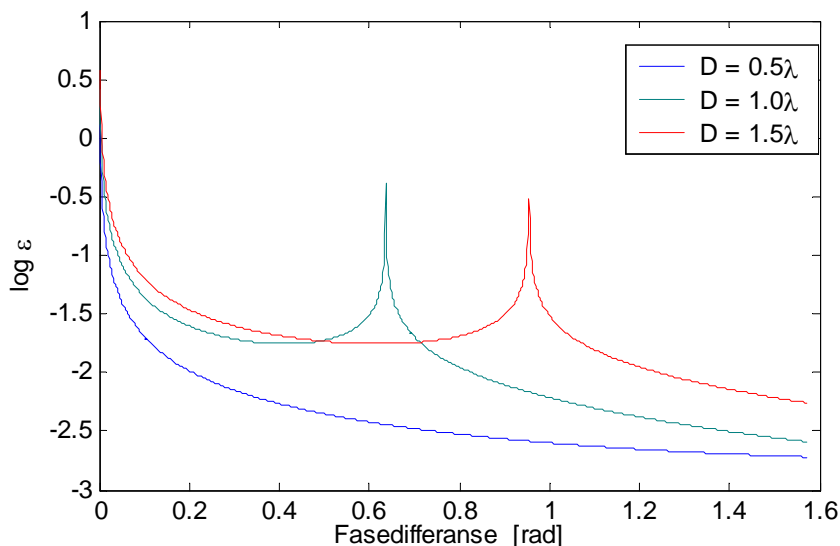
En feilmåling i frekvens vil gi et misforhold mellom bære­bøl­gelengden og baselengden. Dette betyr at dersom frekvensen ligger høyere enn målt, vil det gi samme resultat som om baselengden var lenger enn antatt. Likning (2.3) gir:

$$\Delta\theta = -\frac{\phi}{2\pi D \varepsilon^2} \cdot \arccos\left(\frac{\phi}{2\pi \varepsilon}\right) \Delta\varepsilon, \text{ der } \varepsilon = D/\lambda \quad (2.5)$$

For at feilen i ankomst­vinkel skal være mindre enn 0.001 radianer vil kravet om at $|\Delta\theta| \leq 0,001$ gi rammene for frekvens­feil:

$$|\Delta\varepsilon| \leq \frac{2\pi\varepsilon^2}{1000\phi \cdot \arccos(\phi/2\pi\varepsilon)} \quad (2.6)$$

Figur 2.2 viser tydelig at kravene til nøyaktig frekvens­estimering er minst ved bredside. Høyere fase­differanse medfører lavere toleranse ovenfor variasjoner i ε inntil trenden snur mot enden av sensorens synsfelt. De sekundære toppene til kurvene skyldes at stigningen $\Delta\phi/\Delta\theta$ nærmer seg et minimum når ϕ når verdien som tilsvarer at $\theta = 90^\circ$. Diagrammet indikerer også at større baselengde målt i antall bøl­gelengder resulterer i at frekvens­feil er av større betydning.



Figur 2.2: Maksimum avvik i forholdet mellom baselengde og bøl­gelengde som funksjon av fase­differanse

Den enkle analysen ovenfor er deterministisk og tar således ikke hensyn til den statistiske naturen til målefeil generert av støy eller andre uregelmessige bidrag. Frekvensestimering er heller ikke et videre tema i denne rapporten. I den grad frekvensestimering blir tatt opp i KREST, vil aktiviteten falle inn under parameterestimering i delprosjekt 2.

2.3 Superposisjon / Sigma – delta metode

Det eksisterer mange teknikker som kan benyttes til å måle faseforskjellen mellom to signaler både direkte og indirekte.

2.3.1 Måling av faseforskjell ved å utnytte konstruktiv eller destruktiv interferens

Summering av bølgeformer kan benyttes til å beregne faseforskjell indirekte. Når to eller flere bølgeformer superponeres vil det oppstå grader av forsterkning eller utsløkning. Denne vekselvirkningen kalles interferens. Forsterkningen blir maksimal i det bølgeformene som overlager hverandre har samme frekvens og fase. Likeledes vil total utsløkning oppstå dersom bølgeformene har samme frekvens men er i motfase.

Fenomenene utsløkning og forsterkning kan benyttes for å bestemme faseforskjellen mellom to eller flere signaler på prinsipielt to forskjellige måter.

1. Lagre opptak av to eller flere signaler og superponere dem med mange ulike faseforskyvninger (kontrollert elektronisk). Deretter er det mulig å identifisere faseforskyvningen som resulterte i maksimal amplitude eller størst grad av demping.
2. Sette signalene direkte inn i en normert estimator som gir en entydig og kjent respons på faseforskjeller i det aktuelle intervallet.

Begge fremgangsmåter gjør det i prinsippet mulig å estimere faseforskjell ut fra kun én mottatt puls. Likevel blir fremgangsmåten under punkt 1 gjerne referert til som ”post beamforming”, mens metoden under punkt 2 ofte kalles ”fasemonopuls”.

2.3.2 Amplitudeubalanse med deterministiske signaler

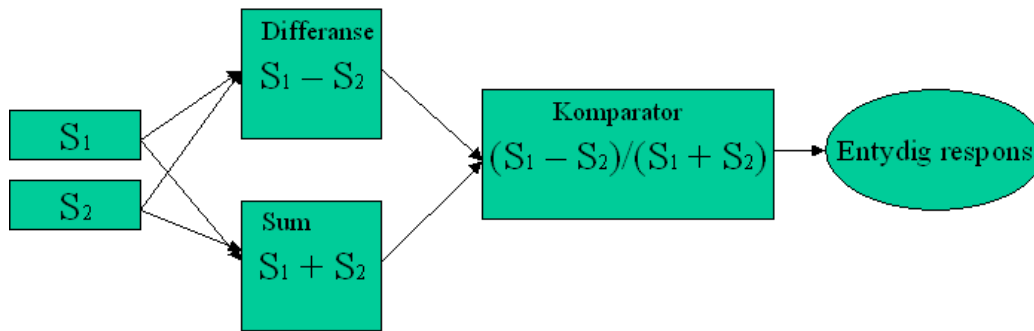
Det har vært interesse for å kommentere hvordan ubalanse i amplitude mellom kanalene vil påvirke evnen til å estimere faseforskjell. Dette avsnittet skal ta for seg virkningen av amplitudemessig ubalanse i et tokenals interferometer når signalene ikke er overlappet med støy. Hensikten er å avdekke prinsipielle sammenhenger som avhenger av metode, og ikke målemiljø. Analysen vil tilnærme seg problemet ved å benytte en normert estimator som forklart under punkt 2 i avsnitt 2.3.1.

Signalene representeres kanalvis ved hjelp av følgende likninger:

$$S_1 = ae^{i\omega t} \tag{2.7}$$

$$S_2 = ae^{i(\omega t + \varphi(\theta))} \quad (2.8)$$

Såkalt sigma-delta metode er en enkel estimator som kan benyttes til å bestemme faseforskjell. Metoden er ofte beskrevet i kjent radarlitteratur om monopulsteknikk (2). Prosessen kan blokkskjematisk fremstilles som Figur 2.3.



Figur 2.3: Blokkskjema over Sigma/Delta metode for estimering av fasedifferanse

Figur 2.3 ovenfor viser hvordan signalene S_1 og S_2 først subtraheres og adderes, og hvordan differansen deretter blir dividert med summen for å danne en normert estimator. Denne estimatoren kalles ofte ”relativ differanse”, og er en tradisjonell monopulsestimator¹.

Ubalanse i amplitude kan representeres ved hjelp av dempningsforholdet:

$$r = |S_2|/|S_1| \quad (2.9)$$

Differansen mellom de to signalene er gitt ved

$$\Delta = rae^{i\omega t} - ae^{i(\omega t + \varphi(\theta))} \quad (2.10)$$

og summen er gitt ved

$$\Sigma = rae^{i\omega t} + ae^{i(\omega t + \varphi(\theta))} \quad (2.11)$$

Den relative differansen defineres ved at

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{r - e^{i\varphi(\theta)}}{r + e^{i\varphi(\theta)}} = \frac{r - \cos \varphi - i \sin \varphi}{r + \cos \varphi + i \sin \varphi} \quad (2.12)$$

¹ Den relative differansen er like egnet til amplitudemonopuls, men er da en réell funksjon av ankomstvinkel.

Konvertering tilbake til kompleks eksponensiell form gir

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = K e^{i\beta} \quad (2.13)$$

Der

$$K = \frac{\sqrt{(r - \cos \varphi)^2 + \sin^2 \varphi}}{\sqrt{(r + \cos \varphi)^2 + \sin^2 \varphi}} \quad (2.14)$$

og

$$\beta = \arctan\left(\frac{\sin \varphi}{r - \cos \varphi}\right) - \arctan\left(\frac{\sin \varphi}{r + \cos \varphi}\right) \quad (2.15)$$

Størrelsen som observeres kan da skrives på formen

$$\operatorname{Im}\left[\frac{\Delta}{\Sigma}\right] = \operatorname{Re}\left[\frac{\Delta}{\Sigma} \cdot e^{i\frac{\pi}{2}}\right] = K \cdot \cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.16)$$

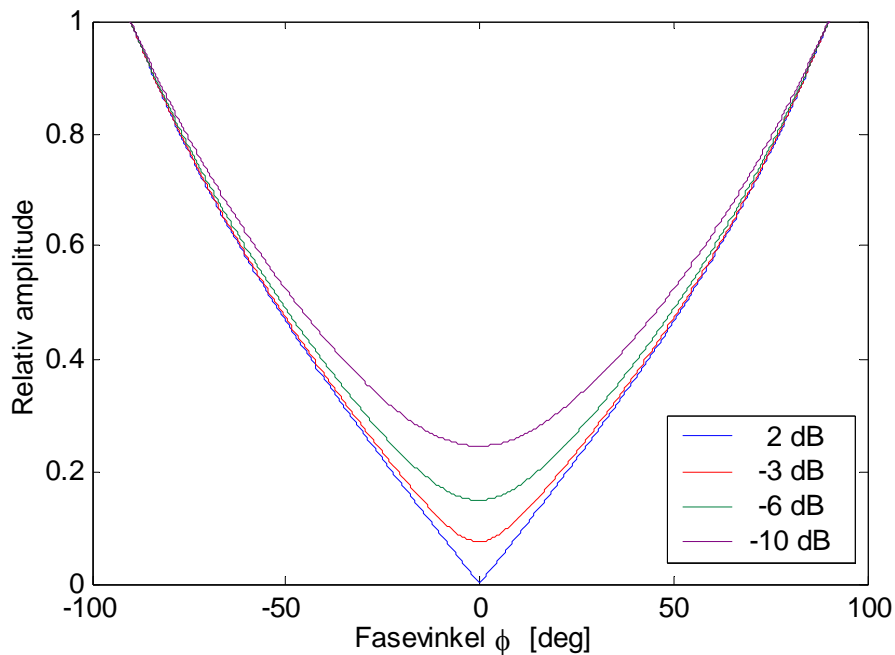
Der en fasevinkel på 90° er lagt til i argumentet til cosinusleddet, hvilket er ekvivalent med å bestemme imaginærdelen til 90° . I henhold til prosessen i [Figur 2.3](#) innebærer dette å introdusere et 90° faseskift mellom sum- og differansekanalen i komparatoren.

Den relative differansen kan altså karakteriseres ved en amplitude K og fase β . Den relative amplituden K defineres som forholdet mellom moduli tilhørende signalet henholdsvis differansekanalen og summasjonskanalen. Den relative fasen β er definert som differansen mellom fasevinkelen til henholdsvis differansekanalen og summasjonskanalen.

Det er ønskelig at den relative differansen skal være en entydig funksjon av ankomstvinkel innenfor måleintervallet. I tillegg er det ønskelig at den skal vise en størst mulig respons på en endring i ankomstvinkel. Den fundamentale angulære målefølsomheten til systemet indikeres på denne måten ved hjelp av stigningen til den relative differansen.

2.3.2.1 Den relative differansens amplitude

[Figur 2.4](#) viser den relative amplituden som funksjon av fasevinkel for dempningsforhold 2, -3, -6 og -10 dB.

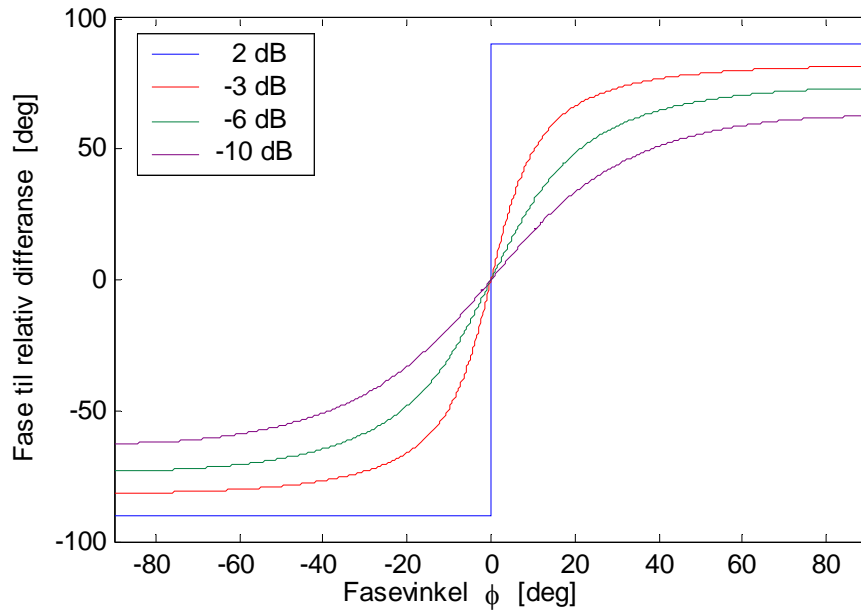


Figur 2.4: Den relative differansens amplitude som funksjon av fasevinkel

Figur 2.4 viser at nulldybden blir mindre med avtagende dempningsforhold. Dette innebærer at estimatorens dynamiske område blir innskrenket. Det er også viktig å ha i mente at den relative differansens amplitude ved faseimpuls i utgangspunktet induseres av en faseforskjell, og ikke må forveksles med en amplitudedifferanse direkte mellom kanalene.

2.3.2.2 Den relative differansens fase

Den relative differansens fase skal ideelt sett endres abrupt med 180 grader ved nullgjennomgangen. Dette tilsvarer et skifte av fortegn. Et plott av den relative differansens fase mot fasevinkel er plottet i [Figur 2.5](#) for dempningsforhold på 2, -3, -6 og -10 dB.

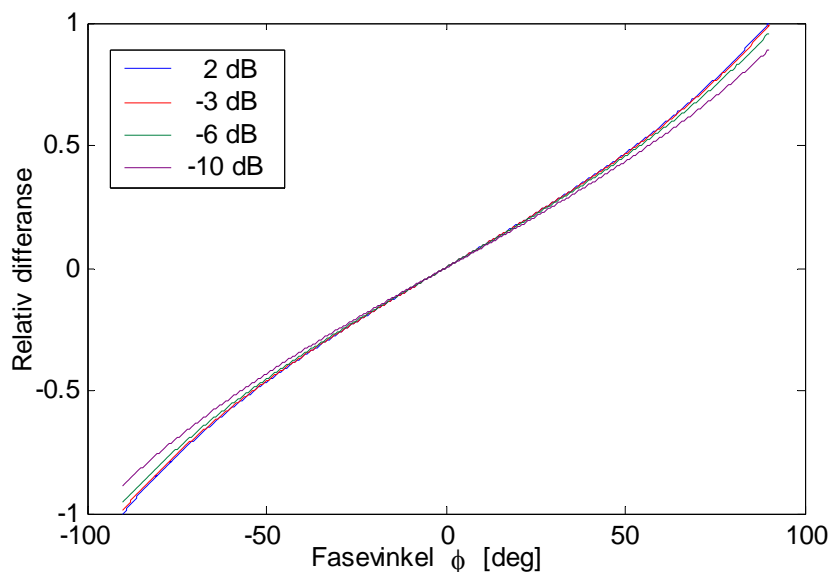


Figur 2.5: S - kurver for ulike dempningsforhold som funksjon av fasevinkel

Kurven i [Figur 2.5](#) har en s-form som flater ut med avtagende dempningsforhold. Virkningen er ekvivalent med at amplituden multipliseres med et tall som i absoluttverdi er mindre enn 1. Nullgjennomgangen er uforandret, slik at fortegnet til den relative differansen fremdeles skifter i det ankomstvinkelen er nøyaktig ved bredside. En ubalanse i fase ville imidlertid flyttet dette punktet vekk fra antennerekkens pekeretning.

2.3.2.3 Betydning for den totale målefølsomheten

Den totale virkningen på den relative differansen er interessant å betrakte, siden det er nettopp denne størrelsen som legges til grunn i estimatet. Det er viktig å merke seg at realdelen til den relative differansen eksisterer kun på grunn av amplitudeubalansen. [Figur 2.6](#) viser imaginærdelen til den relative differansen (2.16) plottet mot ankomstvinkel:



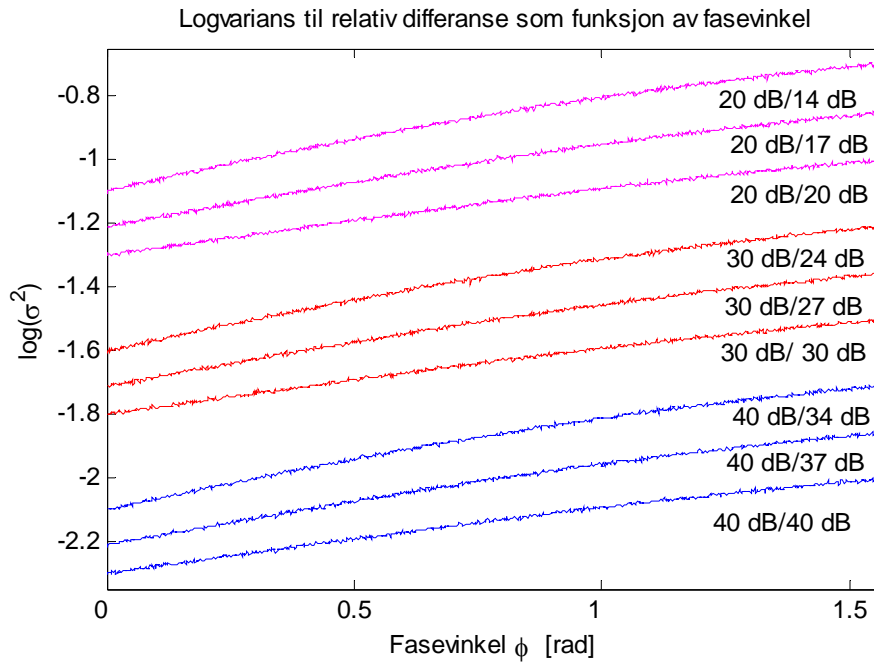
Figur 2.6: Den relative differansen som funksjon av fasevinkel

Amplitudeubalanse har overraskende liten betydning for deterministiske signaler. Videre overskrider dempningsforholdene benyttet i dette notatet i stor grad hva som forventes i et virkelig system. Eventuelle tap i koaksialkabler og overganger antas i virkeligheten å være neglisjerbare i forhold til verdiene som er benyttet ovenfor. Mye tyder derfor på at amplitudeubalanse før komparering i henhold til [Figur 2.3](#) er av liten betydning.

2.3.3 Signaler overlagret støy

Siden virkelige signaler alltid vil være overlagret støy, blir det riktiger å snakke om en ubalanse i signal-støy forhold. Dette fører til en helt annen analyse enn ovenfor på grunn av støyens statistiske natur. Følgende scenario kan illustrere virkningen av amplitudeubalanse når signalene er overlagret gaussisk hvit støy.

[Figur 2.7](#) viser resultatet av en simulering der variansen til den relative differansens imaginærdel i [Figur 2.6](#) er beregnet som funksjon av ankomstvinkel. Plottet viser logaritmen til variansen for tre grader av ubalanse i SNR, med utgangspunkt i tre forskjellige signalnivåer. Signalet er en puls med gaussisk envelope og bærefrekvens 1 GHz. Pulselengden er satt til 5 μ s.



Figur 2.7: Logvarians til relativ differanse ved ubalanse i SNR mellom kanalene

Det er tydelig at ubalanse er av mindre betydning enn generelt lav SNR.

2.4 Parvis kompleks multiplikasjon

Faseforskjell mellom to bølgeformer kan beregnes ved hjelp av kompleks multiplikasjon. Gitt to komplekse bølgeformer:

$$A_1 = a_1 e^{i(\omega t - \varphi_A(\theta))}$$

og

$$B_2 = b_2 e^{i(\omega t - \varphi_B(\theta))}$$

Kompleks multiplikasjon gir :

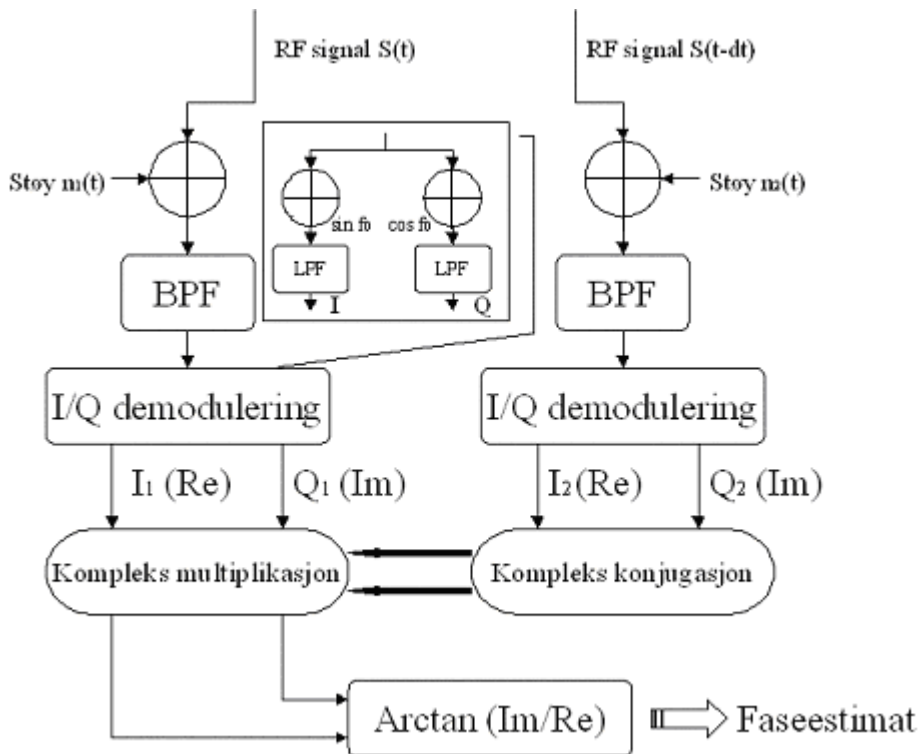
$$\Omega = A_1 \cdot B_2^* = a_1 \cdot b_2 e^{\Delta\varphi(\theta)} \quad , \text{der} \quad \Delta\varphi(\theta) = \varphi(\theta)_B - \varphi_A(\theta) \quad (2.17)$$

og resultatfasen finnes gjennom følgende relasjon:

$$\Delta\varphi(\theta) = \arctan\left(\frac{\text{im}(\Omega)}{\text{re}(\Omega)}\right) \quad (2.18)$$

2.4.1 Multiplikasjon i tidsdomenet

Figur 2.8 illustrerer signalgangen i et analogt interferometer som benytter kompleks multiplikasjon i tidsdomenet.



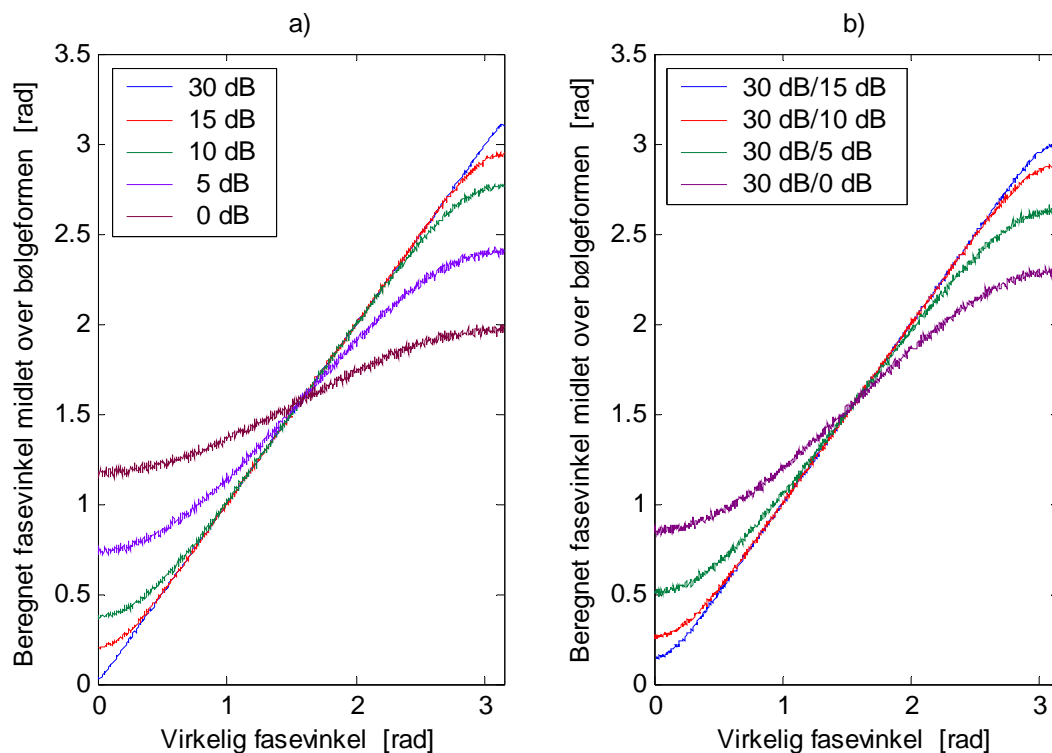
Figur 2.8: Enkelt blokkdiagram over et interferometer basert på kompleks multiplikasjon i tidsdomenet

Figur 2.8 viser hvordan signalet som mottas entrer hver sin kanal. Signalet adderes til intern støy som er ukorrelert mellom kanalene. I/Q demodulering består i å splitte signalet i to forgreninger som multipliseres henholdsvis med en odde og lik bølgeform. Vanligvis er dette en sinusbølgeform og en cosinusbølgeform. I/Q demodulering benyttes kanalvis for å ivareta faseinformasjon, og resulterer i at antall signalkjeder dobles. Rent praktisk kan kanal 2 konjugeres ved hjelp av en 90° faseskifter. I en digital mottager vil I/Q demodulering skje i programvare.

2.4.2 Deterministiske signaler og signaler overlappet med støy

Dersom det ikke er støy tilstede vil amplitudeubalanse mellom kanalene bare introdusere en

nedskalende faktor i resultatbølgeformen. Ulik SNR mellom kanalene er imidlertid et mer realistisk scenario å analysere. [Figur 2.9](#) viser fasen mellom to sinusoidale bølger beregnet etter at de er lagt til et kjent faseskift og overlappet med støy. [Figur 2.9 a\)](#) viser tilfeller der begge kanaler har samme SNR og [b\)](#) viser virkningene av at kanalene har ulik SNR.

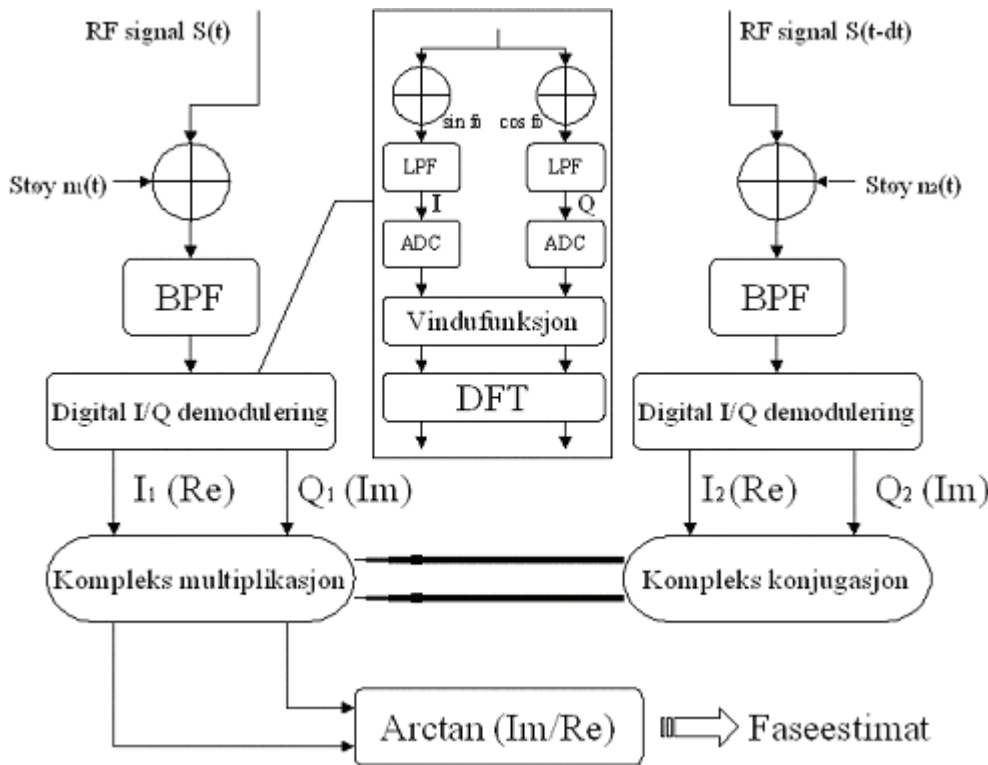


Figur 2.9 a): Simulert S - kurve ved likt støynivå i begge kanaler. b): S - kurve med ulikt støynivå mellom kanalene

Lav SNR i begge kanaler er også i dette tilfellet betydelig mer problematisk enn ulik SNR. I alle tilfeller fører støy til at S – kurvene flates slik at systemets angulære følsomhet reduseres.

2.4.3 Interferometri i frekvensdomenet

Digital teknologi gjør det i dag mulig å enkelt konvertere frem og tilbake mellom tid- og frekvensdomenet. Til dette brukes ofte algoritmer basert på Fouriertransformasjon. Et eksempel på en slik algoritme er Fast Fourier Transform (FFT). [Figur 2.10](#) illustrerer et eksempel på signalgang i et digitalt interferometer. Alle beregninger gjøres etter at signalet er transformert til frekvensdomenet.



Figur 2.10: Digital interferometri i frekvensdomenet

Analog I/Q demodulering utfordres ved at det kan oppstå ubalanse mellom I- og Q-kanalene. Digitalt kan samme problem oppstå på grunn av avrundingsfeil i forbindelse med at tall kvantiseres til ord av endelig størrelse. Problemet kalles kvantiseringsstøy og blir kort diskutert under avsnitt 3.1.1.2.

Kompleks FFT resulterer i et frekvensspekter og et fasespekter som i et Bodediagram, og det er fasespekteret fra de to kanalene som skal sammenliknes. Det blir derfor nødvendig å ta stilling til hvilke frekvensbåser som skal legges til grunn i beregningene. I et smalbandet radarsignal kan mesteparten av signaleffekten tilskrives frekvensbåsen som danner toppen i spekteret. Det er derfor enklest å ta utgangspunkt i bare denne ene frekvensbåsen med høyest amplitude.

2.4.4 Propageringseffekter

Det er ofte store avvik mellom ankomstretningen til en bølgefront og retningen til emitteren som genererte bølgeformen. Dette påfører en måleplattform store problemer, siden signalet som mottas ved sensorens egne antenner er det eneste den kan forholde seg til. Det er hovedsakelig fire opphav til flerbaneutbredelse:

1. Refraksjon i atmosfæren
2. Refleksjon fra hindringer

3. Spredning fra hindringer
4. Diffraksjon på grunn av hindringer

Den atmosfæriske refraksjonsindeksen er en funksjon av høyde over jorda og klimatiske forhold. Ved standardatmosfære vil denne avbøyningen være rettet mot jordoverflaten og føre til at strålingen får en krumning tilsvarende $4/3$ jordradius. Ved spesielle lokale meteorologiske forhold kan det oppstå over- eller underbrytning som fører til en annen krumningsradius, samtidig som avbøyning kan skje innenfor hvert enkelt sjikt. All avbøyning endrer strålingens utbredelsesretning.

Diskontinuiteter i propagasjonsmediets dielektrisitetskonstant gir opphav til refleksjon og transmisjon. Derfor vil refleksjon oppstå ved belysning av de fleste hindringer. Dette skaper problemer på mottagersiden av radiosystemer, siden signalene overlages ved antennen slik at eventuelle målinger ikke baseres på det opprinnelige signalet.

Diffraksjon skyldes den elektromagnetiske strålingens bølgenatur, og fører til at strålingen avbøyes over hindringer. En slik avbøyning er ekvivalent med en endring i utbredelsesretning.

3 MÅLEOPPSTILLINGEN

Et interferometer er et sammensatt system hvor hver enkelt kanal består av mange komponenter i serie. Nøyaktigheten i det endelige estimatet er et resultat av den kumulative effekten av små feilbidrag fra hver enkelt blokk i systemet.

3.1.1.1 Offsetfeil og stokastiske feil

Offsetfeil er feil som gir et konstant eller korrigerbart bidrag over en hel måleserie. Dette fører til at måleverdiene må korrigeres med en gitt faktor eller en gitt funksjonssammenheng for å kunne benyttes til absolutte beregninger. Offsetfeil i fasemålinger oppstår på grunn ulik elektrisk lengde mellom kanalene, eller ukjente geometriske avvik i antennestrukturen. Elektrisk lengde i en koaksialkabel er avhengig av fysisk lengde på signalvei sammen med egenskapene til det dielektriske mediet mellom senterleder og kappe. Dersom plugger, sammenføyninger og blokker i signalkjeden er forskjellige i de to kanalene, vil det etter all sannsynlighet oppstå en faseforskyvning som må utlignes.

I forsøkene som gjengis i denne rapporten blir det ikke tatt hensyn til offsetfeil.

Stokastiske feil stammer oftest fra aktive komponenter som forsterkere og mikserne. En spesielt viktig faktor i det digitale tilfellet er avrundingsfeil i forbindelse med å representere signalet i form av tall med endelig presisjon. En annen viktig faktor er kanalvis fasedrift i tunerene som eventuelt inngår i signalkjeden.

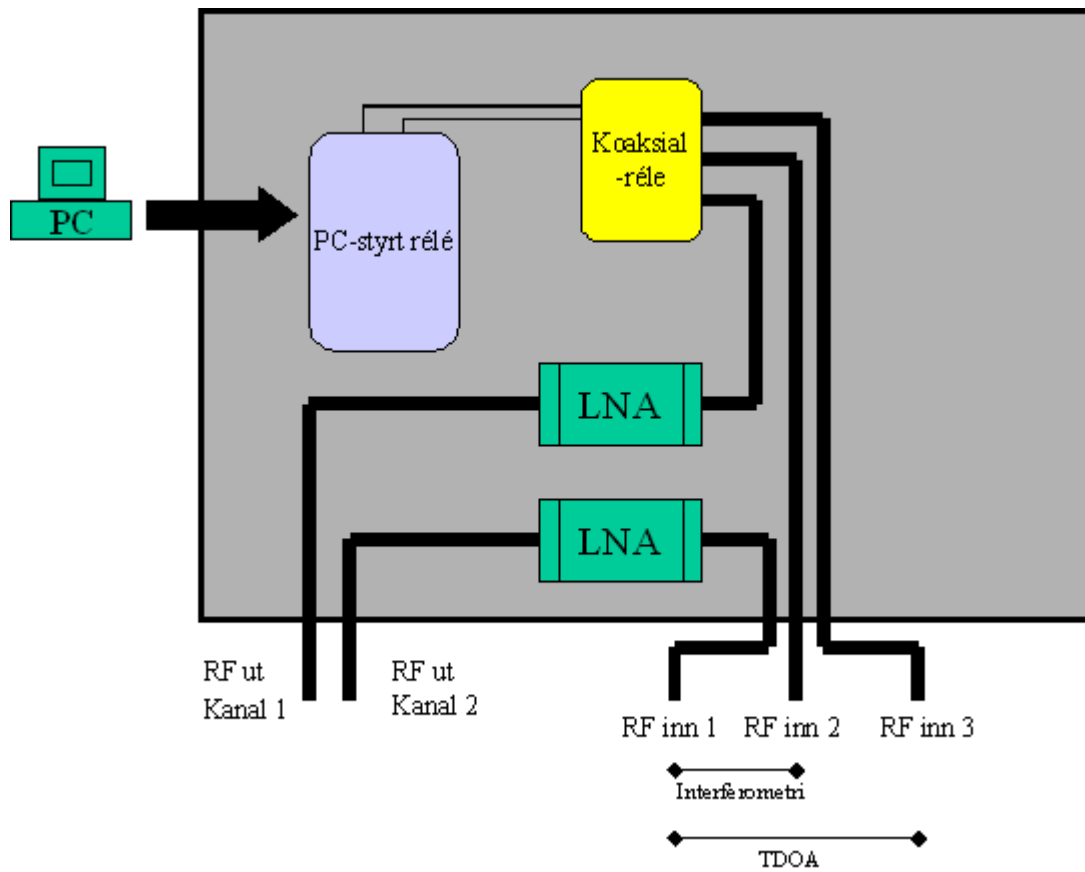
3.1.1.2 Kvantiseringsstøy

Et signal som er representert på digital form er alltid underlagt en form for avrunding. Analog til digital konvertering består i å periodisk kvantisere amplituden til et signal slik at det faller innenfor et sett diskrete verdier. I konverteringsprosessen rundes amplitudeverdien av til nærmeste kvantiseringsnivå. Differansen mellom den kvantiserte amplituden og den virkelige amplituden blir kalt kvantiseringsfeilen. Et tidsavhengig signal på digital form representeres dermed av en tallfølge hvor hvert tall er assosiert med en gitt kvantiseringsfeil. Feilen er tilfeldig fordelt, og danner et støygulv som bare kan reduseres ved å sample med høyere oppløsning. En vanlig huskeregel er at SNR øker med 6 dB for hvert ekstra bit A/D konverteren benytter i amplitudeoppløsning (3).

3.2 RF- signalgang

Til antennene er det koblet høykvalitetskabler som har svært lite tap. Disse kablene er spesielt tilpasset hverandre fra fabrikk, slik at faseforskjellen skal være minimal over frekvensområdet 0.5 – 18 GHz (lik elektrisk lengde). Faseforskjellen ved 18 GHz skal i følge spesifikasjonene ikke overgå 0.1° . Dette tilsvarer en toleranse på mindre enn $4.6 \mu\text{m}$ i fysisk lengdeforskjell.

Signalet går videre til en innkapslingsboks som inneholder et koaksialrélé, et pc-styrt rélé for å styre koaksialréléet og to lavstøyforsterkere (LNA). [Figur 3.1](#) viser et blokkskjema over réléboksen, og i [Figur 3.2](#) er den avbildet:



Figur 3.1: Blokkskjema over r leboksen

Lavst yforsterkerene er konstruert for   operere i frekvensomr det 0.1 – 12 GHz. R leene er der for at det ved en senere anledning skal v re mulig   alternere mellom to antenner for den ene kanalen.



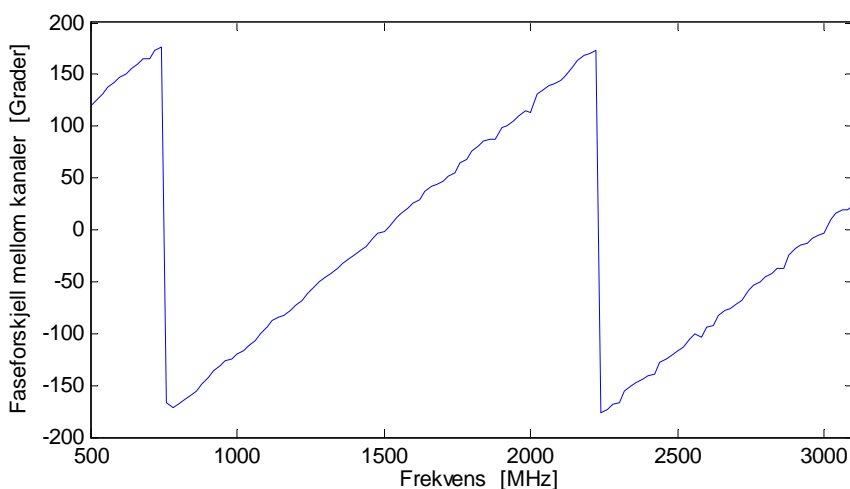
Figur 3.2: Réléboksen avbildet

De to lavstøyforsterkerene er synlige på høyre side. Koaksialréléet er skjult under det pc-styrte réléet NuDAM 6060. Réléboksen har tre innganger og to utganger. Siden koaksialréléet er koblet inn i signalkjeden til bare den ene kanalen, vil det også være en forskjell i veilengde. Denne veiforskjellen er opphav til en faseforskjell som øker lineært med frekvens. Fasedifferansen ved en veilengdeforskjell Δx og frekvens f er gitt ved:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{c} f \cdot \Delta x \quad (3.1)$$

Siden veilengdeforskjellen er konstant, vil den kunne beregnes ut fra stigningstallet til (3.1).

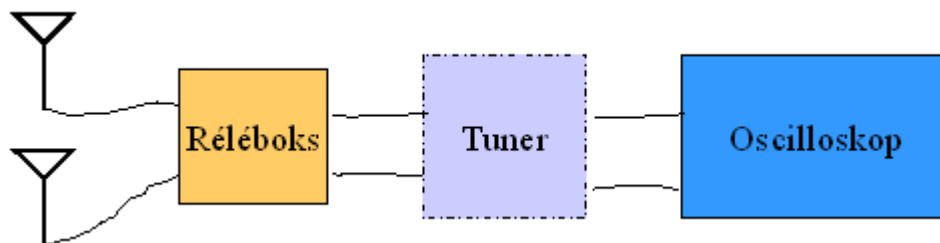
Figur 3.3 viser målinger av faseforskjell mellom kanalene til réléboksen som funksjon av frekvens.



Figur 3.3: Faseforskjell mellom to kanaler i réléboks som funksjon av frekvens.

Formelen (3.1) anvendt på [Figur 3.3](#) viser at signalveien i den ene kanalen er omtrent 20 cm lenger enn den andre. En flexiformkabel fra lavstøyforsterkeren i den ene kanalen ble derfor erstattet med en som var tilsvarende mye lenger. Det er uansett ikke realistisk å lage signalveiene nøyaktig like lange ved hjelp av prefabrikerte kabler. Den resterende faseforskjellen gir opphav til en offsetfeil som vil forskyve antennerekkens elektriske pekeretning.

Signalene fra réléboksen går direkte eller via et tuner til et lagringsoscilloskop. Det totale målesystemet er fremstilt blokkskjematisk i [Figur 3.4](#):



Figur 3.4: Den totale måleoppstillingen. Tuner utelates i noen av målingene.

3.3 Tuneren

En tuner konverterer RF-signaler ned til én eller flere mellomfrekvenser (MF). Tuneren prosjekt KREST disponerer er levert av Communication Solutions, Inc. Denne har to kanaler, og er konstruert etter superheterodyneprinsippet. I et enkelt nedkonverteringstrinn multipliseres det innkommende signalet med et harmonisk signal fra en lokal oscillator. Produktet består av to signaler som inneholder samme modulasjon som det opprinnelige, men er sentrert omkring henholdsvis en lavere og en høyere bærefrekvens. Signalet på den laveste bærefrekvensen hentes ut ved hjelp båndpassfiltrering. Mellomfrekvenssignalene som kan hentes ut er sentrert rundt 1 GHz med 500 MHz båndbredde, og 50 MHz med 80 MHz båndbredde. Tuneren har en forsterkning på ca. 18 dB fra RF til MF.

Et interferometer er avhengig av at tunerkanalene er koherente. Med koherent menes at kanalene driver neglisjerbart i forhold til hverandre med hensyn på fase og frekvens. Tuneren som det refereres til i denne rapporten er i toppklasse med en maksimal fasedrift på $\pm 1^\circ$ over 30 sekunder for hver enkelt bærefrekvens i området 0.5 – 18 GHz. Dokumentasjonen fra fabrikk baserer målingene på 50 MHz MF-utgangen. Fasedriften er derfor svært liten i forhold til varigheten av en enkelt puls (om lag $1\mu\text{s}$).

3.4 Antennene

Måleseriene som gjengis i denne rapporten ble utført med to forskjellige antenntyper, nemlig spiralantennener og logperiodiske antenner.

3.4.1 Spiralantennene

Spiralantenner er sirkulært polariserte og er i stand til å motta alle lineært polariserte bølgeformer like godt. Antennene har imidlertid svært lav direktivitet, ofte i størrelsesorden ± 1 dBi. Spiralantennene som ble benyttet var konstruert for å motta signaler i frekvensområdet 2 – 18 GHz.

3.4.2 Logperiodisk antenne

En LPDA har svært stabile egenskaper over hele frekvensområdet den er konstruert for, og er derfor godt egnet til bruk i interferometri. De logperiodiske antennene som det vises til i denne rapporten er beregnet på å operere i frekvensområdet 0.5 – 18 GHz, og har en direktivitet på ca. 7 dB. For en ytterligere beskrivelse av logperiodiske antenner anbefales det å lese i (1).

3.4.3 Antenneservo

Mottagerantennene ble montert på en spesiellaget skinne fremstilt av FFIV. Det er mulig å forskyve antennene langs skinnen, og dreie antennene rundt sine egne monteringsakser. Antennene er individuelt utstyrt med en gradskive som har en strekinndeling på 5°. Figur 3.5 viser bilder av antenneoppstillingen.



Figur 3.5: Antenneoppstillingen

Antenneoppstillingen kunne dreies ved hjelp av den avbildete servoen, som er produsert av Scientific Atlanta. Med servoen var det mulig å oppnå svært god avlesningsnøyaktighet.

Fabrikken oppgir at indikatorpanelet angir pekeretning med en nøyaktig ned til $\pm 0.01^\circ$, i tilknytning til den medhørende servoen. Mot slutten av prosjektet oppsto dessverre problemer med styreenheten til dreiebordet. Det ble derfor nødvendig å gå over til en manuell løsning. Den manuelle løsningen bestod av en kraftig metallplate med gradskive, hvor antenneoppstillingen ble sentrert. Avlesningen ble foretatt ut fra overrettmerker på gradskiven. Avlesningsnøyaktigheten er vanskelig å gjøre rede for på denne løsningen, siden den i stor grad hviler på menneskelig vurderingsevne. Det er sannsynlig at en nøyaktighet på 0.5° er mulig.

4 DIGITAL SIGNALBEHANDLING

Lagringsoscilloskopet som ble benyttet er av type LeCroy Wavemaster 8300. Amplitudeoppløsningen på dette instrumentet er 8 bit, og den analoge båndbredden er 3 GHz. Samplingshastigheten er maksimalt 20 GS/s.

4.1.1.1 Transformasjon til frekvensdomenet

Transformasjon til frekvensdomenet er gjort ved hjelp av FFT-algoritmen i et LabView-program. FFT-algoritmen innebærer en serie multiplikasjonsoperasjoner som i følge (3) resulterer i en økning av kvantiseringsstøy i henhold til relasjon (4.1):

$$\text{SNR} = 2^{2b-v-1} \quad (4.1)$$

Der b er oppløsningen i antall bit, og v er størrelsen på FFT oppgitt i antall bit.

4.1.2 Samplingshastighet

Den nødvendige samplingshastigheten for å kunne gjengi et gitt signal er begrenset nedad gjennom Nyquists teorem (3):

”Dersom den høyeste frekvenskomponenten i et analogt signal $x(t)$ er $F_{\text{maks}}=B$ og signalet samples med en rate $F_s > 2F_{\text{maks}} \equiv 2B$, kan $x(t)$ gjenskapes fra sampelverdiene ved hjelp av interpolasjon.”²

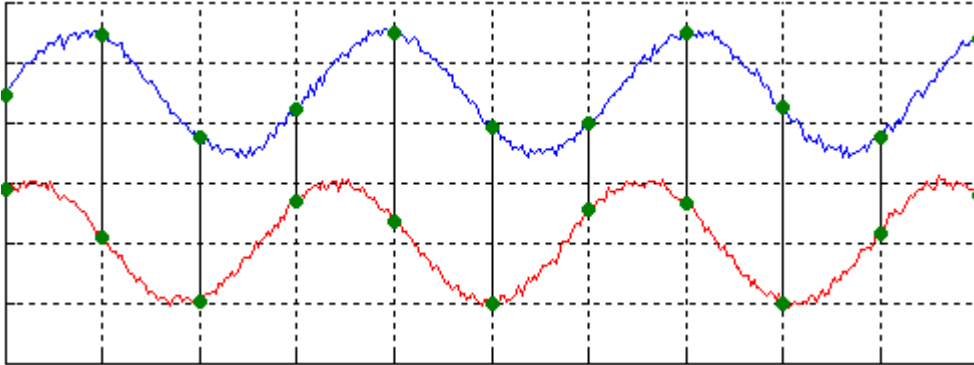
Med en samplingsrate på 20 GS/s er det derfor god margin når signalene som måles har bærefrekvens på 1260 MHz, eller mellomfrekvenser på henholdsvis 50 og 1000 MHz.

4.1.3 Kvantiseringsproblematikk ved to koherente kanaler

De to signalene samples i separate kanaler på oscilloskopet. Generelt vil det ene signalet være faseforskjøvet i forhold til det andre, og triggering skjer bare på det ene signalet. I og med at

² Nyquists teorem henviser til en konkret interpolasjonsfunksjon.

signalene samples parallelt vil punkter i ulike stadier av bølgeformen legges til grunn i estimatet. Figur 4.1 illustrerer situasjonen.



Figur 4.1: To signaler som samples parallelt.

Målefeil kan oppstå fordi kanalene utnytter dynamikken ulikt i samplingsøyeblikket. Dette betyr at kvantiseringsfeilen risikerer å bli størst i den kanalen som har lavest amplitude i det aktuelle tidspunktet. Denne feilen er ulineært avhengig av amplituden til signalet som samples, og resulterer i at det samplede signalet representerer det opprinnelige signalet med redusert kvalitet (3). Når fasedifferansen mellom kanalene beregnes blir i tillegg eventuelle feil i hver kanal sammenlagt.

4.1.4 Jitter

Analog til digital konvertering etterfølger en sample/hold prosess som er befengt med en usikkerhet i samplingstidspunkt. Feilen i tidsstemplingen er en randomisert fordeling med standardavvik som avhenger av den digitale oppløsningen og inngangssignalets frekvensinnhold (3). Tidsstemplingsfeil kalles ofte jitter, og kan eksempelvis skyldes ustabil klokkefrekvens.

5 FASEMÅLINGER PÅ PULSET SIGNAL

Moderne pulsede radarsignaler består vanligvis av en serie pulsmodulasjoner av en mer eller mindre harmonisk bølgeform. Hver puls av en gitt lengde er preget av et innsvingningsforløp og et utsvingningsforløp. Spesielt i starten og slutten av pulsen finner vi variasjoner i frekvens, mens den midtre delen av pulsen er til dels stabil. Normalt vil det også være slik at korte pulser indikerer større instantan båndbredde enn lange. Signalene kan også være kodet for å oppnå en prosesseringsgevinst. Pulskompresjon er et vanlig motiv. Pulskompresjonsteknikker innebærer frekvensskift eller diskrete faseskift over pulsen som gjør det mulig å øke avstandsopløsningen til radaren.

5.1 Signalbehandling

Oscilloskopet er satt til å trigge på et forutbestemt antall pulser, og virker i sekvensmodus slik at unødvendig dødtid mellom pulsene elimineres. Indeksen i pulssekvensene gjør det mulig å identifisere hvilke pulser som hører sammen i par (samme triggetidspunkt). Siden to kanaler samples samtidig blir det to filer for hver målesekvens. Målingene blir utført ved at det opptas én sekvens for hver måleretning. Filene fra oscilloskopet blir deretter tatt inn i et eget analyseprogram for videre prosessering. Analyseprogrammet er selvutviklet i programmeringsspråket LabView.

5.1.1 Pulsvis Fouriertransformasjon

Et periodisk signal kan representeres med en rekke skalerte og tidsforsinkede ortogonale trigonometriske funksjoner, sinus og cosinus. En slik rekke kalles en Fourierrekke. Signalformen avgjør i stor grad hvilke ledd i rekken som dominerer. Et signal som kan representeres ved en Fourierrekke kan også transformeres entydig til frekvensdomenet ved hjelp av Fouriertransformasjon. Fouriertransformasjonen til en vilkårlig funksjon er kompleks, og gir opphav til et amplitude- og fasespekter i frekvensplanet. Fasen til frekvenskomponenten med høyest effekt kan finnes ved å identifisere frekvensbåsen med høyest amplitude, og deretter plukke ut fasen fra frekvensbåsen med samme indeks i fasespekteret.

5.1.2 "Unwrapping"

For hvert opptak med en sekvens på N pulser eksisterer to sett med N målte faser:

$$\Phi_A = \phi_1^A, \phi_2^A, \phi_m^A, \dots, \phi_n^A, \phi_N^A \quad (5.1)$$

$$\Phi_B = \phi_1^B, \phi_2^B, \phi_m^B, \dots, \phi_n^B, \phi_N^B \quad (5.2)$$

Til hver målte fase er det addert en vilkårlig multiplum av π siden baselengden er større enn $\frac{1}{2} \lambda$:

$$\hat{\phi}_n^A = \phi_n^A + k_n \cdot \pi \quad (5.3)$$

$$\hat{\phi}_n^B = \phi_n^B + l_n \cdot \pi \quad (5.4)$$

Før det gir noen mening å sammenlikne et fasepar med neste innenfor en sekvens må multiplum av π elimineres, etter at alle pulsparene med samme frekvens er gruppert. Dette er naturlig siden alle pulsparene med samme frekvens innenfor en opptakssekvens skal ha

tilnærmet lik fasedifferanse. Prosessen kalles ”unwrapping”. Flertydigheter løses ikke opp, men det velges en referanse blant flertydighetscellene som det plottes mot. Dette gjøres etter en egen algoritme:

Differansen mellom fasen til de sammenhørende pulsparene blir altså for indeks m og n:

$$\Delta_n = \hat{\phi}_n^A - \hat{\phi}_n^B = \phi_n^A - \phi_n^B + (k_n - l_n) \cdot \pi \quad (5.5)$$

$$\Delta_m = \hat{\phi}_m^A - \hat{\phi}_m^B = \phi_m^A - \phi_m^B + (k_m - l_m) \cdot \pi \quad (5.6)$$

ε representerer endringen i faseforskjell fra et pulspar til neste. Denne faseendringen må være liten i forhold til π for at algoritmen skal fungere. Normalt vil dette være tilfelle.

$$\Delta_m - \Delta_n = \varepsilon + p \cdot \pi \quad \text{der } |\varepsilon| \ll \pi \text{ og } p \text{ er et heltall} \quad (5.7)$$

En divisjon av (5.7) på pi er derfor tilnærmet lik et heltall, altså

$$(\Delta_n - \Delta_m) / \pi = \hat{p} \approx p \quad (5.8)$$

Siden man vet at det er en nøyaktig multiplum av pi som er lagt til (5.5) og (5.6), kan p rundes av til nærmeste heltall. Deretter kan ε bestemmes ved å subtrahere $p\pi$ fra (5.7). Standardavviket til faseforskjellen ε innenfor hver pekeretning er det samme som standardavviket til fasedifferansen som måles.

6 FASEMÅLINGER PÅ HAUKÅSEN ATC-RADAR

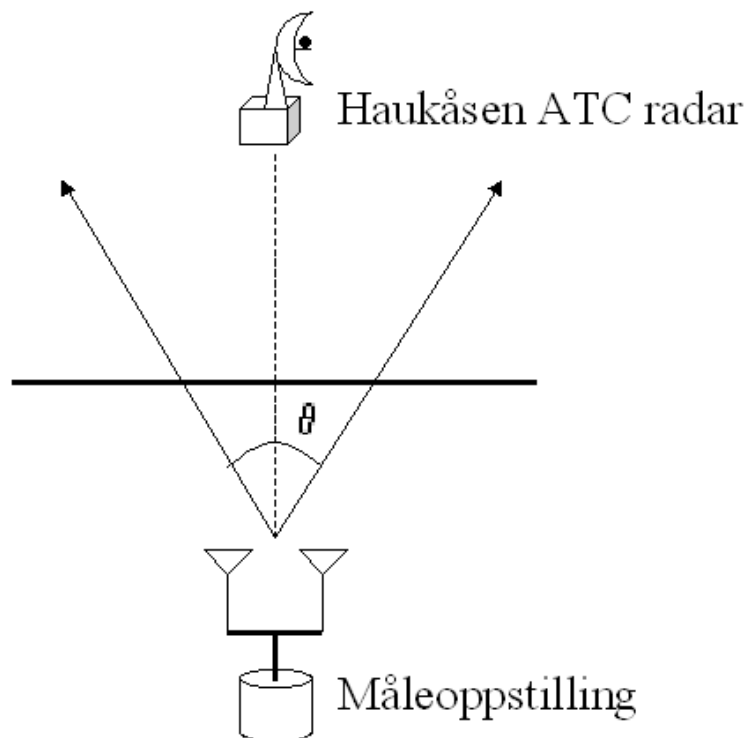
Haukåsen ATC-radar opererer med to sendere og til sammen fire bærefrekvenser:

1. Sender 1
 - 1340 MHz
 - 1350 MHz
2. Sender 2
 - 1250 MHz
 - 1260 MHz

Signalet som ble målt hadde en pulslengde på 1.2 μ s. Sendereffekten er 1400 kW og antennen er

innstilt på sirkulær polarisasjon³. Antennen roterer med en omløpstid på 5.7 s (ca. 10 rpm), og har en -3dB lobebredde på 1.2° . For hver hovedlobepassing vil ca.10 pulser stamme fra hovedloben.

Baselengden på måleoppstillingen ble justert til å være svært nær 2λ ved 1260 MHz.. En baselengde på 2λ vil resultere i 4 flertydigheter. Ved alle målingene på Haukåsen ATC radar ble det benyttet båndpassfiltre som var sentrert omkring 1250 MHz med 250 MHz båndbredde. De to filtrene var like og ble montert mellom antenne og LNA. De fleste opptakene er basert på direkte sampling av RF-signal eller 50 MHz MF. Det er imidlertid også inkludert én måleserie der signalet hentes fra 1 GHz utgangen på tunerens. Figur 6.1 illustrerer målescenariet.



Figur 6.1: Illustrasjon av målescenario

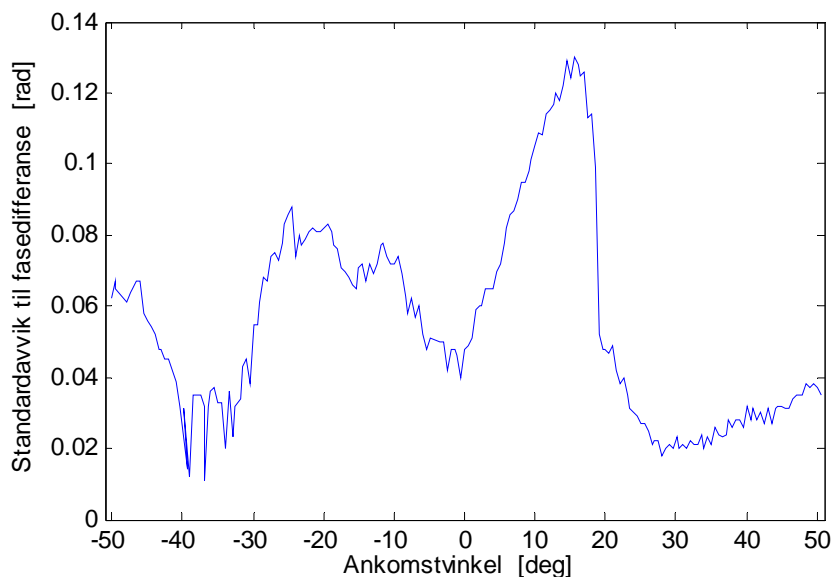
6.1 Fasemålinger uten nedkonvertering til mellomfrekvens

Dette kapittelet tar for seg analyser basert på opptak fra Haukåsen ATC – radar uten nedkonvertering til MF. Oscilloskopet vil derfor fange opp alle signaler som faller innenfor frekvensbåndet 1000-1500 MHz.

6.1.1 10 pulser per sekvens

Første måleserie ble utført over en 100° sektor, hvor antennen ble dreiet $\pm 50^\circ$ om senterlinjen. Hensikten var å måle fasedifferansen mellom kanalene som funksjon av pekeretning. Figur 6.2 viser standardavviket til fasedifferansen som funksjon av antennenes pekeretning.

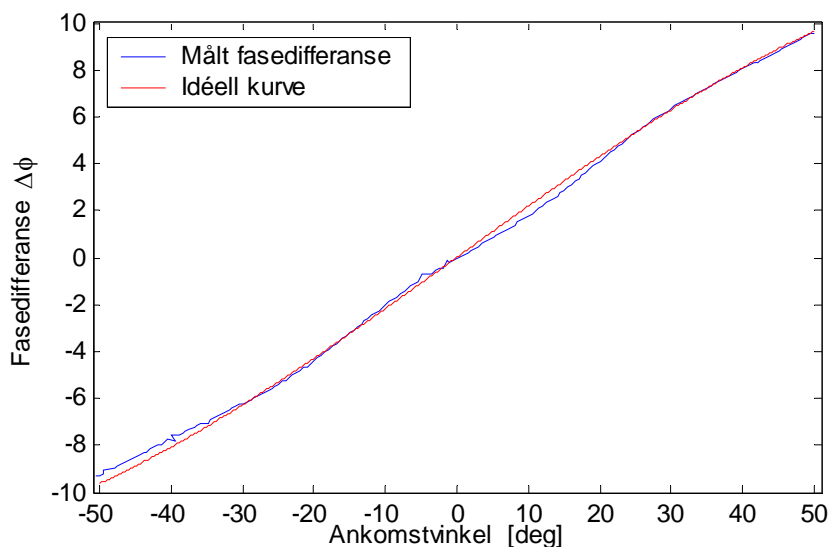
³ Polarisasjonen til Haukåsen ATC kan endres til lineær, men ikke uten mekaniske inngrep på antennen.



Figur 6.2: Standardavvik til fasedifferanse som funksjon av ankomstsvinkel

Figur 6.2 ovenfor gjenspeiler trolig godt virkningen av flerbaneutbredelse. Opptakene ble utført i et bybilde med variert topografi. Måleoppstillingen sto i ro under hele måleserien, mens emitter sveipet over området. Denne oppførselen fører til at bølgefronten utbreder seg ulikt over landskapet fra et øyeblikk til et annet, og at flerbane komponenter summeres ulikt ved mottagerantennene på både en tid- og retningsavhengig måte. Dette kan være mye av årsaken til variasjonen i fasemålinger fra et pulspar til neste innenfor en sekvens. Ulike propagasjonsbetingelser fra en pekeretning til en annen kan utvilsomt være en av grunnene til at standardavviket varierer sterkt som funksjon av ankomstsvinkel.

Figur 6.3 viser den målte fasedifferansen midlet over en sekvens som funksjon av antennenes pekeretning. Kurven viser ved nøye betraktning et forventet sinusoidalt forløp. Det røde kurven representerer den teoretisk idéelle kurven for fasedifferansen når baselengden er 2λ .

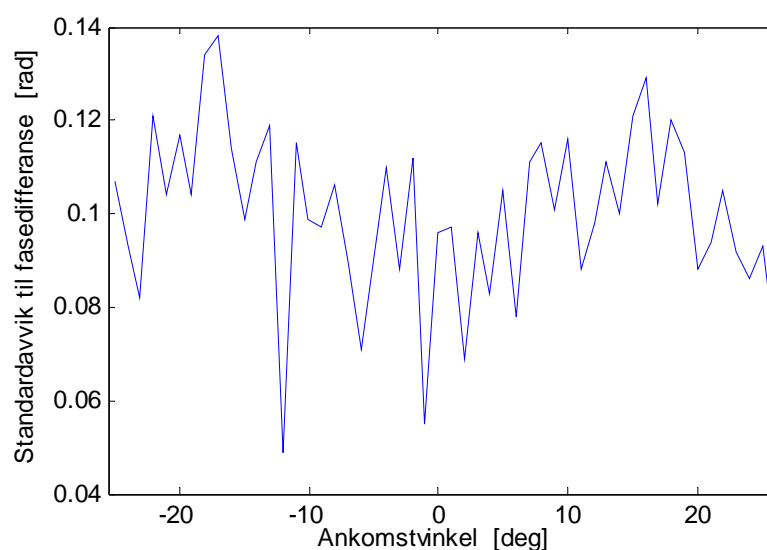


Figur 6.3: Fasedifferanse midlet over sekvens som funksjon av ankomstsvinkel

Figur 6.3 viser svært godt samsvar mellom den målte og den idéelle kurven.

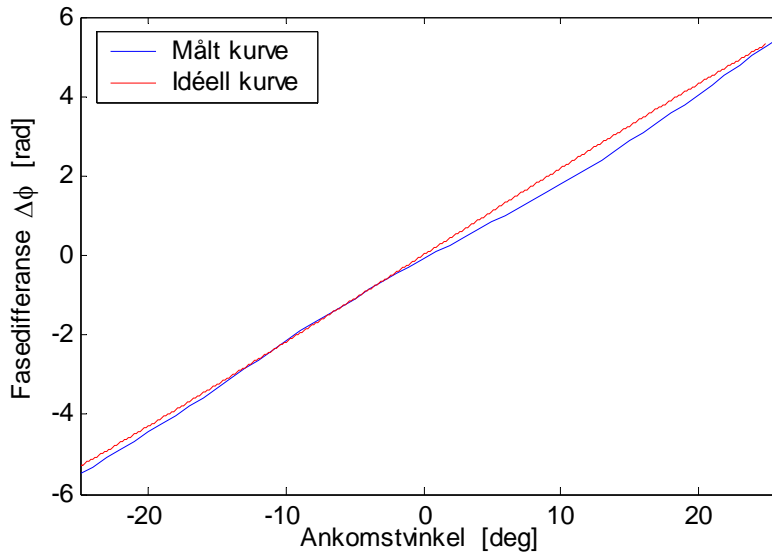
6.1.2 100 pulser per sekvens

En måleserie ble foretatt over et mer begrenset måleintervall enn i kapittel 6.1.1, men med flere segmenter i hver sekvens. For hvert opptak ble det denne gangen lagret 100 pulser samlet ved 20 GS/s. Dette ble gjort for å estimere standardavviket til fasedifferansefordelingen for hver enkelt fil med et lavere signifikansnivå. Målesektoren ble innsnevret for å begrense antall filer. Dette ble ansett som nødvendig fordi det er svært tidkrevende å samle inn 100 pulser for hver enkelt fil, når triggeretskelen settes tilstrekkelig høyt til å samle inn pulser kun fra hovedlobepasseringer.



Figur 6.4: Standardavvik til fasedifferanse som funksjon av ankomstsvinkel ved opptak av 100 pulser per sekvens

Kurven i [Figur 6.4](#) viser at standardavviket varierer sterkt, med yttergrenser 0.05 og 0.14 radianer. Ved 1260 MHz tilsvarer dette en usikkerhet i ankomstvinkel på $0.2 - 0.6^\circ$ ved senterlinjen. Middelerdien av fasevinkelen som funksjon av pekeretning er plottet i [Figur 6.5](#) etter unwrapping.

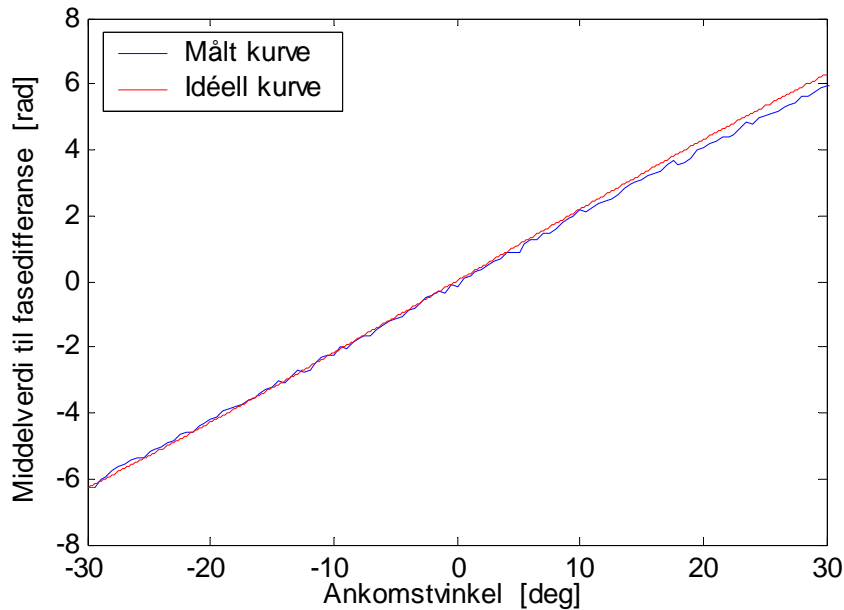


Figur 6.5: Fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved opptak av 100 pulser per sekvens

Figuren ovenfor viser et forløp som kan virke lineært, men som i virkeligheten følger det sinusoidale mønsteret gitt av likning (2.2). Kurven er tilsynelatende rettlinjet fordi $\pm 25^\circ$ er lite i forhold til $\pm 90^\circ$ og $\sin x \approx x$ for små x .

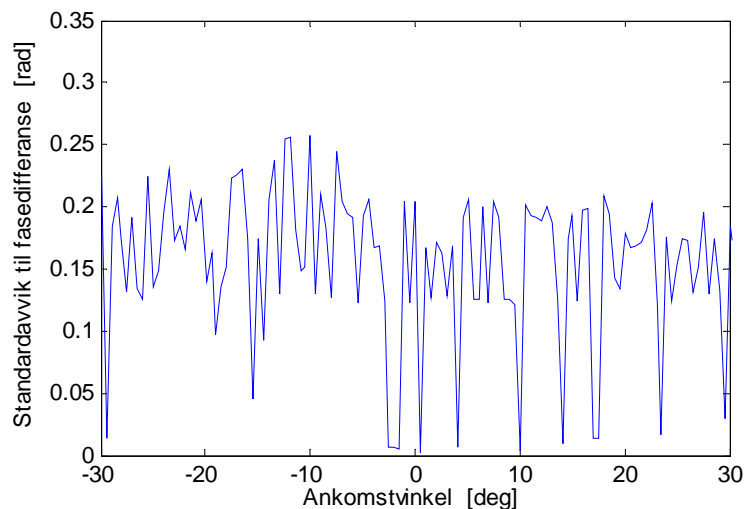
6.1.3 Opptak av RF-signal med logperiodiske antenner

Spiralantenne er konstruert for båndet 2-18 GHz, og dermed ligger radaren på Haukåsen noe lavt i frekvens. Dette avsnittet dokumenterer tilsvarende målinger som tidligere, men ved bruk av logperiodiske antenner. Antennene ble montert med samme baselengde som tidligere (2λ). [Figur 6.6](#) viser middelerdien til fasedifferansen over en sektor på 60° .



Figur 6.6: Middelvei til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved bruk av logperiodiske antenner til ren fasmåling.

Den målte kurven viser godt samsvar med den idéelle. Det ser ut til at stigningen er noe forskjellig mot slutten av forløpet, hvilket sannsynligvis skyldes at baselengden ikke er helt nøyaktig 2λ lang. [Figur 6.7](#) nedenfor viser de sammenhørende verdiene for standardavvik.



Figur 6.7: Standardavvik til fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel ved ren fasmåling

Standardavviket til fasmålingene ligger i [Figur 6.7](#) noe høyere enn i de tilsvarende diagrammene basert på målinger med spiralantenner, og har en maksimalverdi på 0.26 radianer. Dersom radarens bærefrekvens allerede er bestemt svært nøyaktig, vil dette innebære en usikkerhet i retningsbestemmelse på 1.2° langs siktelinjen mellom måleoppstillingen og emitter. Det er vanskelig å finne en konkret årsak til økningen i standardavvik fra de tidligere målingene. Det er imidlertid en mulighet at den høyere direktiviteten til de logperiodiske antennene fører til at oscilloskopet trigger på pulser også utenfor radarens hovedlobe. Signalet som mottas kan

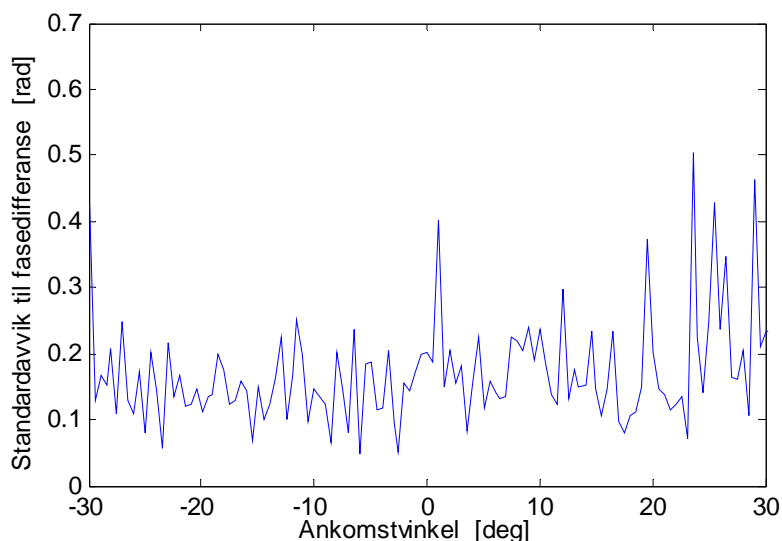
derfor i noen grad være overlappet av relativt kraftige flerbane-komponenter som stammer fra hovedloben.

6.2 Opptak med nedkonvertering til mellomfrekvens.

Tuneren ble koblet inn mellom lavstøyforsterkere og oscilloskop. Tuneren har en RF til MF forsterkning på ca. 18 dB. Det ble ikke observert klipping av signalet.

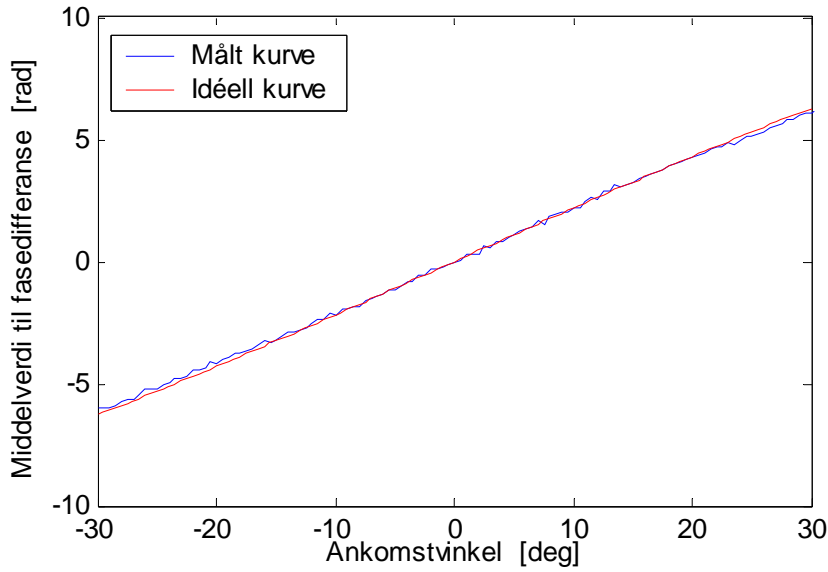
6.2.1 Nedkonvertering til 50 MHz mellomfrekvens

De første målingene med tuner ble basert på 50 MHz mellomfrekvensutgangen. [Figur 6.8](#) viser standardavviket til fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel. Det ble benyttet logperiodiske antenner til målingene.



Figur 6.8: Standardavvik til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel målt på 50 MHz MF.

[Figur 6.8](#) har flere klare topper. Det maksimale standardavviket er på 0.5 radianer, hvilket tilsvarer en usikkerhet i ankomstvinkel på 2.3° . Det er da antatt at bærefrekvensen er bestemt svært nøyaktig. Middelerdien til fasedifferansen er plottet mot ankomstvinkel i [Figur 6.9](#).

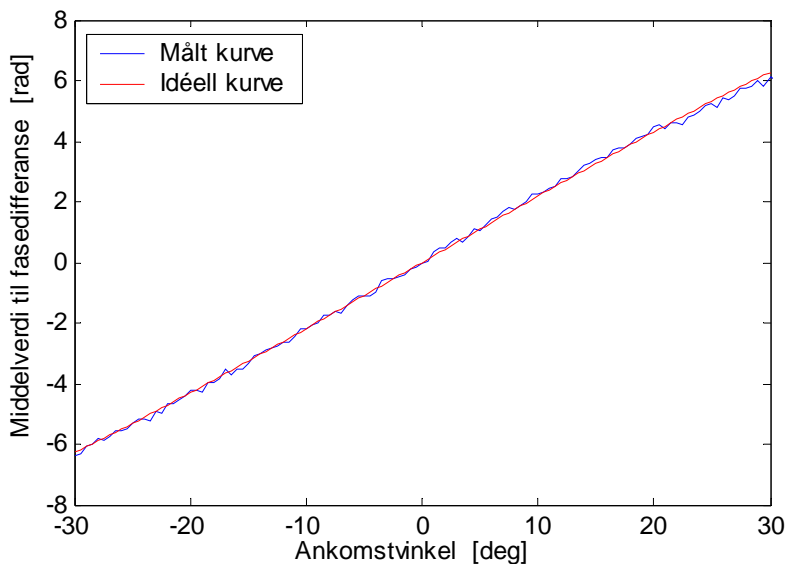


Figur 6.9 : Middelerdi til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel målt fra 50 MHz MF.

Den målte kurven i [Figur 6.9](#) følger den teoretisk idéelle svært godt.

6.2.2 Nedkonvertering til 1 GHz mellomfrekvens

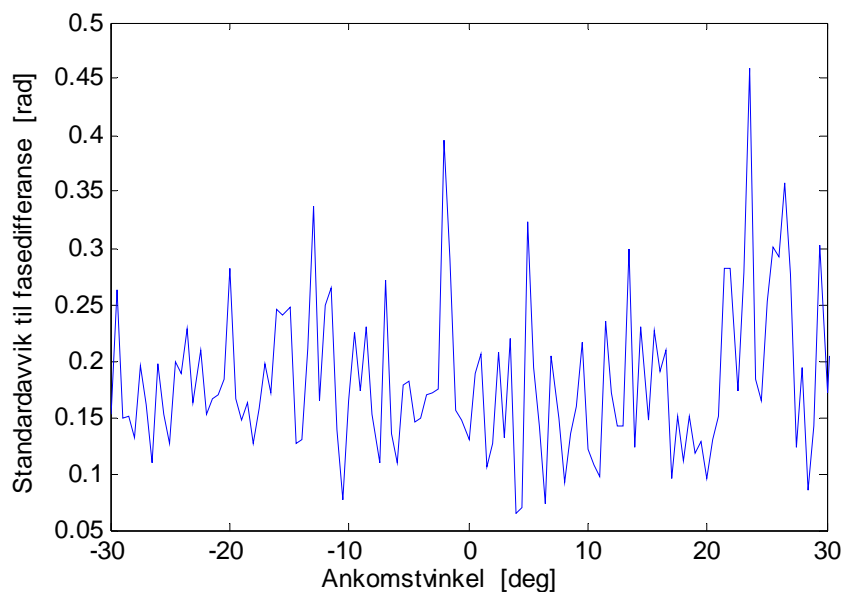
Måleserien i forrige avsnitt ble gjentatt, denne gangen basert på 1 GHz mellomfrekvens. [Figur 6.10](#) presenterer fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 6.10: Middelerdi til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved 50 MHz MF.

Den målte kurven viser ingen signifikant forskjell fra tilsvarende måleserier på lavere MF eller direkte på RF-signal. Det er svært godt samsvar mellom målt og idéell kurve. [Figur 6.11](#) viser

standardavviket til fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.

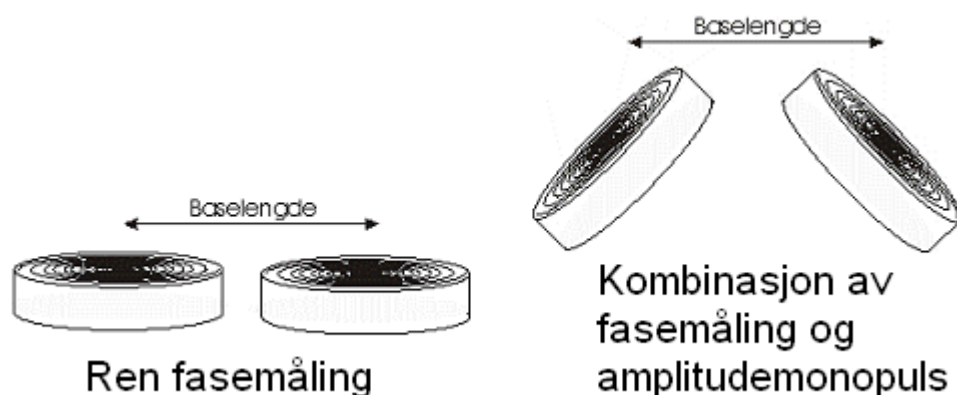


Figur 6.11: Standardavvik til fasedifferansen som funksjon ankomstsvinkel målt på 1 GHz MF.

Figur 6.11 ovenfor viser ingen signifikant forskjell fra måleserien i Figur 6.8.

7 OPPLØSNING AV FLERTYDIGHETER VED HJELP AV SIMULTAN AMPLITUDESAMMENLIKNING

Retningsbestemmelse basert på amplitude alene er svært vanlig i taktiske varslingsystemer. Teknikken baserer retningsestimatet på en sammenlikning av signalamplituden målt simultant fra to direktive antenner med ulik pekeretning. Dette innebærer at antennene må vinkles fra hverandre fysisk. Figur 7.1 illustrerer forskjellen mellom antenneoppstillingen for kun måling av fasedifferanse og en kombinasjon av fasedifferanse og amplitudesammenlikning.



Figur 7.1: Forskjell i antenneoppstilling mellom ren fasmåling og amplitudemonopuls. Figuren illustrerer vinkling av spiralantenner.

Et sentralt tema i denne rapporten er anvendelse av simultan amplitudesammenlikning til å oppløse flertydighetene i et interferometer med baselengde større enn $\lambda/2$.

For ren amplitudebasert retningsbestemmelse plasseres antennene tradisjonelt med fasesentrene så tett som mulig. Dette er fordi små faseforskjeller påvirker estimatoren konstruktivt eller destruktivt. En vanlig normert estimator for amplitudebasert retningsbestemmelse er den relative differansen (2.13). I tilfellet med ren fasemåling blir denne estimatoren en rent imaginær funksjon. Siden antennenes fasesentre ikke sammenfaller ved kombinasjon av interferometri og amplitudemonopuls, vil den relative differansen bli en kompleks funksjon med både en realdel og en imaginærdel. Det er viktig at både realdelen og imaginærdelen er odde funksjoner av ankomstvinkel. I forsøkene som er presentert i denne rapporten, vil problematikken unngås ved at amplitudesammenlikningen og beregningene av fasedifferanse ikke skjer ut fra samme estimator. Fremgangsmåten i forsøkene som her er presentert, gikk ut på å først beregne gjennomsnittlig amplitude for hvert pulspar, og deretter beregne relativ amplitudedifferanse. Den relative amplitudedifferansen er da basert på réelle verdier, og vil ikke påvirkes av fasesenterseparasjonen. Fasedifferansen for hvert enkelt pulspar ble beregnet som tidligere ved hjelp av kompleks multiplikasjon i frekvensdomenet.

Det laveste oppnåelige standardavviket til målt ankomstvinkel basert på amplitudesammenlikning er i følge (2) gitt ved :

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_{\Sigma}}{k_m \sqrt{2 \cdot \text{SNR}}} \quad (7.1)$$

Der θ_{Σ} er -3 dB lobebredden til summen av antennemønstrene og k_m er stigningstallet til den relative amplitudedifferansen ved nullgjennomgangen. k_m kalles ofte monopulskonstanten.

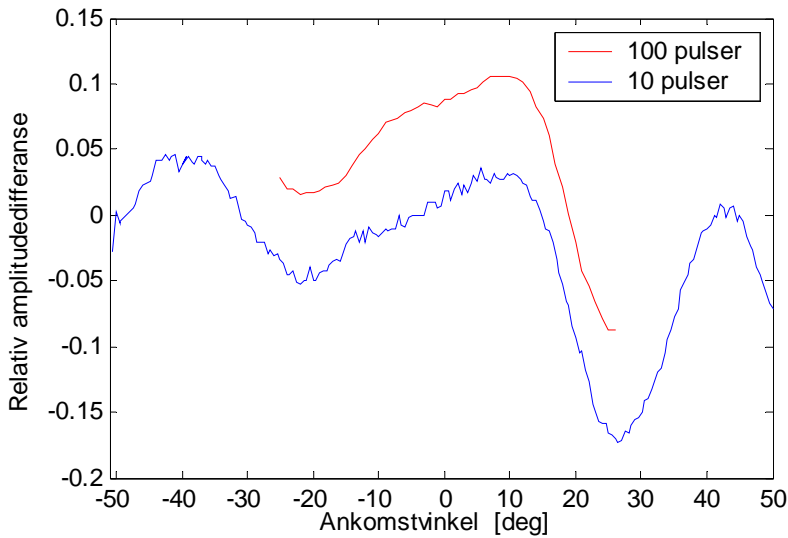
7.1 Kombinasjon av amplitudemonopuls og interferometri på Haukåsen ATC-radar

På Haukåsen ATC radar ble det utført opptak med både spiralantenner og logperiodiske antenner for å kombinere fasemålinger med amplitudemonopuls. Det var på dette stadiet uklart om antennene har en individuell fasedreining som funksjon av ankomstvinkel, slik at fasedifferansen mellom antennene vil vise et annet forløp enn likning (2.2) tilsier når de vinkles fra hverandre.

7.1.1 Den relative amplitudedifferansen ved ren fasemåling

Det er nyttig å betrakte den relative amplitudedifferansen til et rent fasebasert system fordi ethvert avvik fra en rett linje uten stigning betyr at det har vært amplitudeubalanse tilstede mellom kanalene mens målingene ble foretatt. [Figur 7.2](#) viser den relative amplitudedifferansen

for RF-måleseriene i kapittel 6 med henholdsvis 10 og 100 pulser i samme diagram.

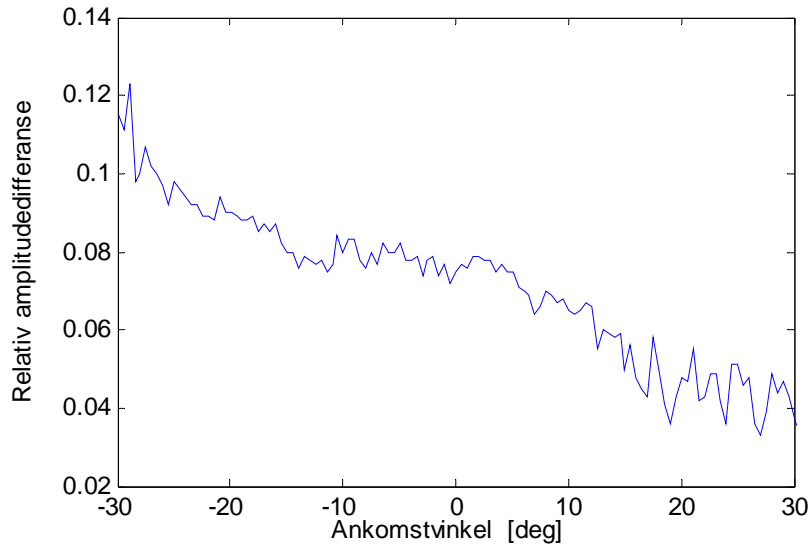


Figur 7.2: Relativ amplitudedifferanse som funksjon av ankomstsvinkel.

Figur 7.2 ovenfor viser at amplitudeforløpet tilsynelatende er reproduserbart. Måleserien med 10 pulser per sekvens er noe mer spredt enn den med 100 pulser per sekvens, hvilket er naturlig ettersom det er færre målinger å midle over. Kurvene i figuren skal idéelt sett være en konstant funksjon av ankomstsvinkel men viser klar variasjon over intervallet. Dette kan skyldes små forskjeller i antennemønstre, eller en liten fysisk vinkling av antennene som er vanskelig å måle.

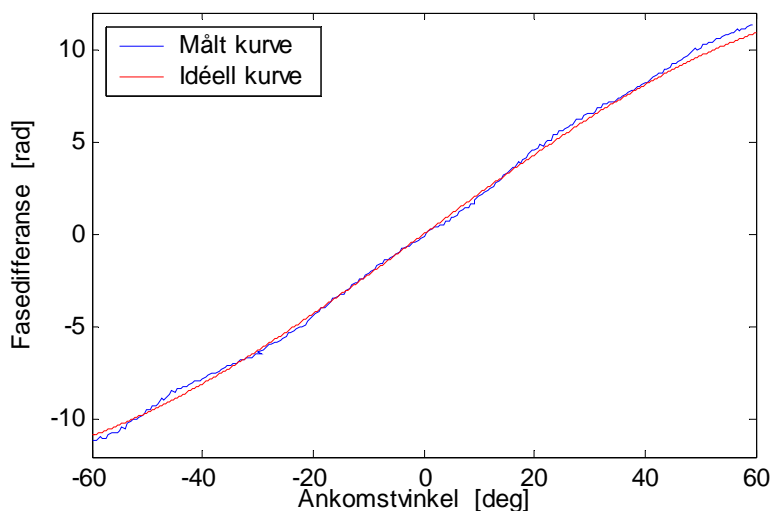
7.1.2 Kombinasjon av fasemålinger og amplitudemonopuls ved bruk av spiralantenner

Den første måleserien ble utført med spiralantennene vinklet 90° fra hverandre symmetrisk om senterlinjen. Figur 7.3 viser den relative amplitudedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.



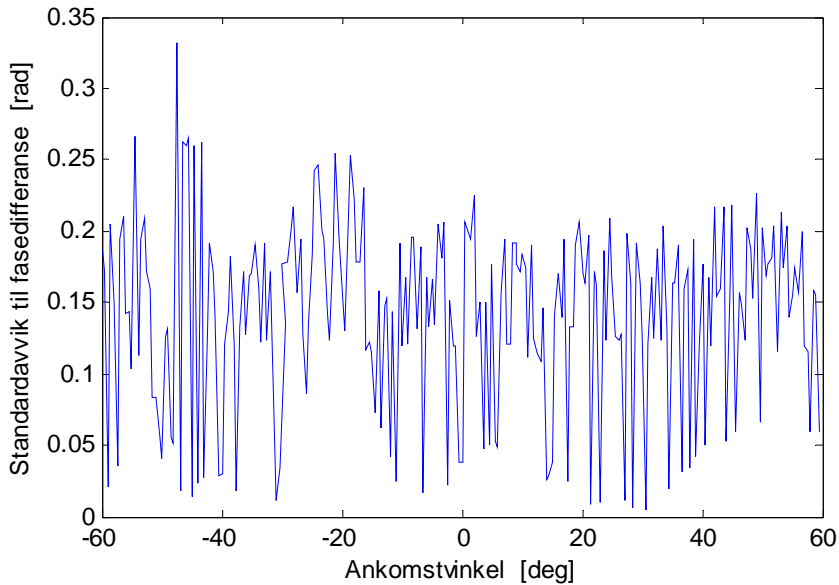
Figur 7.3: Relativ amplitudedifferanse ved bruk av spiralantenner vinklet 45° fra senterlinje.

Figur 7.3 viser at den relative amplitudedifferansen har stor grad av rippel og lite utslag. Kurven viser imidlertid en klar tendens til å avta mot høyre. Figur 7.4 viser middelverdien til fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.



Figur 7.4: Middelverdi til fasedifferanse som funksjon av ankomstsvinkel ved bruk av spiralantenner til kombinasjon av fasetmålinger med amplitudemonopuls

Figur 7.4 er svært interessant fordi den viser at fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel ikke er svært endret når antennene står vinklet fra hverandre. Det har vært et usikkerhetsmoment hvordan antennenes fasesenter er distribuert over spiralplanet, og hvordan fasekarakteristikken til antennene avhenger av ankomstvinkelen til signalet som mottas. Figur 7.5 viser standardavviket til fasedifferansen i samsvar med Figur 7.4.

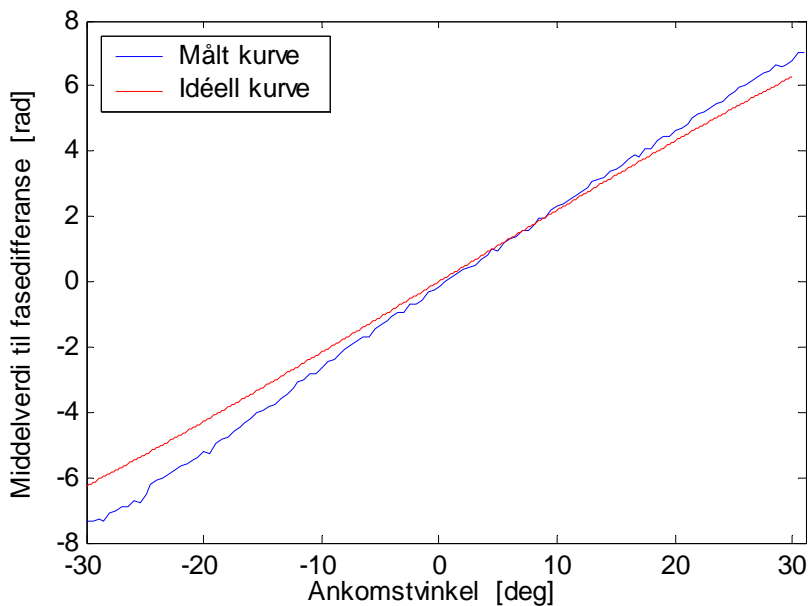


Figur 7.5: Standardavvik til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved bruk av spiralantenner til kombinasjon av fasmålinger og amplitudemopuls.

I Figur 7.5 ser det ikke ut til at standardavviket ligger høyere enn for måleseriene med parallelle antenner (ren fasmåling).

7.1.2.1 Logperiodiske antenner med 30° vinkel fra senterlinjen.

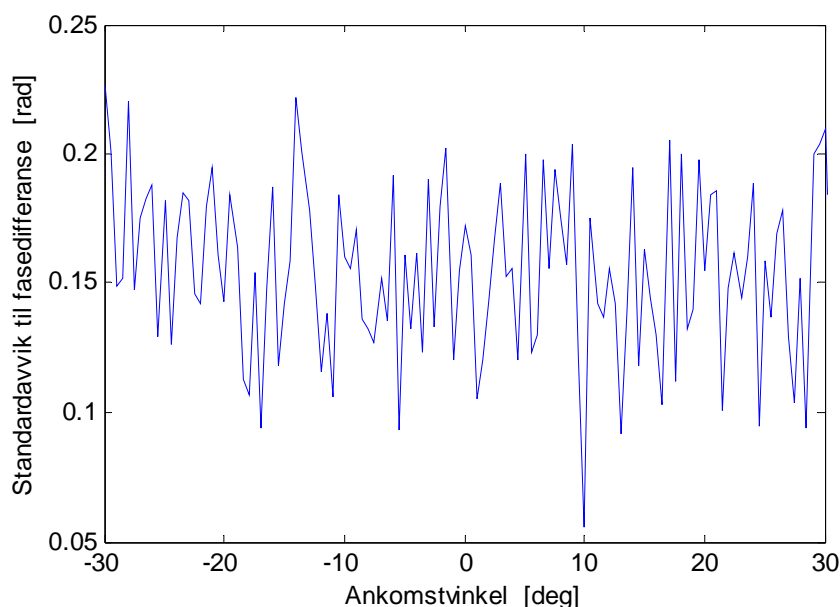
De logperiodiske antennene ble vinklet 60° grader fra hverandre symmetrisk om senterlinjen. Figur 7.6 viser middelveien til den målte fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 7.6: Middelvei til fasedifferanse ved bruk av logperiodiske antenner til kombinasjon av fasmålinger og amplitudemopuls

Fasesenterposisjonen til logperiodiske antenner er en funksjon av frekvensspekteret til det innkommende signalet, og befinner seg i en avstand størrelsesorden cm foran monteringsaksen. For to parallelle antenner vil fasesentrene følge hverandre ganske likt over hele frekvensområdet, og vil normalt ikke gi opphav til store avvik i målingen av faseforskjell. Ved kombinasjon av interferometri og amplitudemonopuls hvor antennene vinkles fra hverandre blir imidlertid fasesenterseparasjonen (baselengden) forstørret med en ukjent faktor. Dette gjør seg synlig ved at den målte kurven i [Figur 7.6](#) har en brattere stigning enn den teoretisk idéelle.

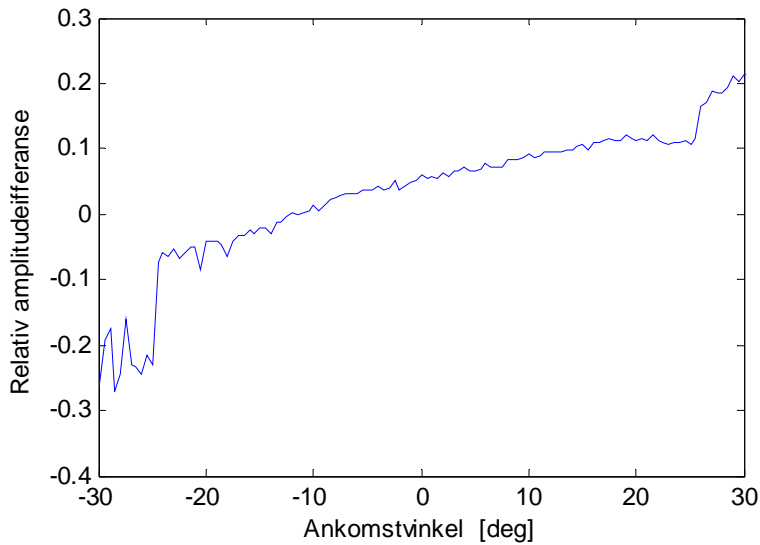
[Figur 7.7](#) viser de sammenhørende verdiene av standardavviket som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 7.7: Standardavvik til fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved bruk av logperiodiske antenner til kombinasjon av fasemåling og amplitudemonopuls

[Figur 7.7](#) viser at standardavviket til fasedifferansen ikke er signifikant forskjellig fra tidligere målinger uten vinkling av antennene.

[Figur 7.8](#) nedenfor viser den relative amplitudedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.

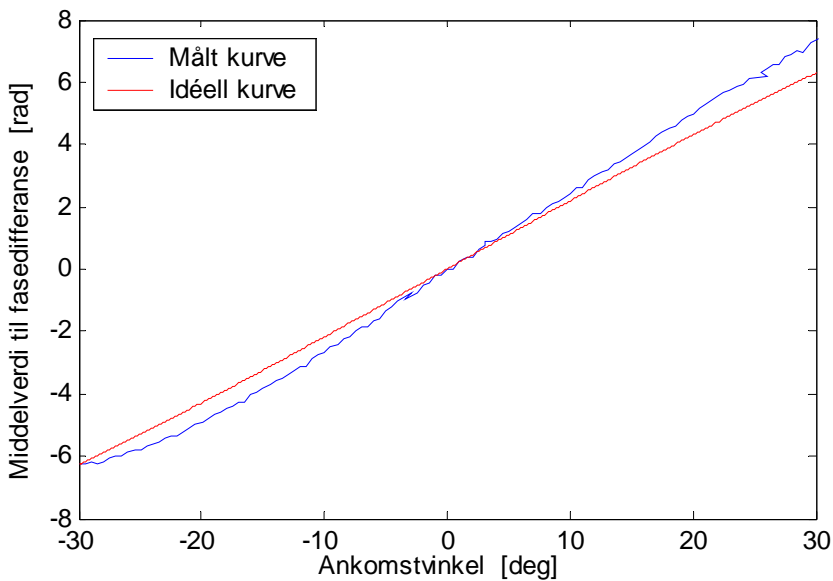


Figur 7.8: *Relativ amplitudedifferanse (dimensjonsløs) som funksjon av ankomstsvinkel ved bruk av logperiodiske antenner vinklet 30 ° fra senterlinjen.*

Figur 7.8 ovenfor viser et asymmetrisk forløp som kan knyttes til pekeretning . Vinkelfølsomheten er imidlertid lav (liten monopulskonstant), og det er tydelig rippel.

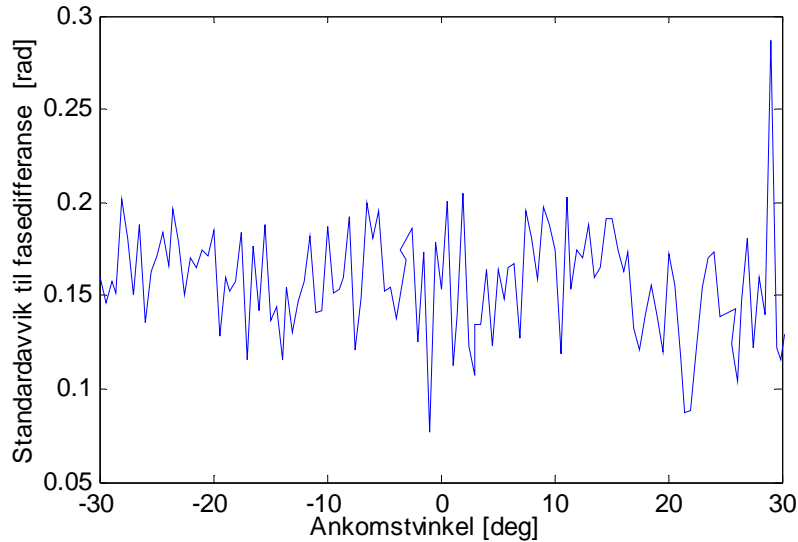
7.1.2.2 90 grader vinkel mellom antennenes pekeretning

Antennene ble vinklet 45° fra senterlinjen. Figur 7.9 viser middelverdien til fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.



Figur 7.9: *Middelverdi til fasedifferanse som funksjon av ankomstsvinkel ved bruk av logperiodiske antenner til kombinasjon av fasemåling og amplitudemåling. Antennenes vinkel fra senterlinjen var 45 °*

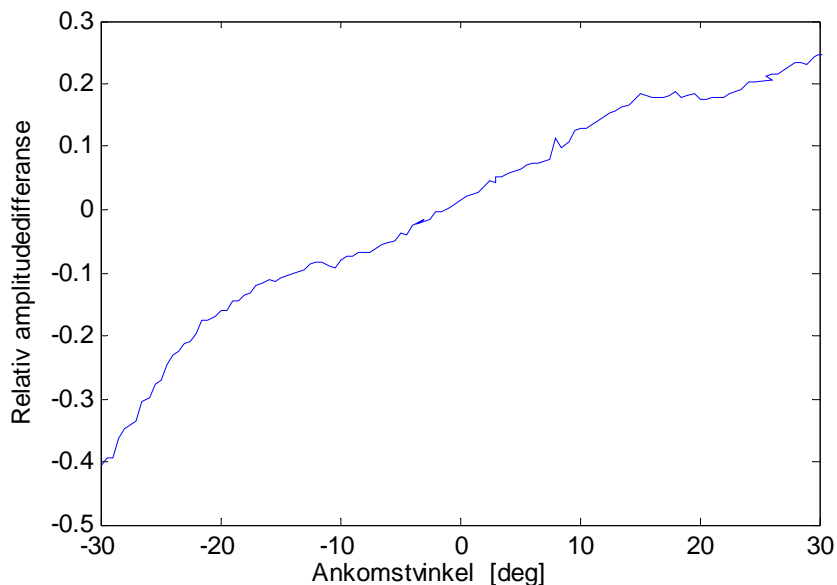
Figur 7.9 viser en klar forskjell mellom stigningen til den målte og den idéelle kurven, som må tilskrives den ekstra fasesenterseparasjonen som oppstår ved vinklingen av antennene. Standardavviket til fasedifferansen er presentert i Figur 7.10.



Figur 7.10: Standardavvik til fasedifferanse ved 45° vinkling av logperiodiske antenner.

Figur 7.10 er ikke signifikant forskjellig fra tidligere måleserier i denne rapporten.

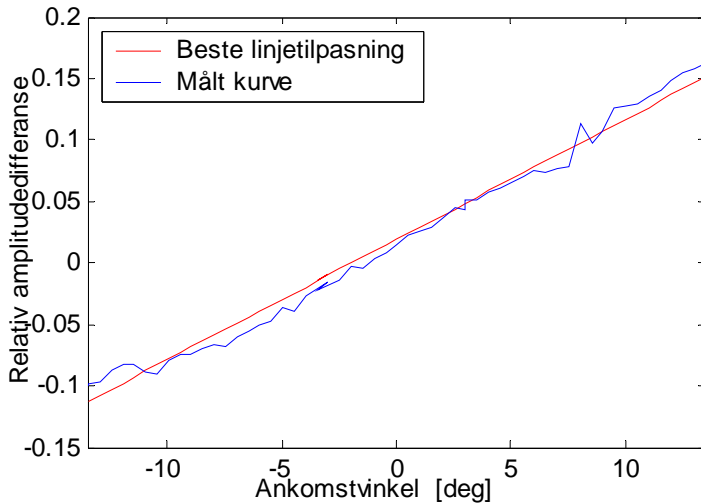
Den relative amplitudedifferansen er plottet som funksjon av ankomstvinkel i Figur 7.11.



Figur 7.11: Relativ amplitudedifferanse ved 45° vinkel fra senterlinje.

Den relative amplitudedifferansen i Figur 7.11 er tydelig usymmetrisk, og synliggjør en høyere monopulskonstant enn i Figur 7.8. Kurven er imidlertid ujevn, og viser rippel. I intervallet

$\pm 13.5^\circ$ har kurven et standardavvik på 0.0097 relativt til beste linjetilpasning. Figur 7.12 viser linjetilpasningen innenfor det nevnte intervallet.



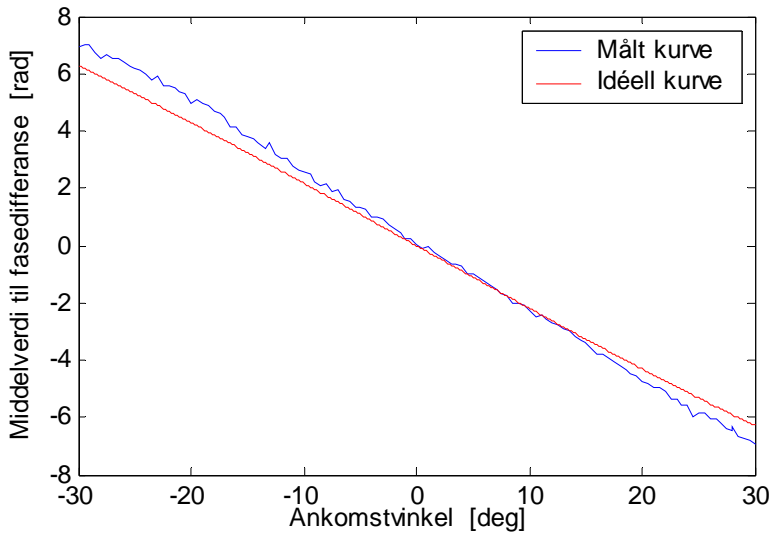
Figur 7.12: Lineær tilpasning til relativ amplitudedifferanse ved 45° vinkel fra senterlinjen, innenfor intervallet $\pm 13.5^\circ$.

Linjens stigning angir monopulskonstanten for akkurat denne antenneoppstillingen, og ble beregnet til å være 0.56. Ved SNR på 15 dB, gaussisk hvit støy og lobebredde på 60° tilsvarer denne verdien i følge (7.1) en usikkerhet i måling av ankomstvinkel på $\pm 14^\circ$. Dette er en fundamental nedre grense ved de nevnte antagelsene. Ved SNR på 30 dB vil denne grensen ligge på $\pm 2.5^\circ$. Det er imidlertid viktig å innse at usikkerheten sannsynligvis vil være langt høyere i en praktisk målesituasjon, på grunn av interferens og flerbaneutbredelse.

7.1.3 Nedkonvertering til mellomfrekvens og 30° vinkel fra senterlinjen

Tuneren ble koblet inn i signalkjeden etter LNA- boksen ved hjelp av flexiformkabler⁴ av lik lengde. Signalene på 50 MHz mellomfrekvens ble koblet til oscilloskopet ved tilnærmet like lange kabler. Sistnevnte kabler stilles det ikke store krav til med tanke på elektrisk lengde, siden lengdeforskjellen uansett er mye mindre enn bølgelengden til det nedkonverterte signalet. Det ble benyttet logperiodiske antenner til målingene hvor tuner inngikk i oppstillingen. Antennenes pekeretning var 30° fra senterlinjen.

⁴ Flexiform® er en semirigid kabel produsert av Midwest Microwave, Inc.

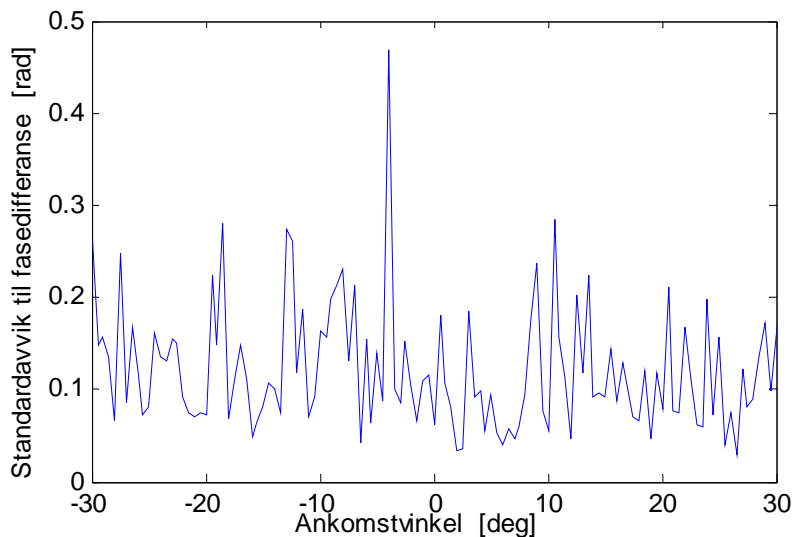


Figur 7.13: Middelveien til fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.

Den fallende kurven i [Figur 7.13](#) er et resultat av at antennekablene er byttet om slik at forløpet til fasedifferansen blir invertert. Dette har ingen betydning for analysen.

Det er ingen synlige forskjeller i måling av forløpet til fasedifferansen i denne figuren i forhold til målingene foretatt direkte på RF-nivå i avsnitt 7.1.2.1.

[Figur 7.14](#) viser standardavviket til fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel for måleserien i [Figur 7.14](#).

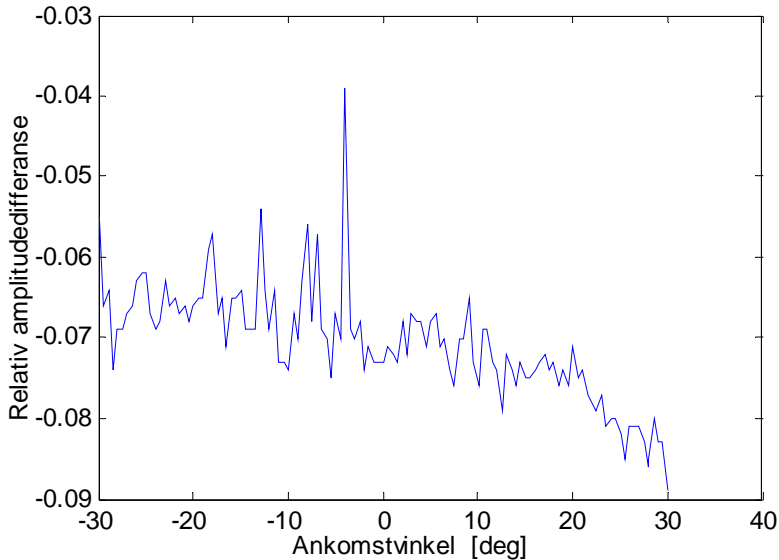


Figur 7.14: Standardavvik til fasedifferanse ved 50 MHz MF og 30° vinkel fra senterlinjen.

[Figur 7.14](#) viser én høy topp på 0.47 radianer, mens resten av målepunktene holder seg under

0.3 radianer.

Figur 7.15 viser den relative amplitudedifferansen for måleserien.



Figur 7.15: Relativ amplitudeubalanse ved 50 MHz MF og 30° vinkel fra senterlinjen.

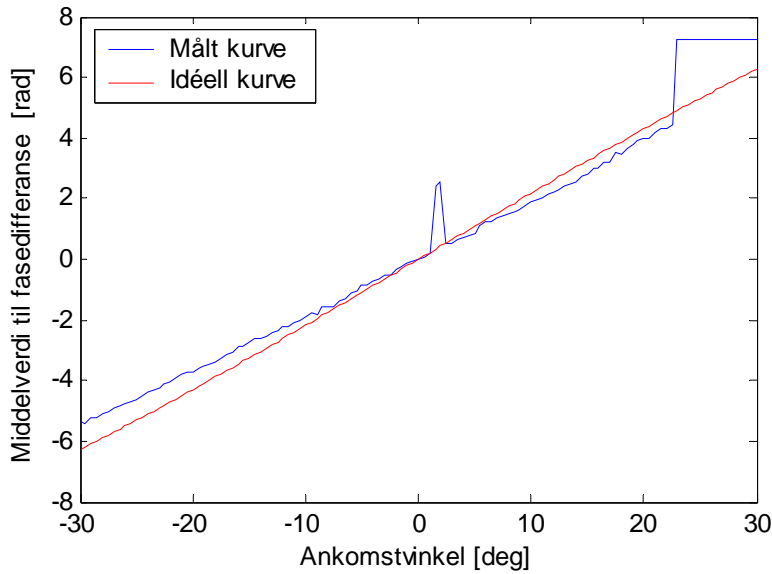
Figur 7.15 viser et særdeles uregelmessig forløp. Det er vanskelig å se en sammenheng som kan utnyttes til å estimere pekeretning.

7.2 Opptak av ATC-radar på Gardemoen

Det ble foretatt målinger på en ATC-radar ved Gardermoen lufthavn. Bærefrekvensen så ut til å ligge svært nær 2.8 GHz, men ellers var alle radarens parametre ukjente. Målet var å finne ut om det var betydelig forskjell i resultatene dersom det ble målt på en emitter med høyere frekvens. Signalene ble samlet fra 50 MHz utgangen på tuneren.

7.2.1 Fasemålinger

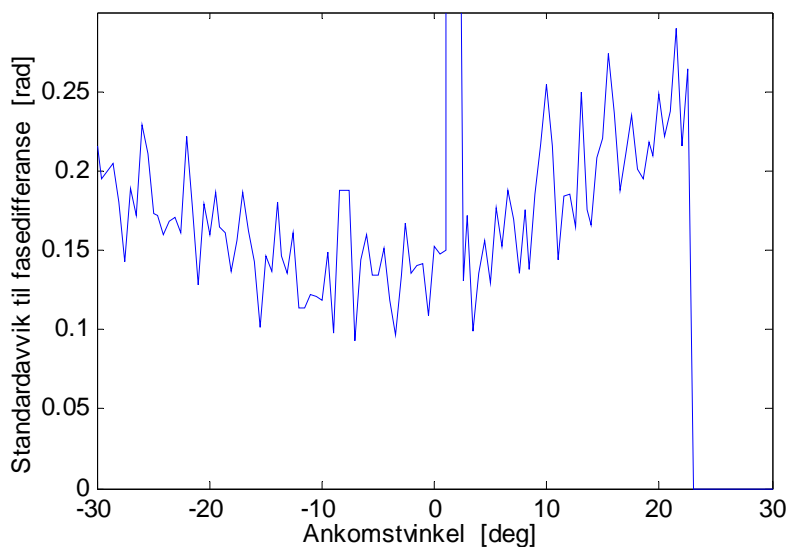
Spiralantennene ble montert parallelt med baselengde 2λ korresponderende til den antatte bærefrekvensen på 2.8 GHz. Figur 7.16 viser den målte fasedifferansen som funksjon av ankomstsvinkel.



Figur 7.16: Fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel ved ren fasemåling på ATC Gardemoen.

Figur 7.16 viser at den målte kurven avviker fra den idéelle. Dette kan skyldes at baselengden ikke var justert nøyaktig nok. Det er også mulig at bærefrekvensen til radaren ikke stemte nøyaktig overens med tunerfrekvensen på 2.8 GHz. Ved bredside og mot slutten av kurven er henholdsvis en topp og et platå synlig. Det oppsto lagringsproblemer med oscilloskopet på disse stadiene i måleserien, som tilsynelatende har påvirket innholdet i datafilene. Det er uklart hva som var opphavet til disse problemene. Kurven viser forøvrig et forløp stemmer godt med tidligere måleserier i denne rapporten.

Figur 7.17 viser standardavviket til fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



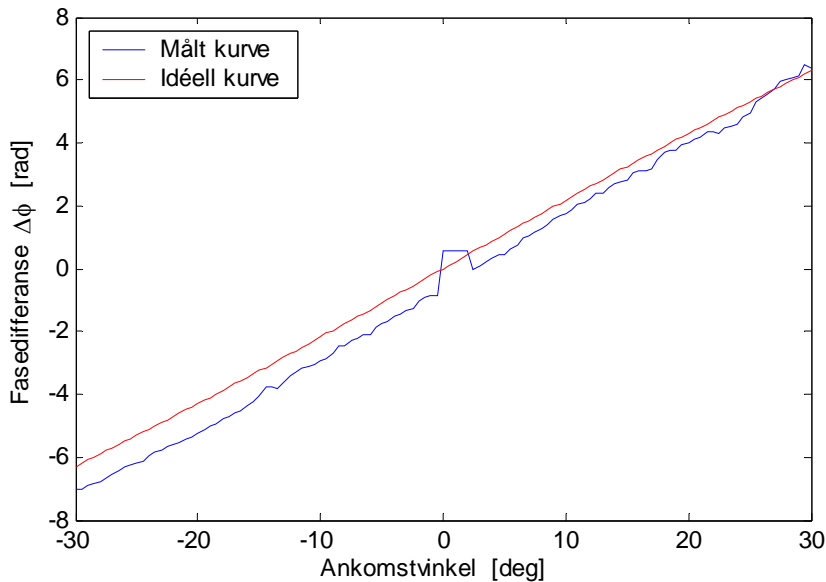
Figur 7.17: Standardavvik til fasedifferanse ved ren fasemåling på Gardemoen ATC radar

Figuren ovenfor er sammenlignbar med tilsvarende sammenhenger fra de tidligere måleseriene.

Det er imidlertid interessant å merke seg trenden med at standardavviket synker inntil antennene er rettet direkte mot radaren. Dette har sannsynligvis sammenheng med at SNR blir lavere når hovedloben ikke peker direkte mot emitter.

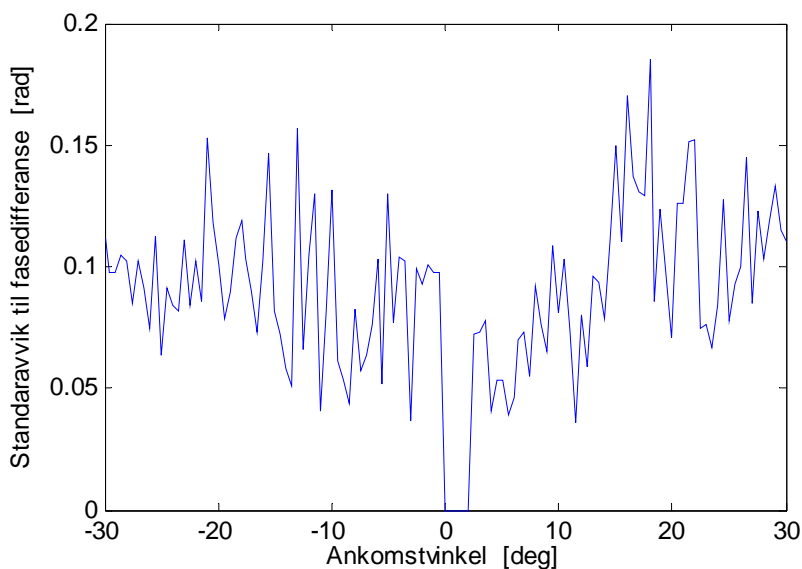
7.2.2 Amplitudemonopuls kombinert med fasemålinger

Spiralantennene ble vinklet 45° fra senterlinjen. Figur 7.18 viser middelverdien til fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 7.18: Fasedifferanse som funksjon av ankomstvinkel.

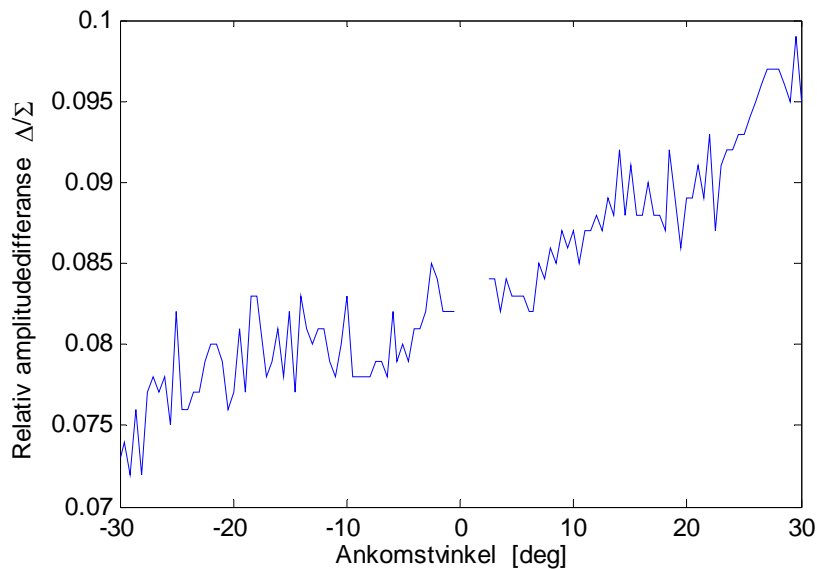
Figur 7.18 bærer preg av at det oppsto lagringsproblemer også i denne måleserien, som resulterte i den synlige uregelmessigheten nær nullinjen. Figur 7.19 nedenfor viser standardavviket til fasedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 7.19: Standardavvik til fasedifferansen ved kombinasjon av fasemåling og amplitudemonopuls på Gardermoen ATC-radar.

Det er vanskelig å finne egenskaper ved kurven i [Figur 7.19](#) som skiller seg fra resultatene av tidligere målinger i denne rapporten.

[Figur 7.20](#) viser den relative amplitudedifferansen som funksjon av ankomstvinkel.



Figur 7.20: Relativ amplitudedifferanse som funksjon av ankomstvinkel målt på ATC radar Gardemoen

[Figur 7.20](#) ovenfor viser en usymmetrisk sammenheng med en klar tendens til å stige som funksjon av ankomstvinkel. Kurven viser også stor grad av rippel.

8 OPPSUMMERING OG KONKLUSJON

Målingene som er presentert i denne rapporten viser sammenhenger som er fornuftige og samsvarer med hva som kan forventes ut fra kjent teori.

Introduksjon av tuner for nedkonvertering til mellomfrekvens ga ingen synlige problemer med tanke på måling av fasedifferanse.

Bruk av amplitudesammenlikning for å oppløse flertydigheter ved interferometri virker lovende. Dette skyldes hovedsakelig at fasedifferansekarakteristikken i stor grad ivaretas også ved vinkling av antennene. Det synes imidlertid som om riktig vinkling av antennene er avgjørende for at metoden skal kunne fungere, da vinkelen som velges er strengt avhengig av strålmønsteret til antenntypen som anvendes.

Alle måleseriene ble utført med 2λ baselengde, hvilket resulterer i 4 flertydigheter innenfor en sektor på $\pm 90^\circ$. Det betyr at amplitudebasert retningsbestemmelse må kunne utføres med større nøyaktighet enn $\pm 22.5^\circ$ for å identifisere hvilken flertydighetscelle emitter befinner seg innenfor. De nedre grensene for usikkerhet som ble beregnet i avsnitt 7.1.2.2 ligger godt innenfor dette kravet.

Målemiljøet ser ut til å legge sterke føringer på usikkerheten ved måling av fasedifferanse. Det ser ut til å være spesielt viktig at beregningene baseres på pulser som stammer fra emitterens hovedlobe, slik at innvirkningen av flerbaneutbredelse minimaliseres.

APPENDIKS

A.1 Forkortelser

A/D	Analog/Digital
ATC	Air Traffic Control
BPF	BåndPassFilter
COTS	Commercial Of-The-Shelf
DFT	Direct Fourier Transform
ESM	Electronic Support Measures
FFT	Fast Fourier Transform
I	In-phase
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	LavPassFilter
PC	Personal Computer
Q	Quadrature-phase
MF	Mellomfrekvens
RF	Radio Frequency
SNR	Signal-to-Noise Ratio

Litteratur

- (1) Hammerstad, Jan (2002): Metoder for retningsbestemmelse av radarsignaler, FFI/Rapport-2002/03148, Ugradert
- (2) Barton, David K. (1977): Monopulse radar, Artech house, Norwood, 344.
- (3) Proakis, John G og Manolakis, Dimitris G (1989): Introduction to digital processing, Macmillan Publishing Company, New York, 944.