

FFI RAPPORT

METODER FOR RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARSIGNALER

HAMMERSTAD Jan

FFI/RAPPORT-2002/03148

FFIE/816/113

Godkjent
Kjeller 22. august 2002

Torleiv Maseng
Forskningsjef

**METODER FOR RETNINGSBESTEMMELSE AV
RADARSIGNALER**

HAMMERSTAD Jan

FFI/RAPPORT-2002/03148

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

FORSVARETS FORSKNING SINSTITUTT (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-2002/03148	2) SECURITY CLASSIFICATION UNCLASSIFIED	3) NUMBER OF PAGES 49
1a) PROJECT REFERENCE FFIE/816/113	2a) DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE -	
4) TITLE METODER FOR RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARSIGNALER 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:		
a) <u>Electronic support measures</u>		IN NORWEGIAN:
b) <u>Direction finding</u>		a) <u>Elektroniske Støttetiltak</u>
c) <u>Radar</u>		b) <u>Retningsbestemmelse</u>
d) <u>DOA</u>		c) <u>Radar</u>
e) <u>AOA</u>		d) <u>Ankomstretning</u>
		e) <u>Ankomstvinkel</u>
THESAURUS REFERENCE:		
8) ABSTRACT This report deals with some basic concepts within the realms of radar signal direction finding. The purpose of the report is to provide a brief reference to the most common methods and create a starting point for the further activity in NDRE project 816/KREST. Both sequential and simultaneous lobing have been considered. The main conclusion of the report is that research on array techniques (i.e. interferometry and TDOA-analysis) should be stressed at this point while activity in the field of amplitude based direction finding should be relaxed.		
9) DATE 22. august 2002	AUTHORIZED BY This page only Torleiv Maseng	POSITION Director of Research

ISBN 82-464-0644-2

UNCLASSIFIED

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE
 (when data entered)

INNHOLD

	Side	
1	INNLEDNING	7
2	GENERELT OM RETNINGSBESTEMMELSE	7
2.1	Fjernfeltet	8
2.2	Retningsangivelse	8
2.3	Den grunnleggende måleoppstillingen	9
2.4	Feilkilder knyttet til bølgeutbredelse	9
3	ANTENNESYSTEMET	10
3.1	Direktivitet og effektivt areal	11
3.2	Bredbåndsantenner	12
3.2.1	Logperiodiske antenner	12
3.2.2	Plane spiralantenner	13
3.2.3	Elektromagnetiske horn	14
3.2.3.1	TEM horn	14
3.2.4	Reflektorantenner	14
4	ESM MOTTAGERE	15
4.1	Sannsynlighet for avskjæring (POI)	15
4.2	ESM-fordelen	15
4.3	SNR og mottatt energi	15
4.4	Støy	16
4.5	Høydirektiv og lavdirektiv retningsbestemmelse	16
4.6	Instantaneous Frequency Measurement (IFM) receiver	17
4.7	Kanalisert mottager	17
4.8	Rapidly swept superheterodyne receiver (RSSR)	17
5	SYSTEMER BASERT PÅ SEKVENSIELL LOBING	18
5.1	Mekanisk sektorielt sveip	18
5.1.1	Sidelober	21
5.1.2	Begrensninger ved mekanisk sektorielt sveip	22
5.2	Konisk sveip (Conical scan)	22
5.3	Lobeskifting (lobe switching)	23
6	SYSTEMER BASERT PÅ SIMULTAN LOBING - MONOPULS	24
6.1	Amplitudebasert simultan lobing	24
6.1.1	Amplitudebasert monopuls med reflektorantenne	25
6.1.2	Syntetisering av egnet aperturfunksjon	26
6.1.3	Amplitudebasert monopuls med kvadraturantenne	27

7	TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL (TDOA)	28
7.1	Krysskorrelasjonsmetoden	29
7.1.1	GCC	30
7.1.2	CCC	31
7.2	Fordeler og ulemper ved å benytte TDOA som parameter	32
8	FASEBASERTE METODER	33
8.1	Bølgetallsdomenet	35
8.2	Styrt respons	36
8.3	Adaptiv vekting av sampler i rom	38
8.4	Interferometri i frekvensdomenet	39
8.5	Egenverdimetoder	41
8.5.1	Multiple Signal Classification (MUSIC)	42
8.5.2	Root- MUSIC	43
8.6	ESPIRIT	44
9	DISKUSJON	44
10	KONKLUSJON	45
	Litteratur	47
	Fordelingsliste	49

METODER FOR RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARSIGNALER

1 INNLEDNING

Forsvaret har i de senere årene vist en økende interesse for passive sensorer til EK- formål. ESM er en disiplin innen EK som spesielt tar for seg bruk av passive sensorer til å utføre analyser av aktiviteten i det elektromagnetiske spektrum. I (1) defineres ESM som følgende:

”actions taken to search for, intercept, locate, record and analyze radiated electromagnetic energy for the purpose of exploiting such radiations in support of military operations”

Definisjonen ovenfor antyder at oppmerksomheten spesielt er rettet mot å avsløre, lokalisere og identifisere ulike radarer. Romlig separering av emittere er i denne sammenheng en av de viktigste opplysninger en ESM- sensor kan utnytte til å skille omtrent like signaler fra hverandre, og på denne måten få et mer realistisk trusselbilde. For en enkeltstående ESM- sensor er imidlertid lokalisering begrenset til ren retningsbestemmelse, siden det er vanskelig å bestemme avstanden til emitter med særlig grad av nøyaktighet. Det er i dag en rekke metoder en ESM- sensor kan ta i bruk for å estimere retningen til en strålingskilde som okkuperer deler av det elektromagnetiske spektrum i et gitt tidsrom.

Prosjekt 816, ”Kritiske ESM teknologier”, har blant annet som mål å bygge nasjonal kompetanse innen ESM-teknologi. Denne rapporten skal ta for seg et lite utvalg av de mest aktuelle teknikkene for retningsbestemmelse i en ESM-plattform. Rapporten skal ikke være uttømmende, men kunne fungere som en enkel og kortfattet oppsummering av de mest kjente metodene. Den videre aktiviteten til prosjekt 816 innenfor fagområdet retningsbestemmelse vil bli innledet.

2 GENERELT OM RETNINGSBESTEMMELSE

Elektromagnetiske bølger utbrer seg i frittrom med en hastighet nær lysets ($2.99 \cdot 10^8$ m/s). Strålingens intensitet er avhengig av retning og avstand fra en virkelig emitter. Flater i rommet hvor den elektromagnetiske bølgen har samme fase, kalles ekvifaseflater. Den ledende ekvifaseflaten kalles ekvifasefronten eller bølgefronten. Hvert punkt på ekvifasefronten kan tilskrives en bestemt krumningsradius og et krumningscenter.

2.1 Fjernfeltet

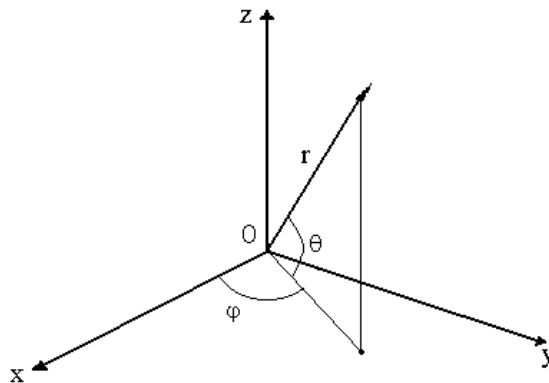
Dersom observasjonspunktet befinner seg i en avstand fra kilden som er svært stor, er det mulig å anta at bølgefronten er tilnærmet plan. Denne forenklingen kan rettferdiggjøres, siden krumningsradien i hvert punkt på ekvifasefronten er økende med avstanden fra kilden, og til slutt kan regnes for å være uendelig stor. Retningsbestemmelse av radarsignaler foregår som regel i fjernfeltet til emitter hvor denne antagelsen holder. En vanlig måte å forsikre gyldigheten av fjernfeltilnærmingen formuleres i kriteriet for Fraunhoferdiffraksjon:

$$R > \frac{D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

der R er avstanden fra strålingskilden, D er strålingskildens aperturdiameter og λ er bølglengden til strålingen. Formelen gir uttrykk for at fjernfeltet er kvadratisk avhengig av strålingskildens utstrekning, og omvendt proporsjonal med bølglengden.

2.2 Retningsangivelse

Retningen til en emitter kan entydig identifiseres ved hjelp av to ortogonale vinkler i et sfærisk koordinatsystem. De to koordinatene blir ofte betegnet med de greske bokstavene φ og θ kalt henholdsvis asimutal vinkel og elevasjonsvinkel. Dersom retningen bare skal oppgis i ett plan (2D) benyttes kun en av de to vinklene. Koordinatsystemet i Figur 2-1 definerer størrelsene.

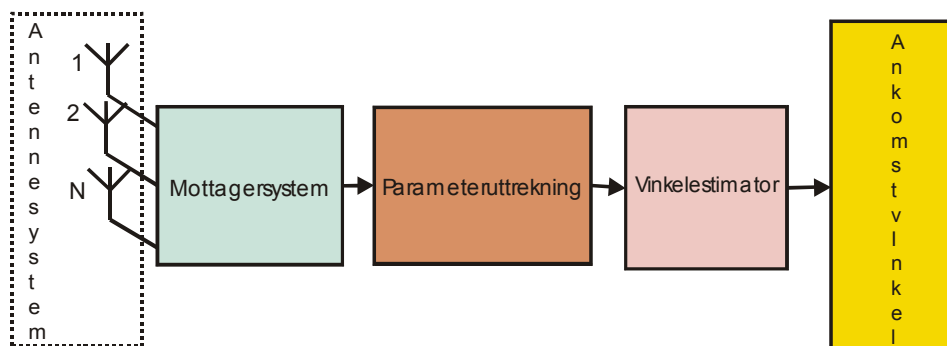


Figur 2-1: Sfærisk koordinatsystem med retningsangivelse.

Avstanden r til emitter er som regel ikke tilgjengelig siden propagasjonstiden frem til ESM-sensor ikke er kjent. Den entydige ankomstretningen (DOA) til emitter i 2D eller 3D angitt i et sfærisk koordinatsystem kalles ankomstvinkelen (AOA).

2.3 Den grunnleggende måleoppstillingen

I grove trekk kan en måleoppstilling for retningsbestemmelse av elektromagnetiske bølger illustreres ved hjelp av følgende blokk skjema:



Figur 2-2: Blokk skjema av en generell måleoppstilling for retningsbestemmelse.

Sensoren involverer et antennesystem som er tilkoblet et mottagersystem. Etter mottagersystemet følger en parameteruttrekning hvor egenskaper ved signalet som kan knyttes til ankomstretningen blir kartlagt og beskrevet. Til slutt i prosessen vil en diskriminator utnytte de uttrukne parametrene til å estimere ankomstretningen til RF-signalet.

2.4 Feilkilder knyttet til bølgeutbredelse

Et radarsignal propagerer i et medium som kan karakteriseres ved en gitt magnetisk permeabilitet μ og en elektrisk permittivitet ϵ . Størrelsene er generelt komplekse og varierer med tetthet, trykk og luftfuktighet. Dersom størrelsene kan karakteriseres med en imaginærdel som er ulik null, vil signalenergien bli absorbert. Atmosfærisk absorpsjon forbindes spesielt med ulike hydrometeorer som regn, hagl eller snø, men regnes ikke som et spesielt truende fenomen i ESM-sammenheng. Derimot kan fenomener knyttet til bølgebrytning være av stor betydning for mottak og retningsbestemmelse av et signal. Den atmosfæriske refraktiviteten er definert ved at :

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (2.2)$$

der brytningsindeksen $n = \sqrt{\epsilon\mu}$. Den atmosfæriske brytningsindeksen er en funksjon av temperatur, trykk og partialtrykket til vanddamp. Generelt avtar brytningsindeksen tilnærmet eksponensielt med økende høyde fra jordoverflaten. Normalt ligger gradienten på om lag -157 N/km (6). Brytningen ved normale forhold arter seg slik at elektromagnetiske bølger i en radars frekvensområde avbøyes med en krumningsradius som tilsvarer om lag en $4/3$ jordradius. Avstanden til radarhorisonten er med andre ord generelt større enn til den optiske horisonten.

Siden atmosfæren ikke er homogen vil et elektromagnetisk bølgetog som er distribuert i rommet oppleve varierende propagasjonsbetingelser. Det er prinsipielt to brytningsfenomener som har innvirkning på signalpropagasjonen:

- ”Ducting” representerer tilfellet hvor gradienten til brytningsindeksen i atmosfæren er spesielt lav ($< -157 \text{ N/km}$), slik at mediet avtar raskere i optisk tetthet enn normalt. Siden elektromagnetiske bølger brytes i retning av større optisk tetthet vil krumningen bli større og radarhorisonten vil flyttes til en større avstand enn normalt. Den økede krumningen vil føre til at AOA blir en annen enn ved normale forhold.
- Underbrytning, eller ”sub refraction”, representerer det motsatte av ducting. Dersom brytningsgradienten er høyere enn normalt ($> -157 \text{ N/km}$) vil krumningen bli mindre, og avstanden til radarhorisonten vil bli kortere enn $4/3$ av jordradien.

Ankomstvinkelen til strålingen er med andre ord generelt ulik retningen til emitter.

Elektromagnetiske bølger reflekteres i ulik grad fra forskjellige strukturer i topografien. Direktesignalet og refleksene vil adderes konstruktivt eller destruktivt ved en avskjærende sensor. Siden de reflekterte komponentene også er tidforsinkede i forhold til direktekomponenten, vil flerbaneutbredelse (”multipath”) også virke dispersivt. Et målesystem kan under slike betingelse stå i fare for å oppfatte én emitter som flere geografisk distribuerte signalkilder. Virkningene av flerbaneutbredelse kan være svært ødeleggende for en passiv sensors evne til å retningsbestemme utsendelser.

Et annet fenomen som kan være av betydning for en ESM-sensor er diffraksjon. Diffraksjon omfatter alle fenomener knyttet til at elektromagnetiske bølger propagerer i buet linje omkring hindringer med bølgeimpedans som skiller seg fra omgivelsene. Fenomenet er mer fremtredende for lave frekvenser enn høye. Diffraksjon fører til at stråling som passerer skarpe strukturer i topografien blir avbøyet.

3 ANTENNESYSTEMET

Antennesystemet til en ESM-sensor representerer første kobling mellom sensorens mottagersystem og propagasjonsmediet, og dets utforming vil i stor grad være bestemt av hvilken målemetode som benyttes. Antennesystemet til en retningsbestemmende ESM-sensor kan bestå av ett eller flere elementer. Det skilles mellom enkelportsystemer og multiportsystemer. I et enkelportsystem har antennesystemet ett sett terminaler, mens det i multiportsystemer er to eller flere. Fordelen ved enkelportsystemer ligger først og fremst i at det totalt sett kan benyttes relativt få komponenter ved å sammenlikne målinger som er tatt sekvensielt i tid. En stor ulempe ved sekvensielle metoder er imidlertid at målingene som legges til grunn i retningsestimater ikke stammer fra samme porasjon av signalet.

Et antennesystem som er sammensatt av flere drivende elementer med hvert sitt terminalpar kalles en multiportantenne. Hensikten med multiportantenner er at ulike antennemønstre kan genereres avhengig av hvilke porter som er i bruk. Multiportsystemer kan på denne måten basere retningsmålinger på en sammenlikning av emittersignalet mottatt i ulike antennemønstre, uten å bevege strukturen mekanisk. Dersom sammenlikningen skjer simultant er det også mulig å oppnå høyere nøyaktighet enn med enkelportsystemer fordi mer energi mottas i løpet av samme integrasjonstid. Signalformene som måles fra hvert sett med terminaler vil også være grunnleggende like.

Multiportsystemer setter store krav til enkeltelement i antennekonfigurasjonen, slik at det generelt er små toleranser ved produksjon. Det er viktig at alle antenneelementene som inngår har tilnærmet like impedanseegenskaper over den aktuelle båndbredden. Denne rapporten vil senere gi en kort oppsummering av egenskapene til de vanligste typene.

3.1 Direktivitet og effektivt areal

Noen antenner er mer retningsvirkende enn andre. Som en nyttig teoretisk referanse er det vanlig å tenke seg en antenne som stråler like høy effektetthet i alle retninger. En slik antenne sies å være isotrop. Det er imidlertid ikke funnet løsninger av maxwells likninger som beskriver en slik strålingskilde. Virkelige antenner må stråle med høyere intensitet i noen deler av rommet enn andre. Forholdet mellom den utstrålte effektettheten til en antenne i en gitt retning og den utstrålte effektettheten til en referanseantenne i samme retning, kalles direktivitet. Dersom referanseantennen er isotrop, defineres absolutt direktivitet ved hjelp av følgende uttrykk:

$$G(\varphi, \theta) = \frac{p_r(\varphi, \theta)}{P/4\pi r^2} \quad (3.1)$$

der $p_r(\varphi, \theta)$ er strålingsintensiteten i retningen angitt av koordinatene i en avstand r , og P er den totale effekten som mates til antennen.

Praktiske referanseantenner er som regel rundstrålende og teoretisk veldokumenterte. Gode eksempler er en halvbølgedipol eller en kvartbølgedipol over et perfekt ledende grunnplan. Dersom ikke annet er spesifisert, oppgis som regel direktiviteten til en antenne for retningen der verdien er høyest.

En antennes effektive areal i en gitt retning defineres i (2) som forholdet mellom den tilgjengelige effekten målt ved terminalene og effekten per arealenhet til en parallelt innfallende plan bølge med samme polarisasjon som antennen. En antennes effektive areal kalles også effektiv apertur, og kan relateres til direktivitet gjennom relasjonen:

$$G(\varphi, \theta) = \frac{4\pi A_{\text{eff}}(\varphi, \theta)}{\lambda^2} \quad (3.2)$$

Effektivt areal er et viktig begrep for å kunne vurdere et antennesystems direktive egenskaper sett i forhold til dens fysiske størrelse.

De fleste antenner er resiproke komponenter. Resiprositet innebærer i antennesammenheng at antennens spenningsrespons som funksjon av ankomstvinkel er lik både i aktiv og passiv modus. Dette er en svært viktig sammenheng, siden den gjør det mulig å betrakte en antenne som sender eller mottar avhengig av hva som eventuelt gir en analytisk fordel.

3.2 Bredbåndsantenner

En antenne representerer kretsmessig en kompleks impedans, og kan sammen med lasten tilskrives en frekvensavhengig overføringsfunksjon. Betingelsen for optimal overføring av effekt fra propagasjonsmedium til last, er gitt ved at:

$$Z_s = Z_l^* \quad (3.3)$$

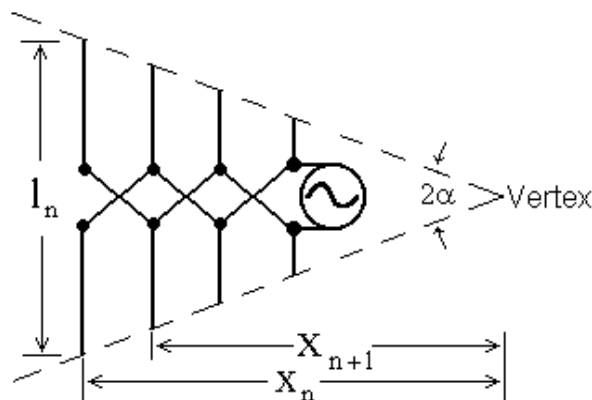
der Z_l er lastens impedans og Z_s er antennens indre strålingsimpedans.

I ESM er det ofte ønskelig at antennen skal kunne brukes over et flere dekader stort frekvensområde. Å konstruere slike antenner dreier seg hovedsaklig om å syntetisere geometriske strukturer ut fra Maxwells likninger som resulterer i at impedansen målt mellom to terminaler kan tilpasses den aktuelle lasten over det operative frekvensområdet. Innen ESM er det i dag et fåtall typer antenner som brukes flittig.

3.2.1 Logperiodiske antenner

Logperiodiske antenner utnytter at en struktur ved en gitt skalering $1/\tau$ kan gi samme impedanseegenskaper målt ved to definerte terminaler ved frekvensene f og τf . Dette medfører at impedansen gjentas periodisk med logaritmen av den operative frekvensen.

En rekke med koplanare halvbølgedipoler montert etter oppadstigende lengde fra et drivende punkt, kan konstrueres etter et logperiodisk prinsipp. Figur 2-1 på neste side illustrerer geometrien til en logperiodisk dipolrekke (LPDA):



Figur 3-1: Prinsippkisse av en LPDA.

Avstanden mellom den n -te halvbølgedipolen og vertex er angitt i Figur 3-1 ved størrelsen X_n . Lengden til den n -te dipolen er angitt som l_n . Avstanden mellom elementene følger sammenhengen (3):

$$\frac{X_{n+1}}{X_n} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \tau \quad (3.4)$$

der τ er konstant.

En LPDA er lineært polarisert og har vanligvis en direktivitet på omkring 7 dBi. Lobe bredden i det kopolare planet og det krysspolare planet er som regel omkring henholdsvis 70 og 110°. Ved passende valg av parameteren τ vil lobe bredden i begge polarisasjonsplan være en tilnærmet konstant funksjon av frekvens. Båndbredden begrenses oppad av lengden til den korteste halvbølgedipolen, og nedad av lengden til den lengste halvbølgedipolen. Antallet dipoler bestemmes ut fra det totale frekvensområdet, og parameteren τ . Perioden vil være gitt ved $\ln(1/\tau)$. Dersom τ kan settes lik én, vil perioden være null og antennen vil være frekvensuavhengig. I praktiske konstruksjoner vil imidlertid τ typisk ha en verdi mellom 0.8 og 0.95 (3).

Strålingen til en LPDA genereres og mottas hovedsakelig i nærheten av halvbølgedipolen som svarer til signalets bølgelengde. Det geometriske tyngdepunktet i dette aktive området kan kalles antennens effektive fasesenter. Siden det effektive fasesenteret er frekvensavhengig vil ulike frekvenskomponenter i et signal bli faseforskjøvet ulikt. Fenomenet kalles dispersjon og kan være svært ødeleggende for eventuell etterprosessering.

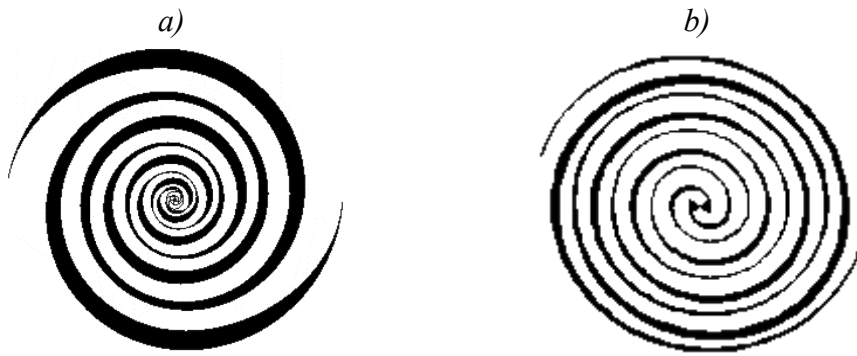
Bruksområdene til LPDA-antenner er stort. Elementene kan benyttes alene (Stand Alone), kombineres i en rekke eller mate en reflektorantenne.

3.2.2 Plane spiralantenner

En antennes strålingsmønster er bestemt av dens geometriske utforming og dimensjoner målt i antall bølgelengder. Dersom antennen ved en vilkårlig skalering omvandles til en struktur som er identisk med utgangspunktet, vil dens egenskaper være ivaretatt for en tilsvarende skalering av bølgelengde. Antennens geometri kan i så fall beskrives helt og holdent ved hjelp av vinkler, og ikke ut fra noen bestemt utstrekning (3). Slike antenner sies å være ekviangulære.

Logspiralantenner er lavdirektive sirkulært polariserte antenner, som svært ofte anvendes til Ek-formål på grunn av den svært store båndbredden som kan oppnås. Strålingsmønsteret dekker normalt noe mer enn en halvkule. En logspiralantenne består i utgangspunktet av en senterdreven dipolantenne hvor hver av armene på hver side av drivepunktet er bøyet samme retning i en spiralform. Avstanden mellom armene øker med en fast faktor etter som antall omdreininger øker. Utformingen til en toarmet logaritmisk spiral er illustrert i Figur 3-2 a).

En arkimedesspiralantenne kjennetegnes ved at økningen i avstand mellom spiralarmene er konstant for hver nye omdreining. En slik antenne er svært bredbåndet, men kan ikke regnes for å være frekvensuavhengig. Figur 3-2 b) nedenfor illustrerer mønsteret til en toarmet arkimedesspiral.



Figur 3-2 a) og b): Konseptuelle skisser av henholdsvis en logaritmisk spiral og en arkimedesspiral.

Vanlige bruksområder for spiralantenner er i lavfølsomme sensorer som har høy romlig POI, eksempelvis radarvarslere. Spiralantenner brukt i radarvarslere dekker typisk frekvensområdet 2- 18 GHz

3.2.3 Elektromagnetiske horn

Et elektromagnetisk horn representerer en bølgeleder som termineres i det frie rom. Det har lenge vært kjent at den nedre grensefrekvensen til en rektangulær bølgeleder kan senkes ved å introdusere en kapasitiv last i form av en kam langs hver av de to bredveggene. Intuitivt kan dette forklares ved at bølgelengden er kortere i det dielektriske mediet, slik at bølgelederen støtter høyere moder. Samme idé kan anvendes på et elektromagnetisk horn. Et dielektrisk medium innføres som en forlengelse av kamstrukturen fra bølgelederens hals ut til hornets munning (apex). Tykkelsen til den dielektriske forhøyningen bør øke proporsjonalt med bredden til bølgelederen. Den maksimale båndbredden er bundet av den korteste mulige avstanden mellom forhøyningene, som igjen begrenses av den maksimale effekten antennen må være i stand til å håndtere. I ESM vil antenner bare benyttes passivt, slik at effektbegrensninger ikke er av særlig betydning. Elektromagnetiske horn oppfyller ikke kravene til frekvensuavhengighet, siden direktiviteten øker i stor grad fra lave mot høye frekvenser.

3.2.3.1 TEM horn

TEM står for Transverse Electric and Magnetic, og henspiller på moder hvor både den elektriske og den magnetiske feltvektoren står normalt på propagasjonsretningen i en bølgeleder. En TEM-bølgeleder er spesiell fordi den ikke assosieres med et cutoff-fenomen mot lavere frekvenser, slik TE- og TM-bølgeledere gjør. Koaksialkabler er eksempler på bølgeledere som støtter TEM-moder. Enkelt forklart fungerer et TEM etter dette prinsippet. Den mest fordelaktige egenskapen til TEM-horn er at de er lite dispersive, og derfor er egnet til å motta signaler med stor instantan båndbredde (4).

3.2.4 Reflektorantenner

Reflektorantenner benyttes når det er bruk for svært høy direktivitet. Idéen bak slike antenner går ut på å kollimere strålmønsteret til en moderat direktiv antenne ved å plassere den foran

et reflekterende speil. Reflektorantennen sies å være primærmattet dersom én reflektor mates direkte av et antenneelement. De vanligste primærmattede reflektorantennene benytter en parabolisk flate av et elektrisk ledende materiale som reflektor. Et parabolisk speil har den unike egenskapen at all innfallende stråling som er parallell med symetriaksen vil bli reflektert til et felles punkt, fokuspunktet.

4 ESM MOTTAGERE

Sammen med antennesystemet er hensikten at mottagersystemet skal kunne avgi signaler som samlet bevarer entydig informasjon om ankomstretningen (DOA) til den mottatte emisjonen.

4.1 Sannsynlighet for avskjæring (POI)

POI (Probability Of Intercept) er en størrelse som ofte benyttes til å angi en ESM-sensors evne til å fange opp signaler i tid og rom. Uttrykket kan til norsk oversettes som ”sannsynlighet for avskjæring”. Begrepet er viktig for forståelsen av metoder for retningsbestemmelse, siden en sensors romlige dekning er sterkt forbundet med direktiviteten til antennesystemet. Ved beregning av POI antas ofte emittersignalet å være ikke-fluktuerende, og det skilles mellom avskjæring i tid og rom.

- Hvor stor del av det totale operative frekvensområdet som dekkes til enhver tid avgjør sensorens evne til å avskjære et signal i frekvens. En mottager som sveiper et stort frekvensområde vil store deler av tiden være utenfor et båndet til et innkommende signal. På samme måte vil antennesystemets dekningsområde til enhver tid avgjøre sensorens evne til å avskjære i rom.
- Begrenset prosesseringskapasitet fører til at sensoren kan gå i metning i et tett signalmiljø. POI er derfor generelt en funksjon av antall emittere og antallet emisjoner per tidsenhet.

4.2 ESM- fordelene

Aktive sensorer benytter prefiltrering som er tilpasset signalets frekvensinnhold. Dette kan gjøres fordi signalformen er kjent og mer eller mindre veldefinert. En slik tilpasset filtrering vil maksimalisere signal-støyforholdet (SNR) før prosessering. ESM-sensorer har ingen a priori kunnskap om hva slags type signal den vil motta, og vil derfor ikke effektivt kunne filtrere bort unødvendig støy fra målingene. En ESM-sensor vil imidlertid ha en fordel fremfor en monostatisk radar ved at propagasjonsdistansen til strålingen bare er halvparten, og at nivået til det mottatte signalet avhenger av verken emitterplattformens orientering eller matrielle sammensetning. Fortrinnet ved å motta signalet enveis fører til at signalnivået ved ESM-sensoren er høyere enn ved den aktive sensoren med en faktor lik kvadratet av avstanden mellom dem.

4.3 SNR og mottatt energi

SNR er den mest avgjørende faktoren for en ESM-sensorens evne til å trekke ut hensiktsmessig informasjon fra målingene. Den totale mottatte signalenergien bestemmes av SNR og sensorens integrasjonstid. Med integrasjon menes at signalet måles over en bestemt tidsperiode. Dersom et

signal med båndbredde B observeres over en bestemt tid T , vil den mottatte signalenergien E kunne skrives på formen $E = \bar{S} \cdot T$ der \bar{S} er den midlere effekten til signalet. Produktet av signalets båndbredde B og observasjonstiden T , kalles Tid-Båndbredde Produkt (TBP). For å motta mest mulig energi er det ønskelig med et høyt tid- båndbredde produkt for en gitt signalbåndbredde. Den tilgjengelige observasjonstiden avhenger blant annet av tiden mottageren bruker til å dekke det totale frekvensområdet, emitteraktivitetens varighet og hvor lenge emitterens antennelobe bestryker antennesystemet til ESM-sensoren. Krav om kort responstid leder derfor til at systemets observasjonstid ofte velges kort. Integrasjonsteknikker kan generelt deles inn i to kategorier, nemlig koherent og ikke-koherent integrasjon.

Ved koherent integrasjon adderes målinger fra et pulset radarsignal med faseinformasjon. Siden støyen i de fleste tilfeller er tilnærmet ukorrelert vil SNR også økes. Dette illustreres ofte ved å tenke på addisjonen som en summering av vektorer i det komplekse plan. Fasen til støykomponenten vil være stokastisk, slik at støyvektoren har en tilfeldig retning for hver addisjon. Signalet vil imidlertid summeres med fasen bevart slik at alle pulsene sammen vil frembringe en større resultantvektor.

Ved ikke-koherent integrasjon adderes pulser uten faseinformasjon. SNR økes ikke i prosessen, men den totale fordelingsfunksjonen for summen av signal og støy får et lavere standardavvik.

Siden de fleste metoder bygger på en sammenlikning av flere signaler, vil også standardavviket i estimatet av AOA kunne reduseres betraktelig ved å øke integrasjonstiden. Matematiske uttrykk som beskriver betydningen av SNR på nøyaktigheten er forskjellige fra metode til metode. Noen relevante eksempler presenteres senere i rapporten.

4.4 Støy

I et målesystem vil det alltid være feilkilder som degraderer ytelsen. Blant de systematiske feilkildene er ulike former for støy et viktig bidrag. I alle elektroniske komponenter vil det genereres termisk støy samtidig som kosmisk støy eller menneskalaget interfererende elektromagnetisk stråling utenfra kan påvirke komponentene.

I tillegg til de tilfeldige bidragene til måleusikkerheten som støyen representerer vil det også eksistere systematiske svakheter som skyldes kalibreringstekniske feil. Slike feil kan være ubalanse i amplitude mellom flere kanaler, eller et faseskift som det ikke er kompensert for.

4.5 Høydirektiv og lavdirektiv retningsbestemmelse

Metoder for retningsbestemmelse i ESM er ikke svært forskjellige fra de som benyttes innen radarteknologi. Et viktig krav innen ESM er imidlertid ofte høy POI i rom og tid. Det er derfor mange ganger ønskelig å benytte antenner som er rundstrålende (omni). En omniantenne kan imidlertid ikke alene anvendes til å estimere retningen til en strålingskilde. Flere elementer må kombineres til å danne et multiportsystem.

I høydirektiv ESM er den romlige dekningen liten. For å overvåke et større område må strålingsmønsteret sveipes. Det prosesserbare signalets SNR blir imidlertid større ved

avskjæring av et signal, og virkningene av effekter som skyldes flerveispropagasjon og interferens undertrykkes. Generelt er det derfor mulig å oppnå høyere nøyaktighet ved å bruke antenner som er direktive. Spesielt vil dette gjelde amplitudebaserte systemer, siden virkemåten alene er basert på antennesystemets retningsvirkning.

4.6 Instantaneous Frequency Measurement (IFM) receiver

En enkel og kosteffektiv mottager som ofte benyttes innen ESM er av såkalt ”Instantaneous Frequency Measurement” (IFM) type. IFM mottagere er i stand til å virke over et stort RF frekvensområde samtidig som de takler signaler med stor instantan båndbredde. Stor instantan båndbredde er ofte et resultat av for eksempel pulskompresjonsteknikker og frekvensagile utsendelser. En IFM mottager kan tilby nøyaktig frekvensinformasjon fra et stort antall emittere, men er iboende signalselektiv basert på effekt. Med dette menes at mottageren kun er i stand til å måle det kraftigste av flere samtidig mottatte signaler (5). Dette er en begrensning ved IFM-mottagere som gjør dem mindre anvendelige i sammenhenger hvor signalmiljøet er spesielt tett.

4.7 Kanalisert mottager

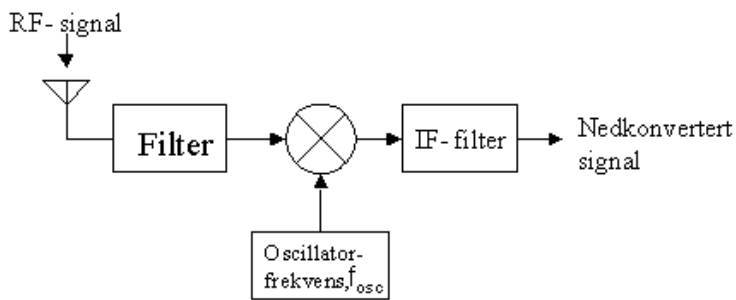
Stor RF båndbredde kan dekkes med en såkalt kanalisert mottager. En kanalisert mottager deler det totale virkebåndet inn i flere smalere bånd som overvåkes parallelt i individuelle kanaler. Hver kanal representerer en komplett radiomottager og båndpassfiltrene ved inngangene har en sammenlagt båndbredde som strekker seg over alle senderbåndene til emittere av interesse. Moderne høyytelses mottagerløsninger i ESM er som regel kanaliserte (5). Kanalisering er imidlertid relativt kostbart på grunn av det store antallet komponenter som inngår.

4.8 Krystall VIDEO (CVR)

En CVR- mottager regnes for å være blant de enkleste løsningene på markedet. CVR- mottagere dekker typisk en RF båndbredde fra 2 til 18 GHz. En svakhet ved CVR er imidlertid at overlappende signaler innenfor RF båndbredden forårsaker amplitudeforvrengning (5). Mottageren forbeholdes derfor ESM systemer som skal håndtere relativt få emittere med lav duty cycle. Grundig analyse av signalformene som fanges opp er vanskelig fordi fase- og frekvensinformasjon ikke bevares (5). En CVR-mottager er derfor kun anvendelig i sensorer som benytter amplitudebasert retningsbestemmelse.

4.8 Rapidly swept superheterodyne receiver (RSSR)

En superheterodynemottager involverer en mikser som nedkonverterer RF- signalet til et mellomfrekvensområde (IF). Nedkonverteringen foregår ved å filtrere produktet av RF-signalet og signalet fra en lokal oscillator. Videre signalbehandling er lettere å gjennomføre i mellomfrekvensområdet. Figur 4-1 illustrerer blokkskjematisk en enkel superheterodynemottager.



Figur 4-1: Enkel fremstilling av en superheterodynemottager.

For å dekke en RF båndbredde som er stor nok til ESM-formål må mottageren sveipes over hele frekvensområdet. En superheterodynemottager som sveiper raskt over en stor båndbredde kalles en RSSR. Faseinformasjon beholdes under nedkonverteringen, hvilket gjør superheterodynemottagere svært egnet til fasebasert retningsbestemmelse.

5 SYSTEMER BASERT PÅ SEKVENSIELL LOBING

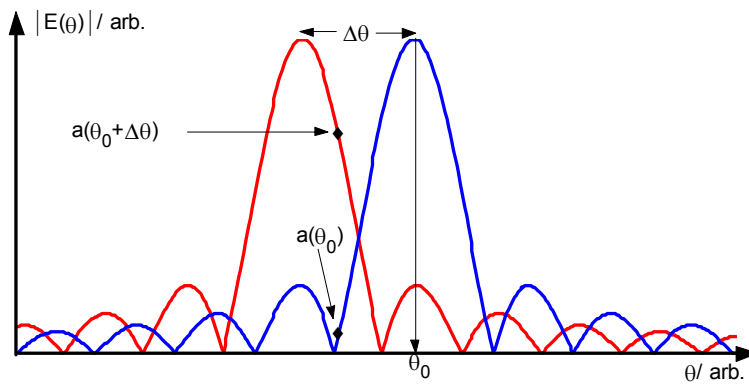
Sekvensielle metoder går først og fremst ut på å utnytte en antennes direktivitet i ett eller flere plan, og foreta målinger i serie mens antennemønsterets pekeretning endrer seg. I sekvensiell lobing baseres retningsestimater utelukkende på amplitudemålinger, som kan utføres ved hjelp av en enkelportløsning eller en multiportløsning. De er i hovedtrekk to ulike måter å bestemme ankomstreningen til radarsignaler ved sekvensiell lobing:

- Kontinuerlig sveip av et område med et direktivt antennemønster.
- Måling av ankomstvinkel ved å skifte mellom flere direkte antennemønstre, og basere estimater på en sammenlikning av signalet som mottas i hver enkelt hovedlobe.
- Denne rapporten skal kort forklare tre vanlig sekvensielle teknikker.

5.1 Mekanisk sektorielt sveip

Et todimensjonalt sveip kan utføres ved å rotere en antenne med fan beam over en forhåndsbestemt sektor i asimut eller elevasjon. Sånkalt sigma-deltametode benyttes ofte for å estimere DOA. Fremgangsmåten illustreres enklest ved å ta utgangspunkt i ett signalpar, som representerer etterfølgende målinger hvor antennen peker i to ulike retninger. Dersom emitter genererer et signal som ikke fluktuerer, kan det mottatte signalet karakteriseres ved amplituder henholdsvis $a(\theta_0)$ og $a(\theta_0 + \Delta\theta)$, målt ved pekeretning θ_0 og $\theta_0 + \Delta\theta$. Situasjonen er illustrert i Figur 5-1¹.

¹ Mønstrene i figur Figur 5-1 er på formen $|E(\theta)| \propto |\text{sinc } \theta|$. Det kan vises at en maksimalt direktiv antenne med rektangulær apertur, vil ha antennemønster på formen $\text{sinc } \theta$.



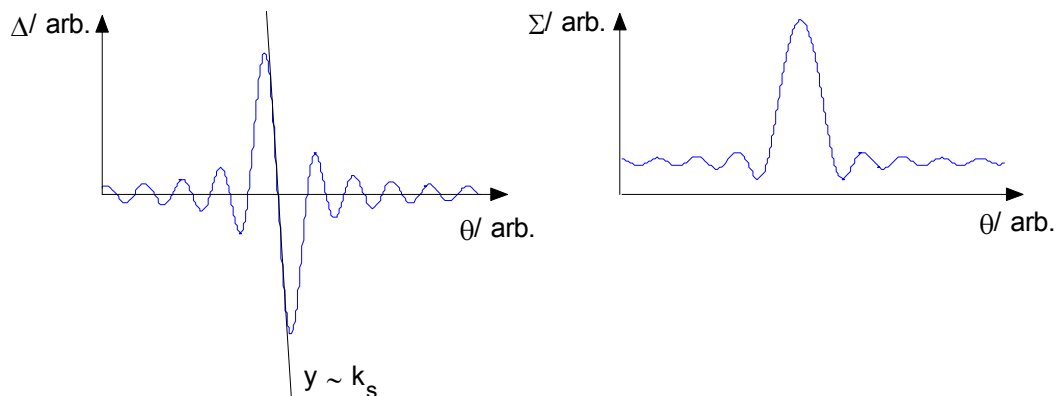
Figur 5-1: Antennemønster med skift i pekeretning.

Summen og differansen av de to målte amplitudene indikeres vanligvis med de greske bokstavene Σ og Δ og kan uttrykkes ved at

$$\Sigma = a(\theta_0) + a(\theta_0 + \Delta\theta) \quad (5.1)$$

$$\Delta = a(\theta_0) - a(\theta_0 + \Delta\theta) \quad (5.2)$$

Ved å subtrahere og addere de to antennemønstrene i figur Figur 5-1 fremstilles to hypotetiske strålingsfelt som er illustrert i Figur 5-2 a) og Figur 5-2 b):



Figur 5-2 a) og b) : Illustrasjon av hypotetiske differanse- og sumfelt ved sigma/ deltabasert sektorielt sveip.

Slik det går fram av figuren vil både sum- og differansefeltene ha sidelobes. For et signal med kjent amplitude vil retningen i prinsippet kunne finnes ut fra differansen alene, dersom emitter befinner seg innenfor vinkelen mellom de to måleposisjonene til hovedloben (squint angle). I virkeligheten vil imidlertid generelt amplituden være ukjent. Det er derfor naturlig å benytte en estimator hvor både summen og differansen inngår. Den vanligste fremgangsmåten består i å danne et forhold mellom differansen og summen:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{\mathbf{a}(\theta_0) - \mathbf{a}(\theta_0 + \Delta\theta)}{\mathbf{a}(\theta_0) + \mathbf{a}(\theta_0 + \Delta\theta)} \quad (5.3)$$

(5.3) kalles ofte relativ differanse, og er den sentrale størrelsen i sigma- deltametode. Ved sekvensiell lobing er den relative differansen en reell størrelse, siden signalene adderes og subtraheres uten faseinformasjon. (5.3) er også en odde funksjon av AOA. Den relative differansen må være entydig innenfor et intervall bestemt av squint angle. Videre er det ønskelig at den relative differansen er antisymmetrisk og mest mulig lineær nær nullaksen. Noen enkle betraktninger vil kunne gi et inntrykk av hvilke egenskaper som påvirker nøyaktigheten i retningsestimater. Stigningen til differansefeltet ved nullgjennomgangen kan uttrykkes ved at:

$$k_s = \left. \frac{\partial \mathbf{E}_\Delta}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \quad (5.4)$$

Dersom den relative differansen kan antas å være en tilnærmet lineær funksjon av ankomstvinkelen θ innenfor et fornuftig måleområde, vil følgende uttrykk kunne antas å gjelde:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} \approx k\theta \quad (5.5)$$

der k er en konstant som beskriver stigningen til den relative differansen ved nullaksen. k representerer på denne måten vinkelfølsomheten til målesystemet.

$$k = \frac{d}{d\theta} \left[\frac{\mathbf{E}_\Delta(\theta)}{\mathbf{E}_\Sigma(\theta)} \right]_{\theta=0} \quad (5.6)$$

Dersom det hypotetiske sumfeltet er symmetrisk om nulllinjen vil

$$\left. \frac{\partial \mathbf{E}_\Sigma(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} = 0 \quad (5.7)$$

Dette fører til at stigningen til den relative differansen til slutt kan uttrykkes ved den maksimale direktiviteten assosiert med sumfeltet, og stigningstallet til differansefeltet via manipulasjonen:

$$k = \left[\frac{\mathbf{E}'_\Delta(\theta) \cdot \mathbf{E}_\Sigma(\theta) - \mathbf{E}'_\Sigma(\theta) \cdot \mathbf{E}_\Delta(\theta)}{\mathbf{E}_\Sigma(\theta)^2} \right]_{\theta=0} = \frac{\mathbf{E}'_\Delta(0)}{\mathbf{E}_\Sigma(0)} = \frac{k_s}{\sqrt{G_\Sigma(0)}} \quad (5.8)$$

Følsomheten til målesystemet bestemmes altså i stor grad av differansens stigning ved nullaksen. Denne stigningen er en funksjon av antennens direktivitet og vinkelen $\Delta\theta$. Målingene av signalet foretas uten bevaring av faseinformasjon, slik at ankomstvinkelen kan bestemmes ut fra (5.5) ved substitusjon av (5.8):

$$\hat{\theta} = \frac{\sqrt{G_{\Sigma}(0)}}{k_s} \operatorname{Re}\left(\frac{\Delta}{\Sigma}\right) \quad (5.9)$$

(5.9) gir et estimat av ankomstvinkelen til et signal direkte ut fra modellen ovenfor. I mange tilfeller er det imidlertid ikke passende å benytte en lineær modell for systemets vinkelrespons, og en høyere ordens tilnærming bør vurderes.

(1) oppgir en nedre grense for standardavvik i retningsangivelse ved sektorielt sveip når SNR er høy:

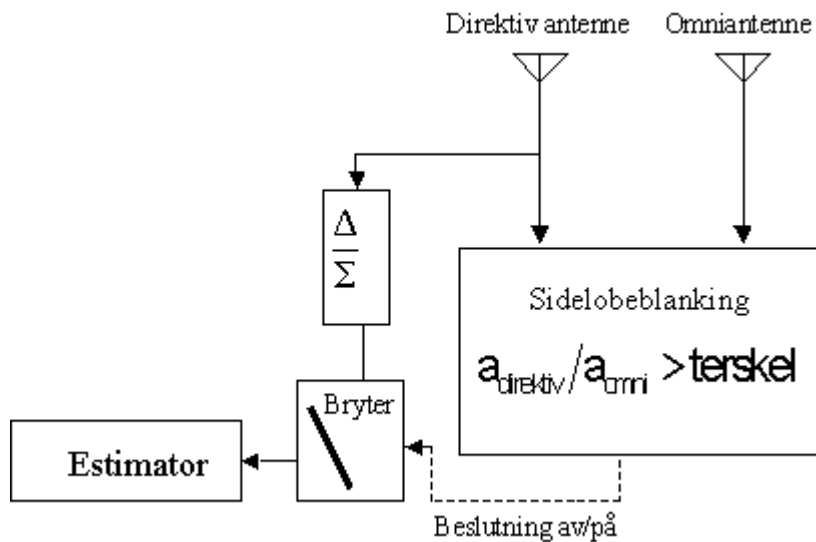
$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_{-3\text{dB}}}{k_s \sqrt{2(E/N_0)}} \quad (5.10)$$

der $\theta_{-3\text{dB}}$ er -3 dB lobebredden til sumfeltet, og k_s er stigningen til differansefeltet i nullgjennomgangen.

Nøyaktigheten i retningsestimater er altså direkte avhengig av lobebredden i planet som skal sveipes. Siden lobebredden er avhengig av direktiviteten, som igjen avhenger av signalets bølgelengde gjennom (4), er det tydelig at en sveipende sensor med høydirektiv antenne ikke kan gi like god retningsbestemmelse ved alle frekvenser. ESM-sensorer er i særklasse rammet av denne begrensningen, siden de normalt skal fungere i et signalmiljø med flere oktaver bredt RF frekvensbånd.

5.1.1 Sidelober

Sidelober i antennemønsteret er et stort problem ved sektorielt sveip. Signaler som mottas i sidelobene vil kunne mistolkes for å ankomme i retning av hovedloben. Systemer som benytter seg av sektorielt sveip tar derfor ofte i bruk informasjon fra en referansekanal for å terskle ut sidelober. Figur 5-3 illustrerer en enkel fremgangsmåte for sidelobeterskling.



Figur 5-3: Blokkskjema over en metode for å terskle ut sidelober.

Systemet som er illustrert i blokkskjemaet ovenfor sammenlikner signalet som mottas i den direkte antennen med samme signal mottatt i en omniantenne. Signalet antas å være mottatt i hovedloben kun dersom forholdet mellom signalet målt i den direkte antennen og omniantennen krysser en forhåndsbestemt terskel. For mer informasjon om sidelobeterskling anbefales det å lese FFI-rapporten ”Spesifikasjon av ESM demonstrator” (7).

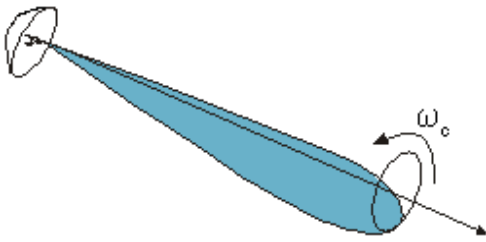
5.1.2 Begrensninger ved mekanisk sektorielt sveip

Et sektorielt sveip med en høydirektiv antenne vil bare dekke et svært lite område per tidsenhet. Dersom emitter ikke er aktiv under tiden det tar å utføre et helt sveip, vil systemet i verste fall miste et signal som sendes i retning av sensoren.

En annen begrensning ved mekanisk bevegelige deler er at det kreves regelmessig vedlikehold. Videre vil endringer i strukturens orientering kunne resultere i et at plattformen får et periodisk varierende radartversnitt. Et radarmål som varierer periodisk skiller seg fra stillestående bakgrunnsrefleksjoner (clutter), hvilket vil gjøre det enklere for aktive sensorer å oppdage plattformen.

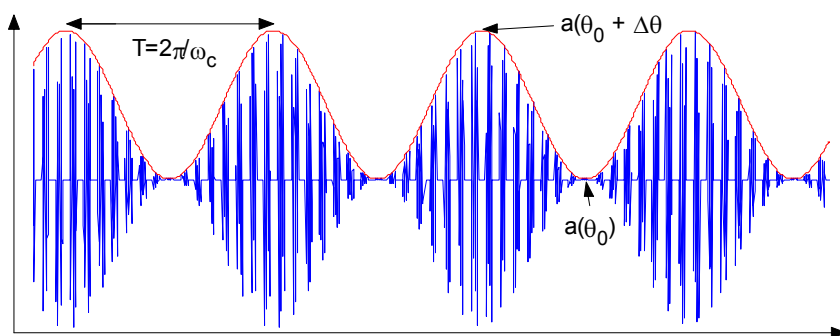
5.2 Konisk sveip (Conical scan)

Et tredimensjonalt sveip kan utføres ved å bevege hovedloben til en antenne sirkulært med en liten vinkel fra rotasjonsaksen. Linjen fra antennen til dens direktivitetsmaksimum skraverer ut en kon flate i rommet. Metoden kalles derfor konisk sveip (engelsk: ”conical scan”). Figur 5-4 illustrerer sveipemønsteret:



Figur 5-4 : Illustrasjon av konisk sveipemønster.

Sveipet foretas kontinuerlig og periodisk. Dersom systemet mottar et signal med ankomstretning skjevt på akse, vil signalet amplitudemoduleres tilnærmet sinusoidalt med frekvens $f_c = \omega_c / 2\pi$. Figur 5-5 illustrerer et pulstog som amplitudemoduleres med sveipefrekvensen f_c .



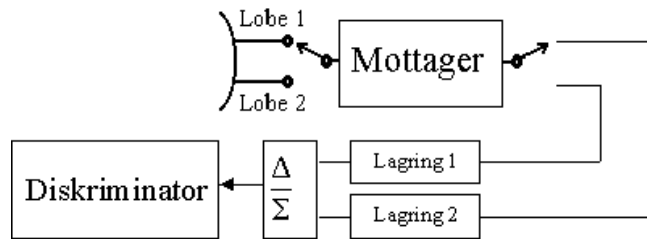
Figur 5-5 : Amplitudemodulert pulstog. I virkeligheten vil PRF være mye høyere enn sveipefrekvensen. I figuren er sveipefrekvensen overdrevet av illustrative hensyn.

Prosesseringen kan foregå ved hjelp av sigma- deltametode på samme måte som ved sektorielt sveip. Amplitudeverdiene som legges til grunn i summen og differansen er maksimalverdien og minimalverdien til det modulerte signalet. Deteksjonen av amplitudens maksimum identifiserer stadiet i sveipet og dermed planet som resultatet av sigma-deltametoden skal gjelde for.

Konisk sveipende systemer kan være praktiske i situasjoner hvor retningsbestemmelse av radarutsendelser skal skje over et lite volum. Tradisjonelt har konsisk sveip primært blitt benyttet av radarsystemer. Det har imidlertid vært laget ESM-sensorer som utnytter dette prinsippet (3). Siden metoden er høydirektiv, vil den ikke være egnet til anvendelser som krever høy romlig POI.

5.3 Lobeskifting (lobe switching)

Sektorielle og koniske sveip kjennetegnes ved at antennen beveges mekanisk på en slik måte at hovedloben bstryker dekningsområdet kontinuerlig. Det eksisterer imidlertid andre metoder hvor det elektrisk skiftes mellom to eller flere antennemønstre før hvert estimat. Dette kan enten gjøres ved å skifte mellom tilkoblinger til ulike antenner, eller mellom portene til en multiportantenne. Denne typen teknikk benyttes ofte når det er ønskelig å benytte amplitude som måleparameter, men redusere antall mottagere til et minimum. En annen fordel er at systemet ikke behøver å ha mekanisk bevegelige deler. I Figur 5-6 er det presentert et illustrerende blokkskjema.



Figur 5-6 : Blokkskjema over et system for lobeskifting.

Proessen i Figur 5-6 er stort sett helt lik som ved sektorielt sveip. Antennemønstrene er imidlertid generelt ulike i form, hvilket skyldes at slike systemer ofte benytter en reflektorantenne som vekselvis belyses av to eller flere mateantenner lateralt forskjøvet fra reflektoraksen. Symmetri i antennens strålmønster vil i en slik konstruksjon ikke være ivaretatt.

6 SYSTEMER BASERT PÅ SIMULTAN LOBING - MONOPULS

Dersom emittersignalet mottas i ulike antenne-lober og sammenliknes samtidig, kalles metoden simultan lobing. Simultan lobing impliserer derfor et system med parallell signalbehandling. Antallet mottagere ved parallell prosessering er proporsjonalt med antall kanaler, hvilket gir utslag i høyere systemkostnader.

Simultan lobing forbindes med begrepet ”monopuls”. Det heter seg at at ordet ”monopuls” har ulik betydning avhengig av hvem som bruker det, og i hvilken sammenheng det brukes [9]. En naturlig tolkning kan være at begrepet omfatter systemer som ved mottak av kun én puls er i stand til å estimere retningen til en emitter med rimelig grad av nøyaktighet. I praksis vil en slik forståelse imidlertid ikke være hensiktsmessig, siden virkelige systemer i de fleste tilfeller er nødt til å benytte en eller annen form for integrasjon. Det er riktigere å si at monopulssystemer henter retningsinformasjon fra hver og en av pulsene den mottar før det gis et endelig estimat. Hvor nøyaktig estimatet er vil avhenge av SNR, antall kanaler, antall integrerte pulser, antennekonstruksjon og signalformen. ”Monopuls” definerer altså en klasse av metoder, og sier lite om sensorens ytelse.

I litteraturen skiller det mellom tre ulike monopulsteknikker, nemlig amplitudebasert monopuls, fasebasert monopuls og kombinasjonsmonopuls. Amplitudebasert monopuls vil bli forklart i avsnitt 6.1. Fasebasert monopuls er ekvivalent med interferometri, og vil bli behandlet i kapittel 8. Kombinasjonsmonopuls er en hybridteknikk hvor både amplitudeinformasjon og faseinformasjon benyttes for å bestemme DOA. Det er derfor mulig å forstå metoden ut fra hvordan amplitude- og fasebasert monopuls virker hver for seg. Kombinasjonsmonopuls vil ikke bli forklart nærmere i denne rapporten.

6.1 Amplitudebasert simultan lobing

I amplitudebasert monopuls er det vanlig å ta utgangspunkt i sigma-deltaprosessering. Fremgangsmåten har store likhetstrekk med de tidligere nevnte amplitudebaserte sekvensielle metodene, med forskjellen at amplitudeverdiene som inngår i summen og differansen blir målt samtidig. Det må derfor dedikeres en mottager til hver antenneport. I et tilfelle hvor det er kun to

kanaler til rådighet vil signalet i hver kanal kunne skrives på formen:

$$A(t) = A_0(t) e^{i\phi_A(t)} \quad (6.1)$$

$$B(t) = B_0(t) e^{i\phi_B(t)} \quad (6.2)$$

Ved ren amplitudesammenlinking vil det ikke bli tatt hensyn til signalenes fase ($\phi_A = \phi_B$), slik at den relative differansen kan uttrykkes som en reell størrelse på formen:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{A_0(t) - B_0(t)}{A_0(t) + B_0(t)} \quad (6.3)$$

Den relative differansen er reell kun dersom antennesystemet har et tilnærmet definert fasesenter. Derfor er det naturlig å ta utgangspunkt i strukturer som har en tilnærmet kontinuerlig apertur. Summen og differansen dannes direkte ut fra antennesystemets to modi, som representerer et odde og et like strålingsfelt. Som oftest vil en amplitudebasert monopulsantenne være et kvadraturantennesystem slik illustrert i Figur 6-2, eller en reflektorantenne som mates av to eller flere koaksiale mateantenner.

6.1.1 Amplitudebasert monopuls med reflektorantenne

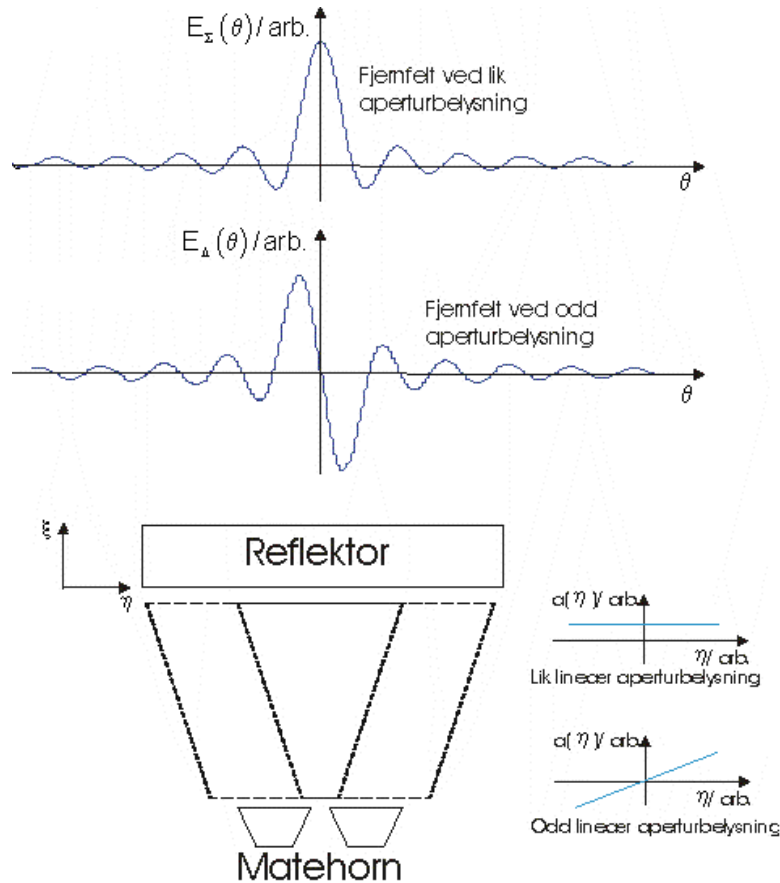
Amplitudebasert monopuls gir høyest nøyaktighet ved bruk av høydirektive antenner, på bekostning av dekningsområde. De vanligste høydirektive amplitudebaserte systemene benytter en reflektorantenne som mates av flere koaksialt monterte horn. Vanligvis er hornene integrert i en såkalt "multihorn feed". En reflektorantennes fjernfelt kan beregnes ut fra fordelingen av feltstyrke og fase over aperturen ved hjelp av Fraunhofers diffraksjonsintegral. For å gjøre betraktningene enklere, antas det videre at reflektorantennen har en rektangulær apertur. Figur 6-1 illustrerer situasjonen. Feltstyrken og dens fase over aperturen kan representeres ved en såkalt aperturfunksjon $\psi(\xi, \eta)$, som er separabel dersom aperturen er rektangulær. Det vil si at

$$(\xi, \eta) = \psi(\xi) \psi(\eta) \quad (6.4)$$

Ved rektangulær apertur kan Fraunhofers diffraksjonsintegral skrives på formen:

$$E_s = -j \frac{e^{ikR}}{\lambda Z} \int_{-a}^a \psi(\xi) e^{-ik\alpha\xi} d\xi \int_{-b}^b \psi(\eta) e^{-ik\beta\eta} d\eta \quad (6.5)$$

Faktorene utenfor integralet kan utelates dersom man bare ønsker å studere strålmønsterets form. Det vil da være mulig å observere at (6.5) er på samme form som den fouriertransformerte av aperturfunksjonen. Det er velkjent at den fouriertransformerte av en odde funksjon selv er en odde funksjon og at den fouriertransformerte av en like funksjon resulterer i en like funksjon. På samme måte kan odde og like fjernfelt genereres av odde og like aperturfunksjoner. Det enkleste tilfellet finner vi når reflektoren mates av bare to horn. En odd og lik aperturfunksjon vil da være gitt ved å la matehornene være koblet henholdsvis i fase og motfase.



Figur 6-1 : Illustrasjon av hvordan en reflektorantenne kan frembringe odde og like modi ved ulike belysninger av aperturen.

6.1.2 Syntetisering av egnet aperturfunksjon

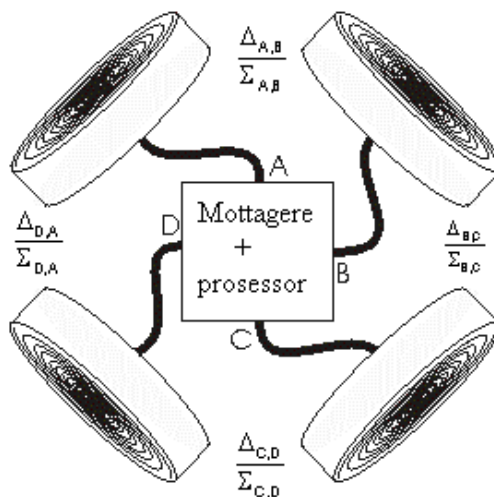
Ulike egenskaper ved aperturfunksjonene vil resultere i ulikt sidelobenivå, effektivt areal og spillover. Sidelobenivået påvirkes mest av aperturfunksjonens demping mot kanten av reflektor. Påvirkningen arter seg slik at liten demping av aperturfunksjonen ved reflektorkanten resulterer i store sidelobes og omvendt. Det effektive arealet endrer seg generelt fra det maksimale med størrelsen på avviket fra en uniform amplitude- og fasefordeling. Virkelige mateantennene må generere et kontinuerlig strålmønster, og derfor vil høy feltstyrke ved reflektorkanten bety at mye effekt passerer på utsiden av aperturen. Spillover vil derfor være høyest når dempingen av aperturfunksjonen ved reflektorkanten er liten.

Det er ønskelig at den relative differansen har så stor stigning som mulig ved nullgjennomgangen, samtidig som sidelobenivået er lavt og spilloverfaktoren er liten. En stor stigning betyr høy følsomhet i målesystemets vinkelrespons. Det er også ønskelig å maksimalisere det effektive arealet, slik at de fysiske dimensjonene til antennesystemet ikke blir større enn nødvendig.

Teoretisk er det veletablert at en uniform aperturfunksjon som ender diskontinuerlig ved kanten av reflektor resulterer i maksimal direktivitet. Det er ikke trivielt å finne et tilsvarende kriterium for maksimal angulær følsomhet når belysningen er gitt ved en odde aperturfunksjon. I (9) føres det imidlertid et matematisk bevis for at høyest angulær følsomhet oppnås, dersom det odde fjernfeltet genereres av en lineær aperturfunksjon. En lineær aperturfunksjon er vanskelig å tilnærme i praksis, samtidig som en slik belysning av reflektor ville resultere i stor grad av spillover. Resultatet blir at antennesystemets fysiske areal må gjøres langt større enn det effektive arealet. Syntetisering av en passende aperturbelysning kan oppnås praksis ved å mate reflektor med en multihornstruktur, hvor hver av tilkoblingene vektet på en hensiktsmessig måte.

6.1.3 Amplitudebasert monopuls med kvadraturantenne

Amplitudebasert monopuls kan også utføres med lavdirektive antenner. Vanligst er sannsynligvis bruken av såkalte kvadraturantenner, hvor fire antenneelementer dekker hver sin kvadrant i det asimutale planet. Det benyttes gjerne spiralantenner som enkeltelementer i strukturen, siden de er relativt små og kan monteres tett. Figur 6-2 illustrerer en kvadraturantenne hvor elementene er tilkoblet en sigma- deltaprosessor.



Figur 6-2 : Illustrasjon av et kvadraturantennesystem.

Løsninger med kvadraturantenner benyttes ofte i enklere taktiske systemer som for eksempel radarvarslere. Det brukes gjerne forholdsvis simple mottagerløsninger, slik som krystallvideomottagere. Nøyaktigheten i asimutal retningsangivelse ligger typisk på omkring 15° ved LOS (Line Of Sight).

7 TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL (TDOA)

TDOA-teknikk baserer seg på et estimat av differansen mellom signalets ankomsttidspunkt (TOA) målt fra to separerte antenner, eller innbyrdes mellom flere separerte antenner. I neste omgang blir verdiene for TDOA transformert til et sett med ulineære hyperbolske likninger. For et scenario med én emitter og to antenner som er koplanare vil posisjonen til emitter for en gitt tidsdifferanse kunne bestemmes til en hyperbel mellom de to målepunktene. Verken retning eller posisjon er altså entydig bestemt ved bruk av bare to kanaler.

Hyperbelen representerer flertydigheter som kan oppløses ved å anvende målinger gjort av et annet antennepar. Det vil da være flere sett med hyperbler, og skjæringspunktene mellom dem kan benyttes for å bestemme retningen til emitter.

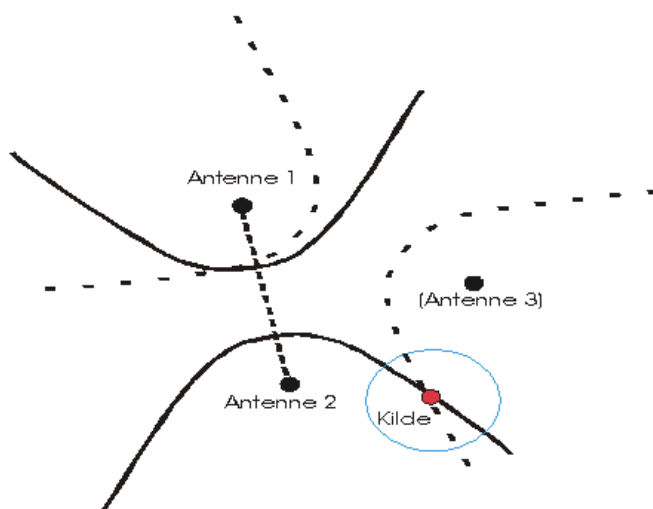
En forenkling kan også gjøres dersom baselengden mellom antennene er svært mye mindre enn avstanden fra antenneparet til emitter. Da vil en enkel geometrisk betraktning gi at

$$\text{TDOA} = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (7.1)$$

En entydig fremstilling av emitterposisjon er gitt ved skjæringspunktet mellom hyperbelene fra de respektive mottagerparene. Gitt en emitterposisjon med koordinater (x,y) , vil avstanden fra en i -te mottager til kilden være gitt ved uttrykket:

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} \quad (7.2)$$

Geometrien er illustrert i figur 7-1.



Figur 7-1 : Illustrasjon av koplanare hyperbler hvor kilden kan befinne seg.

Introduksjon av en tredje antenne gir ytterligere to sett hyperbler. Skjæringspunktet mellom minst to hyperbler angir retningen (og posisjonen) til emitter.

Dersom bølgeutbredelsen antas å skje med en hastighet tilnærmet lysfarten i vakuum, vil følgende relasjon kunne dannes mellom avstanden fra kilden til de respektive mottagerene og tidsdifferansen mellom signalets ankomst:

$$\text{TDOA} = \frac{(R_i - R_1)}{c} \quad (7.3)$$

Uttrykket (7.3) viser likningen som relaterer målt tidsdifferanse til en emitteposisjon langs en hyperbel. Likningen kan være regnekrevende å løse, derfor omgås problemet oftest ved hjelp av en hensiktsmessig tilnærming. En vanlig benyttet forenkling består i å foreta en 2. ordens rekkeutvikling av (7.2) med basis i Taylors teorem (10).

Det er hovedsaklig to fremgangsmåter for å estimere TDOA mellom to separerte antenner (10).

- Pulsenes ankomsttidspunkt ved to antenner kan detekteres og subtraheres direkte. Det kritiske ved en slik fremgangsmåte vil være deteksjonskriteriene som anvendes. Ulike tersklingsstrategier vil gi forskjellige resultater avhengig av signalformen.
- Signalet målt ved to antenner kan krysskorreleres. Krysskorrelasjonsspekteret tilkjenner et maksimum sentrert ved TDOA.

7.1 Krysskorrelasjonsmetoden

Krysskorrelasjonsmetoden er den mest brukte i de fleste sammenhenger (10). Gitt et signal utsendt fra en fjern emitter, så vil signalet målt ved to ulike antenner kunne skrives på formen:

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (7.4)$$

$$x_2(t) = As(t - D) + n_2(t) \quad (7.5)$$

der A er en arbitrær skalering av amplitude relativt til $x_1(t)$ og D er gitt ved differansen mellom signalenes ankomsttidspunkt ved antenne 1 og 2. Støyen i de to kanalene er antatt hvit og uttrykket ved henholdsvis $n_1(t)$ og $n_2(t)$ for kanal 1 og 2. Det overordnede målet med den videre signalprosesseringen er å estimere tidsdifferansen D.

Målinger av TDOA er følsomme ovenfor støy, interferens og flerbaneutbredelse. Det er utviklet

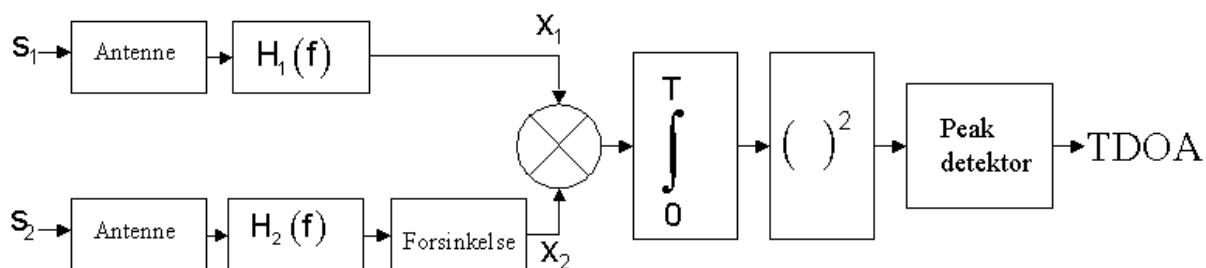
en rekke krysskorrelasjonbaserte metoder i forsøk på å oppnå motstandsdyktighet mot slike feilkilder. Ytelsesmessig skiller de seg fra hverandre ved at de vil ha ulike forutsetninger for målenøyaktighet og robusthet når de opererer i samme miljø. I (10) oppgis spesielt to hovedgrupper av metoder, nemlig generalisert krysskorrelasjon (GCC) og sykklisk krysskorrelasjon (CCC).

7.1.1 GCC

Krysskorrelasjonsfunksjonen til to signaler x_1 og x_2 , $\bar{R}_{x_1x_2}$, bestemt ved at.

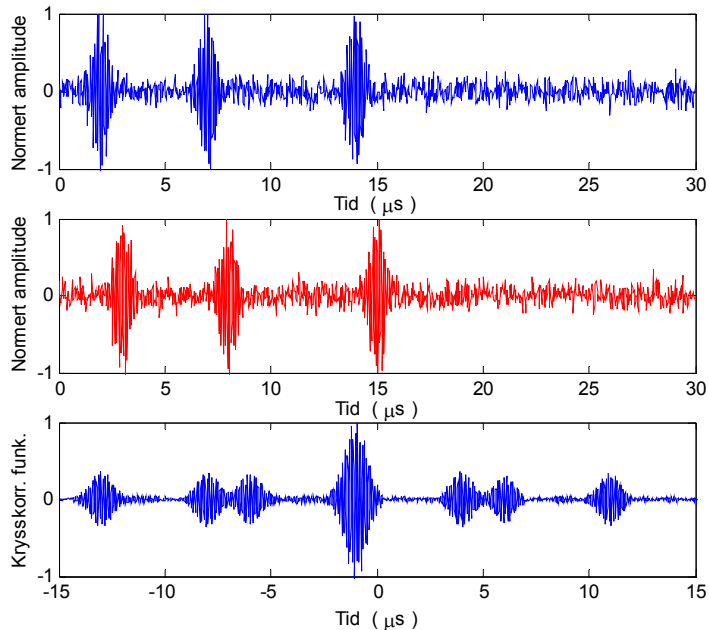
$$\bar{R}_{x_1x_2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t)x_2(t-\tau) \quad (7.6)$$

I GCC krysskorreleres prefiltrerte versjoner av det mottatte signalet ved to mottagere, slik illustrert i Figur 7-2:



Figur 7-2 : TDOA målt ved hjelp av krysskorrelasjon.

Prefilteringen representert i Figur 7-2 ved $H_1(f)$ og $H_2(f)$, bør i størst mulig grad tilpasses signalets spektrale sammensetning slik at SNR blir maksimal. Siden a priori informasjon om signalformen generelt ikke er tilgjengelig i ESM, vil det være vanskelig å realisere en optimal prefiltrering. TDOA finnes ved å identifisere toppen i krysskorrelasjonsspekteret. Figur 7-3 viser krysskorrelasjonsfunksjonen til to signaler som er forskjøvet i tid.



Figur 7-3 : Krysskorrelasjon av to pulstog. PRI er vilkårlig, bærefrekvensen er på 10 GHz, båndbredden er på 0.0001 % og TDOA er 1 us. Signalene er begge overlappet med gaussisk hvit støy.

Det er interessant å merke seg hvordan krysskorrelasjonsfunksjonen får sekundære topper som følge av at flere pulser blir korrelert mot hverandre. På denne måten kan det oppstå flertydigheter i korrelasjonsspekteret dersom baselengden er lenger enn produktet av lysfarten og PRI. Spesielt vil derfor problemet være synlig hvis emitter opererer med høy PRF. Det er altså to uavhengige kilder til flertydigheter i TDOA-teknikk:

- De hyperbolske likningene for hver innbyrdes målte tidsdifferanse i en antennerække gir en flertydig løsning. Problemstillingen er knyttet til geometrien som ligger til grunn for metoden.
- Et pulstog vil gi sekundære topper i korrelasjonsspekteret dersom baselengden er større enn produktet av lysfarten og pulsrepetisjonsfrekvensen til emitter. Dersom deteksjonstidspunkt anvendes i stedet for krysskorrelasjon, vil problemet dukke opp fordi det ikke kan avgjøres om begge antenner eksiteres av samme puls. Denne problemstillingen har mest å gjøre med selve målingen av tidsdifferansen, og ikke med idéen bak TDOA-basert retningsbestemmelse.

7.1.2 CCC

CCC går ut på å utnytte at mange menneskelagede systemer har en eller annen form for periodisk modulasjon. Periodisitetene kan for eksempel skyldes sampling, antennesveip, koding eller repeterende pulsmønstre (10). Dersom de sykliske egenskapene til det aktuelle signalet skiller seg fra støy- og interferensmiljøet, vil det være mulig å implementere metoder som måler TDOA mer nøyaktig. Denne rapporten vil ikke komme nærmere inn på syklisk krysskorrelasjon, men det anbefales å lese i (10) for en god oppsummering av CCC-metoder.

7.2 Fordeler og ulemper ved å benytte TDOA som parameter

Målinger av tidsdifferanse mellom to separerte antenner er i utgangspunktet flertydig, og for at et system skal kunne finne peilingen til en emitter er det nødvendig med minst tre kanaler. Nøyktigheten til TDOA-baserte systemer blir generelt høyere med økende baselinje, og derfor er metoden egnet for systemer som ikke stiller spesielle krav om liten fysisk størrelse. Det skiller vanligvis mellom det som kalles ”short baseline TDOA” og ”long baseline TDOA” .

”Short baseline TDOA” er en betegnelse som brukes om systemer der flere geografisk separate antenner er tilkoblet et sentralt mottagersystem. Vanligvis vil dette bety en begrensning på baselengden i størrelsesorden 10- 100 m. ”Long baseline TDOA” er et begrep som omfatter systemer der signalet som skal prosesseres blir hentet fra to eller flere desentraliserte og synkroniserte mottagersystemer. Baselengden i slike systemer kan variere sterkt, men er gjerne i størrelsesorden km. TDOA egner seg derfor godt som høynivåsystem når mange enkeltensorer integreres i et helhetlig system. GPS benyttes i stor grad som absolutt tidsreferanse for å synkronisere mottagerene. Sivile GPS mottagere kan i dag tidsstemple med usikkerhet på om lag 10 ns. Militært spesifiserte GPS mottagere er som regel mer nøyaktige.

En spesiell egenskap ved ved måling av tidsdifferanse er forøvrig at estimatene generelt blir mer nøyaktige med økende instantan båndbredde. Arraybaserte metoder som baserer seg på fasemålinger (interferometri) blir i motsetning mer regnekrevende og ofte mindre effektive når effekten i det mottatte signalet er spredt over et stort frekvensbånd. Når det gjelder pulsede radarsignaler kan dette forklares ved at signaler med et bredspektret frekvensinnhold ofte kan karakteriseres med en rask stigetid for hver puls. Dette vil for eksempel gjøre deteksjon av ankomsttidspunkt enklere, og krysskorrelasjonsspekteret til to slike tidsforskjøvete signaler vil utkrystalisere en mer markant topp. Til sammenlikning vil krysskorrelasjonsspekteret til et rent harmonisk signal uten tilstedeværelse av støy være periodisk med jevnhøye maksima.

Mottagermessig setter ikke TDOA-målinger krav til fasekoherens mellom kanalene, slik som interferometriske metoder gjør. Det er svært kostbart å konstruere mottagerløsninger med mange koherente kanaler. Mottagere som skal brukes til TDOA-målinger behøver derfor ikke å legge beslag på like stor del av systemkostnadene.

TDOA-målinger kan forenkles i de tilfeller hvor antenneparasjonen kan antas å være infinitesimal i forhold til avstanden til emitter. I en slik situasjon vil sammenhengen mellom ankomstretningen θ og TDOA kunne skrives på formen.

$$\text{TDOA} = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (7.7)$$

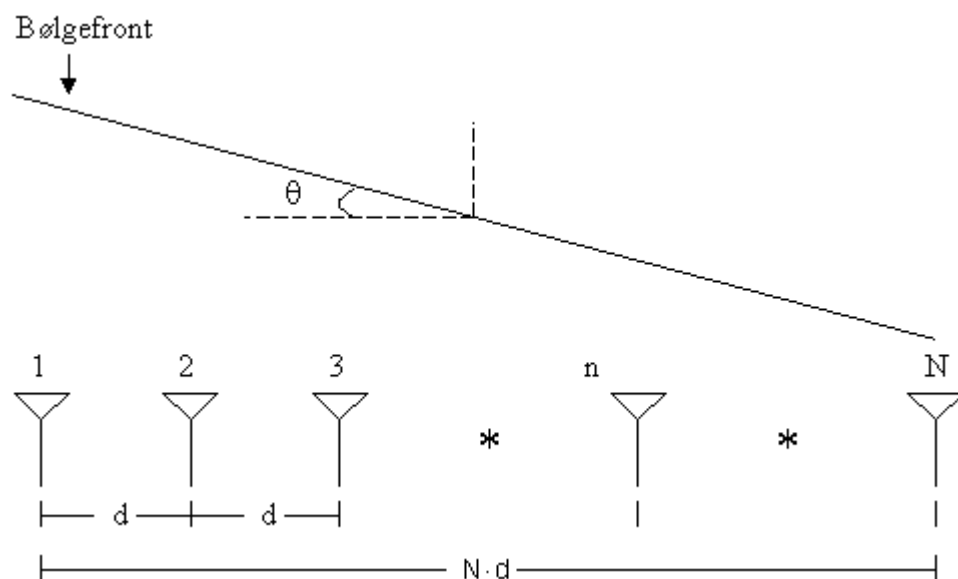
der c er propageringshastigheten.

Denne tilnærmingen forenkler matematikken betraktelig under beregningene, men en kort baselinje gjør det vanskelig å bestemme tidsdifferansen nøyaktig.

8 FASEBASERTE METODER

Ankomstretningen til et elektromagnetisk bølgetog kan bestemmes ut fra en analyse av bølgefrontens egenskaper. Fasefronten til bølgetoget i emitters fjernfelt regnes for å være tilnærmet plan, og retningen kan måles ved å beregne den korresponderende faseforskjellen mellom signalet målt ved to eller flere geografisk separerte antenner. Teknikken består i prinsippet av å bestemme graden av faseforskyvning som skal til ved hver av antennene for at summen av de målte signalene adderes konstruktivt. Siden teknikken impliserer interferens mellom flere signaler har den fått navnet interferometri. Interferometri kan sies å tilhøre kategorien monopuls, siden det er en multiportmetode hvor signalene i alle kanaler prosesseres parallelt.

I motsetning til systemer som benytter seg av en kontinuerlig antenneapertur, kan aperturen til et interferometer sies å være diskret. Prinsippet bak måleteknikken illustreres enklest ved å ta utgangspunkt i en uniform lineær antennerekke (ULA) slik presentert i Figur 8-1:



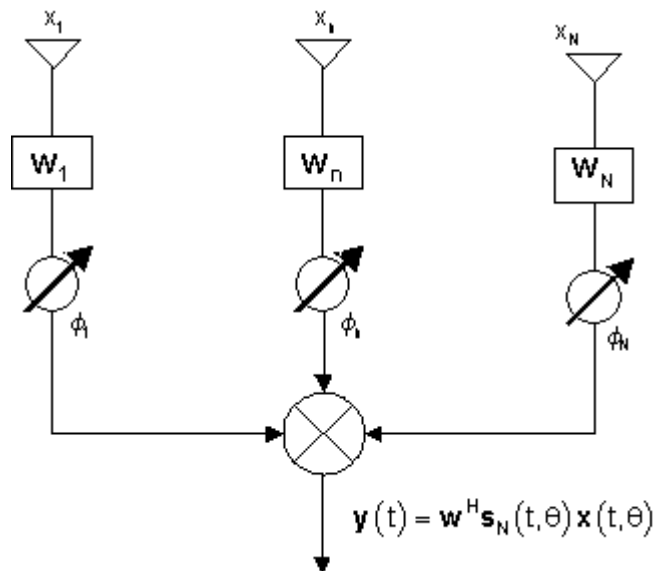
Figur 8-1 : Illustrasjon av en uniform lineær N - elements antennerekke og en innfallende tilnærmet plan bølgefront.

En plan sinusoidal bølge faller inn mot den periodiske rekken av rundstrålende antenner med interelementavstand d . Ved hver enkelt antenne er det på denne måten mulig å fange opp signalet med en fase som er bestemt av bølgeformens stadium ved hver av antennene. Siden antennene er separerte vil fasen til signalet være ulik ved de forskjellige antennene dersom bølgen ikke faller perpendikulært på antennerekkens bredside ($\theta = 0$). Faseforskjellen mellom signalet mottatt av antenne nummer 1 og antenne nummer n kan da skrives på formen

$$\Delta\phi_n = \frac{2\pi nd \sin\theta}{\lambda}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8.1)$$

der n indikerer antennennummer, d representerer avstanden mellom elementene (baselengden) og θ er ankomstvinkelen med hensyn på innfallsloddet normalt på antennerrekken. Bølgelengden til signalet er uttrykt ved symbolet λ .

Figur 8-2 viser signalgangen til et enkelt smalbandet interferometer.



Figur 8-2 : Signalgangen i et forenklet interferometer.

Signalet eksiterer hver og en antenne, og fortsetter i N separate kanaler. Den interne støyen i hver av kanalene er ukorrelet. Amplituden ved hver kanal kan justeres uavhengig ved å variere komplekse vekter $w_1, \dots, w_n, \dots, w_N$. Etter en eventuell vektning vil korrekt innstilling av de angitte faseskiftene $\phi_1, \dots, \phi_n, \dots, \phi_N$ resultere i konstruktiv interferens mellom signalene i kanalene, og signalet $y(t)$ vil maksimaliseres.

Bortsett fra at antennerrekken i Figur 8-1 ikke vil kunne skjelne mellom ankomstvinkler symmetrisk om breidsiden, må faseforskjellen mellom minst ett av antenneparene ikke overgå 2π dersom retningsangivelsen skal være entydig. Dette innebærer at faseforskjellen må begrenses til det såkalte a priori intervallet:

$$-\pi \leq \Delta\phi \leq \pi \quad (8.2)$$

Siden (8.1) og (8.2) impliserer

$$|2\pi D \sin\theta / \lambda| \leq \pi \quad (8.3)$$

må

$$|\theta| \leq \pi/2 \quad (8.4)$$

og derfor

$$D \leq \lambda/2 \quad (8.5)$$

Det er altså nødvendig at avstanden mellom antenneelementene ikke overgår halve bølgelengden til signalet, dersom en entydig ankomstretning skal angis. Antennerekkens respons er med andre ord følsom ovenfor endringer i det innkommende signalets frekvensinnhold. En høyere frekvens enn det antennerammen er konstruert for, vil resultere i at baselengden målt i antall bølgelengder øker. Det vil på denne måten oppstå flertydigheter i retningsangivelsen, fordi faseforskjellen blir en multippel av 2π .

Flertydighet er et tilbakevendende problem i interferometri, spesielt dersom sensoren skal kunne motta signaler over et stort frekvensområde. Hver økning i bærefrekvens på én oktav resulterer i at en ny flertydighet introduseres. I ESM er det et normalt krav å kunne dekke frekvensområdet 0.5- 18 GHz, hvilket er mer enn 5 oktaver.

8.1 Bølgetallsdomenet

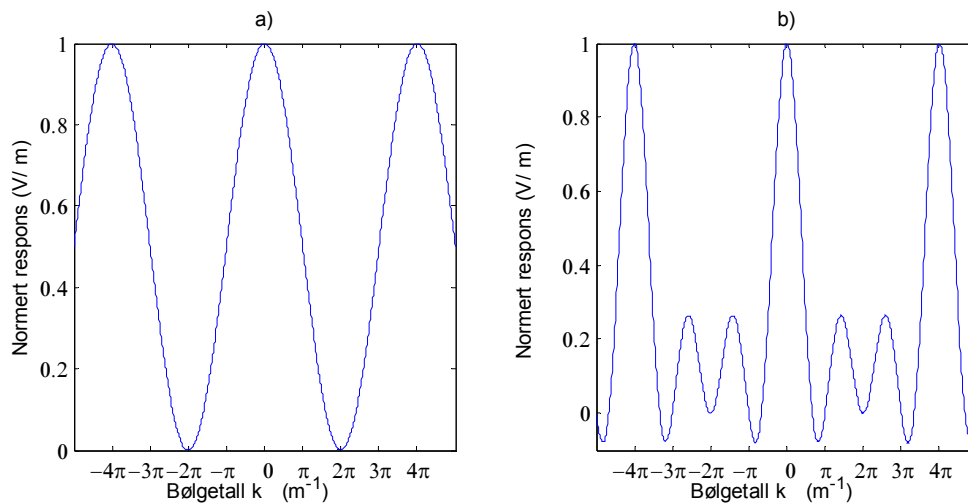
Strålingsmønsteret til en antenne kan som tidligere nevnt beregnes ut fra hvordan feltstyrken og fasen til strålingen er fordelt over aperturen. I rektangulære koordinater kan fjernfeltet tilnærmes ved hjelp av den fouriertransformerte av fordelingen av feltstyrke og fase over aperturen. En antenneramme består av diskrete elementer, og dens strålingsmønster kan ikke uttrykkes ved hjelp av (6.5). Derimot kan det representeres ved den diskrete fouriertransformasjonen:

$$E_s(\mathbf{k}) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{(-jkx_n)} \quad (8.6)$$

hvor x_n er posisjonen til det n-te antenneelementet langs baselinjen, og $w_1 \dots w_n \dots w_N$ er komplekse vektorer anvendt på den n-te kanalen. (8.6) kalles i engelsk litteratur "array pattern", og vil her bli omtalt som antennerammens strålingsmønster. Det såkalte bølgetallet k er en funksjon av bølgelengde og ankomstvinkel, og kan i det todimensjonale tilfellet i figur 2- 18 uttrykkes ved relasjonen:

$$k = \frac{2\pi \sin\theta}{\lambda} \quad (8.7)$$

Figur 8-3 viser formen til antennerammens strålingsmønster som funksjon av bølgetallet k .



Figur 8-3a) og b) : Bølgetallsdomenet til henholdsvis en toelements- og en fireelements ULA med uniform vektning og omnidireksjonelle antenner.

Analogien mellom transformasjon fra tid til frekvensdomenet og transformasjon fra romlige koordinater til bølgetallsdomenet gjør det mulig å benytte velkjente resultater innen tid-frekvensanalyse og filterteori til å optimalisere en antennerekkes vinkelrespons. Et romlig filter realiseres ved å variere vektningen av signalet fra antenneelementene på samme måte som det er mulig å veie sampler av et tidsavhengig signal for å filtrere det. Et sett med vekter blir ofte referert til som et ”vindu”.

8.2 Styrte respons

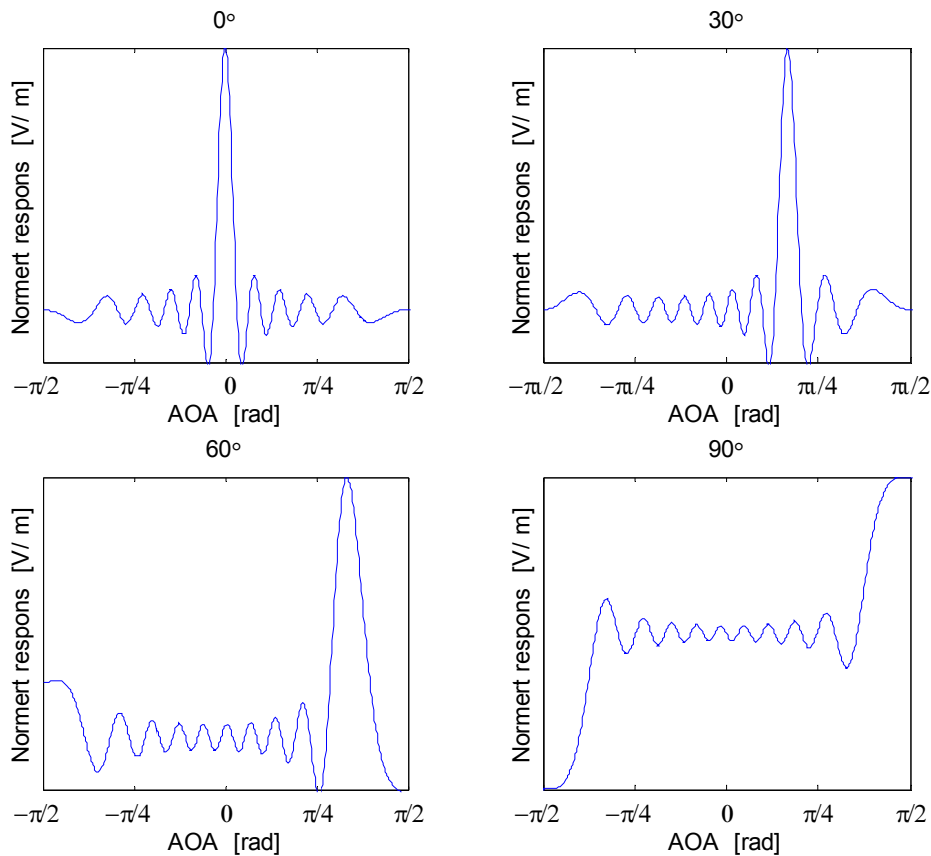
Antennerekkens strålmønster gir bare indirekte et bilde av hvordan systemet påvirkes av frekvensen til signalet og ankomstretningen, siden vinkelresponsen fremstilles som funksjon av bølgetallet. For en ULA forventes for eksempel systemet å oppnå lavere oppløsning for store verdier av θ enn for ankomstvinkler nær antennerekkens bredside. Dette kan synliggjøres ved å betrakte antennerekkens styrte respons.

For en gitt antennerække vil den styrte responsen kunne uttrykkes gjennom relasjonen:

$$W(\omega_0 \bar{\alpha} - \bar{k}_0) = \sum_{m=0}^{M-1} \left[\mathbf{w}_m e^{-j\omega_0 \Delta_n} \right] e^{-j\bar{k}_0 \cdot \bar{x}_m} \quad (8.8)$$

der α er den såkalte ”slowness vector” $\bar{\alpha} = \bar{k}/\omega$ som varieres, og ω_0 og \mathbf{k}_0 er konstante. $\bar{\alpha}$ har samme retning som det innkommende signalet.

Den styrte responsen til antennerekken representerer summen av signalene i alle kanalene som funksjon av ankomstvinkel når antennerekken ”ser” i en bestemt retning spesifisert av \mathbf{k}_0 og ω_0 . I Figur 8-4 presenteres den styrte responsen til en tyveelements ULA når antennerekken er innstilt på å ”se” i retningene 0° , 30° , 60° og 90° . Det er viktig å merke seg at hovedloben i diagrammet blir bredere med økende vinkel fra bredside.



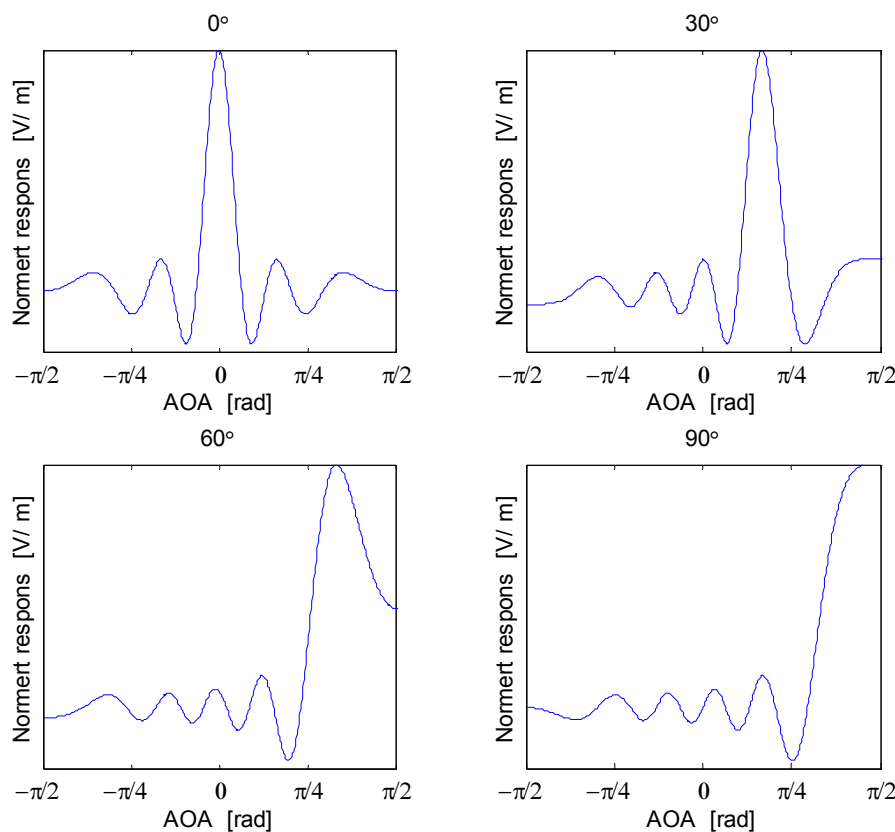
Figur 8-4 : Den styrte responsen til en 20- elements antennerekke ved elektronisk pekeretning 0° , 60° og 90° . Det mottatte signalet antas å være en ren sinus med bølgelengde lik to baselengder.

Flere hovedlober innenfor a priori intervallet (grating lobes) vil bety at retningsbestemmelsen er flertydig. Denne fremstillingen av flertydighetsproblematikken er ekvivalent med at minste baselengde må være under halve bølgelengden til signalet. Å måle et signal med en rekke diskrete sensorer distribuert i rommet er matematisk analogt med å ta diskrete målinger av et signal som funksjon av tid. Den romlige samplingen er underlagt de samme lovmessigheter som den tidsmessige. Fenomenet flertydighet er med andre ord beslektet med undersampling, i den forstand at kriteriene til diskret representasjon av et kontinuerlig signal ikke er oppfylt i henhold til Nyquists samplingsteorem.

Det er flere praktiske problemer som oppstår i forbindelse med å oppløse flertydigheter i interferometri. I systemer som skal dekke svært store frekvensområder vil eksempelvis baselengden måtte justeres etter den øvre grensefrekvensen. Usikkerheten i retningsmålingene vil da være større for lave frekvenser enn hadde vært tilfelle dersom antennerekken var konstruert spesielt for å operere i dette underbåndet. Et annet praktisk problem er at dimensjonene til bredbåndsantennene er bestemt av den laveste grensefrekvensen. Den fysiske størrelsen til antennene kan derfor gjøre det vanskelig å montere dem tilstrekkelig tett til at målingene blir entydige ved høyere frekvenser.

En bredere hovedlobe i en antennerekkes styrte respons impliserer en redusert evne til å oppløse nærliggende ankomstvinkler. En senkning av bærefrekvensen i forhold til antennerekkens minste baselengde vil redusere endringen i fase over den totale aperturen. Dette gjør det

vaskeligere å måle de innbyrdes faseforskjellene nøyaktig. Dersom vi betrakter samme antennerække som dannet bakgrunn for Figur 8-4, vil en halvering av bærefrekvensn til signalet, eller en halvering av interelementavstanden, resultere i en bredere hovedlobe i antennerekkens styrte respons over hele a priori intervallet. Figur 8-5 viser virkningen for en tyveelements antennerække.

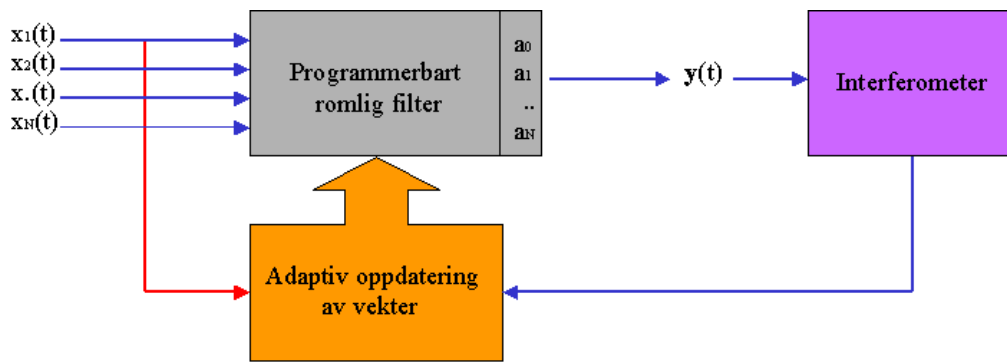


Figur 8-5 : Den styrte responsen til samme antennerække som i Figur 8-4, men med bølglengde lik fire baselengder.

Figur 8-5 viser en tydelig økning i lobebredde relativt til situasjonen i Figur 8-4, men det er færre sidelobes.

8.3 Adaptiv vektning av sampler i rom

Hver av de summerte signalenekomponentene kan som nevnt multipliseres med komplekse vekter. Forskjellige valg av vekter representerer ulike filtre som aksentuerer antennerekkens respons i gitte retninger. Beregningsalgoritmer som benytter seg av tidligere observasjoner for å optimalisere neste måling, sies å være adaptive. Figur 8-6 illustrerer tilbakekoblingsprinsippet ved adaptiv filtrering.



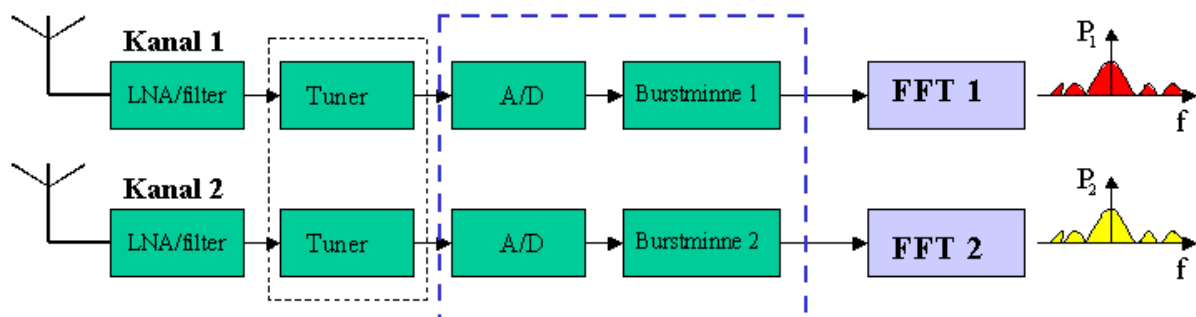
Figur 8-6 : Blokkskjematisk fremstilling av adaptiv filtrering.

Adaptiv filtrering kan utnyttes til å oppnå bedre presisjon i retningsmålinger, forutsatt at det trekkes fornuftige slutninger ut fra de tidligere mottatte emisjonene. Blant de mest kjente metodene for adaptiv romlig filtrering er MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) og MMSE (Minimum-Mean Square Error). Disse metodene vil ikke bli drøftet i denne rapporten.

8.4 Interferometri i frekvensdomenet

Moderne digital signalbehandling dominerer i stor grad dagens militære RF interferometre (11), og gjør det mulig å oppnå en betydelig bedre karakteristikk av signalmiljøet enn ved analoge metoder. Et grunnleggende trekk er imidlertid at mange teknikker krever høy prosesseringskraft.

Digitale metoder åpner spesielt for prosessering i rom- frekvensdomenet. Tidligere ble transformasjoner mellom tid- og frekvensdomenet utført ved hjelp av optisk baserte komponenter som for eksempel en Bragg cell mottager.² I dag samples gjerne signalet som mottas og lagres i et minne. Deretter kan signalet transformeres til frekvensdomenet ved hjelp av kjente teknikker som FFT (Fast Fourier Transform). Et enkelt eksempel på hvordan signalet behandles før retningsinformasjon ekstraheres er skissert i Figur 8-7.



Figur 8-7 : Transformasjon av et signal til frekvensdomenet.

² En Bragg cell mottager benytter seg av en krystall hvor akustiske bølger genereres av et innkommende elektrisk signal. De akustiske bølgene endrer krystallets diffraksjonsmønster på en slik måte at mønsterbredden og intensiteten er proporsjonal med henholdsvis frekvens og effekt [13].

I Figur 8-7 ender man opp med to diskrete komplekse frekvensspektre. Hver enkelt frekvenskomponent kan også assosieres med en fase. Dersom det er en faseforskjell mellom signalet i de to kanalene, vil denne gjenspeiles i fasen til hver frekvenskomponent signalet inneholder. Dersom signalet er på samme form i begge kanalene vil frekvensspektrene være like bortsett fra et mulig faskift for hver enkelt frekvensbås. Ankomstretningen til signalet kan finnes ved å benytte smalbands interferometri for hvert par av frekvensbåser som tilsvarer et harmonisk signal med én bestemt frekvens. For 256 frekvensbåser vil det eksempelvis være nødvendig med 256 smalbandsoperasjoner for å utnytte den tilgjengelige informasjonen.

For en rekke bestående av N antenner kan faseforskjellen mellom de respektive elementene for en gitt ankomstvinkel ϕ representeres ved hjelp av styrevektoren:

$$\mathbf{s}_N = [1, e^{j\Delta\phi}, e^{j2\Delta\phi}, \dots, e^{jn\Delta\phi}, \dots, e^{jN\Delta\phi}] \quad (8.9)$$

(8.9) uttrykker altså faseforskjellene mellom elementene når antennerekken ”ser” i retningen θ , og gjelder for et utvalg av diskrete pekeretninger $\theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k$.

Signalene som måles i kanal 1- N kan på samlet form skrives som en vektor

$$\mathbf{x}(t) = [x_1, \dots, x_n, \dots, x_N] \quad (8.10)$$

Hver antennekanal er befestet med en frekvensavhengig overføringsfunksjon, og den komplekse vektingen av kanalene kan representeres ved vektoren:

$$\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_n, \dots, w_N] \quad (8.11)$$

Summen av signalene i alle N kanaler kan da uttrykkes ved at

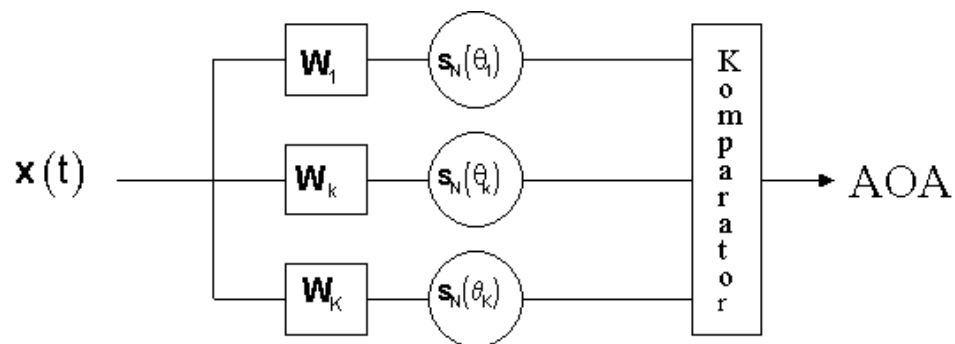
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}_N(t, \theta_s) \mathbf{x}(t, \theta_e) \quad (8.12)$$

der θ_s og θ_e angir henholdsvis antennerekken elektroniske pekevinkel og signalets ankomstvinkel.

Retningen til emitter er ekvivalent med den elektroniske pekeretningen til antennerekken hvor signalene i kanal 1- N adderes konstruktivt og maksimaliserer amplituden til utgangssignalet $\mathbf{y}(t)$.

$$\mathbf{y}(t, \hat{\theta}_e, \theta_e) = \max(\|\mathbf{y}(t, \theta_s, \theta_e)\|) \quad (8.13)$$

Interferometri skiller seg fra applikasjoner hvor antennesystemet styres (phased arrays) elektronisk under innsamling aktivt ved at retningsbestemmelsen skjer etter at signalet er mottatt (post beamforming). Metoden vil i praksis gå ut på i ettetid å finne den elektroniske pekeretningen til rekken som maksimaliserer summen av et tidligere mottatt signal. Analogt kan dette for eksempel gjøres ved å benytte et sett med forsinkelseslinjer, hvor hvert sett assosieres med en styrevektor for en gitt pekeretning. Antall sett er derfor lik antall diskrete pekeretninger. Antall diskrete pekeretninger kan velges slik at vinkelen mellom hver retningscelle er lik den høyeste oppnåelige nøyaktigheten til systemet. Det er med andre ord implementert et endelig antall styrevektorer, og ankomstvinkelen identifiseres ved å vite hvilken styrevektor (sett med forsinkelseslinjer) som maksimaliserer utgangssignalet. Dette kan avgjøres ved å benytte en enkel form for terskling. Figur 8-8 illustrerer tankegangen.



Figur 8-8 : Interferometri ved bruk av forsinkelseslinjer. Hver styrevektor representerer et sett med N forsinkelseslinjer.

Metoden ovenfor regnes for å være relativt robust, og går under navnet ”delay- and sum method” (13).

8.5 Egenverdimetoder

I tillegg til ”sum-delay method” eksisterer det metoder som baserer seg på en egenverdianalyse av kovariansmatrisen til signalsettet. Estimatorer for retningsbestemmelse med en antennerække varierer i natur med støy og interferensmiljø. Spesielt ødeleggende for et interferometer er flerveispropagasjon og overlappende signaler fra ulike emittere. Estimatorene vil også i mange tilfeller måtte tilpasses eventuell a priori informasjon om signalene som skal mottas. Slik informasjon kan for eksempel være et grovestimat av ankomstretningen eller en indikasjon av frekvensinnholdet. Metoder som er behørlig omtalt i litteraturen er blant andre MUSIC (Multiple Signal Classification), root- MUSIC og ESPRIT.

Gitt at et interferometer med N kanaler blir belyst av M kilder. Det er da mulig å forme en $N \times M$ kovariansmatrise ut fra mottatt signal og støy $y(t)$ på formen:

$$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}(t)^H] \quad (8.14)$$

der E betegner forventningsverdien og H betegner Hermitisk transponering av matrisen.

I frekvensdomenet vil kovariansmatrisen være gitt ved at

$$\mathbf{R}_s = E\left[\mathbf{Y}(f_j)\mathbf{Y}(f_j)^H\right] \quad (8.15)$$

Eksemplene videre vil foregå i tidsdomenet. (8.14) kan uttrykkes som

$$\bar{\mathbf{R}}_s = \sum_{m=1}^M \mathbf{y}_m(t)\mathbf{y}_m(t)^H = \bar{\mathbf{U}}\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{U}}^H \quad (8.16)$$

Matrisen $\bar{\mathbf{U}}$ kan skrives som en sum ved at

$$\bar{\mathbf{U}} = \bar{\mathbf{U}}_s + \bar{\mathbf{U}}_n \quad (8.17)$$

$\bar{\mathbf{U}}_s$ og $\bar{\mathbf{U}}_n$ er matrisene dannet av egenvektorer for henholdsvis signalunderrommet og støyunderrommet. $\bar{\mathbf{A}}$ er diagonal matrise som består av egenverdiene rangert etter avtagende størrelse.

Uttrykket til høyre av likhetstegnet i (8.16) representerer egendekomposisjonen av kovariansmatrisen. Egenvektorene som korreponderer med de M høyeste egenverdiene danner en basis for det såkalte signalunderrommet. De resterende utspenner det som kalles støyunderrommet. Retningen til ulike kilder kan finnes ved å betrakte kun støyunderrommet, siden det er komplementært til signalunderrommet. Fordelen ved å betrakte kun støyunderrommet er som regel at basisen utspennes av færre egenvektorer enn er vanlig for signalunderrommet.

8.5.1 Multiple Signal Classification (MUSIC)

MUSIC er en godt utprøvet algoritme for å retningsbestemme elektromagnetiske bølgetog. Forutsetninger for å benytte MUSIC er at all støy kan antas å være gaussisk fordelt, samt at antall emittere er kjent. Det siste kravet er en stor ulempe i ESM, siden fremgangsmåten for retningsbestemmelse må justeres etter tidligere resultater fra pulssorteringen. Kravet oppstår fordi antall signalkilder bestemmer dimensjonene til støyunderrommet. Det er derfor en toveis kommunikasjon mellom blokken i systemet som tar seg av retningsbestemmelse og blokken som tar seg av pulssortering.

For å bestemme ankomstretningen til M signaler går MUSIC- algoritmen ut på å lete etter de M største maksima i AOA-spekteret (14):

$$\mathbf{P}(\theta) = (\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta))^{-1} \quad (8.18)$$

eller ekvivalent å lete etter minima i uttrykket:

$$\mathbf{D}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta) = \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta)\|^2 \quad (8.19)$$

der \mathbf{U}_n er egenvektormatrisen til støyunderrommet.

Dersom det er flere kilder tilstede enn antatt, eller systemet mottar flerbane komponenter, vil matrisen som danner støyunderrommet kunne være singulær.

8.5.2 Root-MUSIC

Root Music algoritmen angriper problemet på samme måte som MUSIC algoritmen, inntil minima i spekteret (8.19) skal identifiseres. Regnemessig er metoden generelt mindre krevende enn MUSIC. En ulempe er imidlertid at metoden forutsetter en lineær uniform antennerække (ULA).

Med notasjonen

$$\mathbf{z} = e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} \quad (8.20)$$

kan (47) rekkeutvikles på formen:

$$\mathbf{D}(\theta) = \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\mathbf{z})\|^2 = D_{-M+1} \mathbf{z}^{-M+1} + \dots + D_0 + \dots + D_{M-1} \mathbf{z}^{M-1} \quad (8.21)$$

fordi $\mathbf{a}(\theta) = [1, \mathbf{z}, \dots, \mathbf{z}^{M-1}]$

La $\mathbf{z}_m = \rho_m e^{j\phi_m}$ være røttene til polynomet (8.21) som er i eller på enhetssirkelen i det komplekse plan. Egenskapen $D_{-m} = D_m^*$ sørger for at røttene til (8.21) kommer i konjugerte par hvorav kun en av røttene per par velges ut. De M røttene som ligger innenfor enhetssirkelen ordnes så etter synkende modulus. Ankomstvinkelen til den m -te emitteren vil da kunne finnes ved at :

$$\sin(\hat{\theta}) = \frac{1}{2\pi(d/\lambda)} \phi_m \quad (8.22)$$

der θ er estimatet av AOA.

8.6 ESPIRIT

Metoden som går under navnet ESPIRIT forutsetter at antennerrekken kan delles inn i to identiske fast separerte underrekker. Det er mange måter å realisere slike antennerrekker på. Et eksempel er blant annet en plan ringformet antennerække. Det enkleste tilfellet er imidlertid en ULA. For en ULA sammensatt av M elementer vil den ovennevnte forutsetningen bety at antenne 1 – $N-1$ tilhører den ene underrekken, og at antenne 2 – N tilhører den andre. Dersom \mathbf{J}_1 er matrisen som velger ut signaler fra elementene 1 – $N-1$ og \mathbf{J}_2 er matrisen som velger signaler fra elementene 2 – N , baserer ESPIRIT algoritmen seg på observasjonen (17):

$$\mathbf{J}_2 \mathbf{A} = \mathbf{J}_1 \mathbf{A} \Phi \quad (8.23)$$

hvor Φ er den diagonale matrisen med elementer

$$\Phi_i = e^{j2\pi d \sin \theta_i / \lambda} \quad i = 1, \dots, M. \quad (8.24)$$

Dersom $\hat{\mathbf{U}}_s$ er signalunderrommet avledet fra antennerekkens kovariansmatrise (8.14), vil

$$\mathbf{J}_2 \hat{\mathbf{U}}_s = \mathbf{J}_1 \hat{\mathbf{U}}_s \Psi \quad (8.25)$$

hvor Ψ er en matrise med egeverdier lik dens diagonale elementer (17). Tanken er at en lineær transformasjon av signalunderrommet til elementene 1 – $N-1$ skal gi samme signalunderrom som gjelder for elementene 2 – N . DOA til M kilder kan estimeres ved å finne matrisen Ψ som tilnærmet tilfredsstillende (8.25), og plukke ut de N største egenverdiene.

9 DISKUSJON

En brukers taktiske anvendelse av retningsinformasjon setter i seg selv ikke spesielt høye krav til nøyaktigheten i et retningsestimat. En jagerflypilot vil ikke nødvendigvis dra større nytte av å få oppgitt retningen til en emitter med 0.1 grads nøyaktighet framfor 5 graders nøyaktighet under kampens hete. Derimot er presis retningsbestemmelse en svært viktig rolle under pulssorteringen og identifikasjonen av kilder når emittermiljøet er uoversiktlig. Å kunne skille mellom separerte emittere på romlig grunnlag vil i mange tilfeller være nøkkelen til et mer pålitelig trusselbilde.

Tradisjonelt har analoge systemer vært raskere enn sine digitale rivaler, men har manglet friheten til å analysere signalbildet i større detalj. Mye av begrensningene i den digitale verden ligger i A/D- omvandlerens evne til å takle et stort dynamisk område og stor båndbredde. Digital

teknologi har imidlertid gjennomgått en rivende utvikling i løpet av de siste tyve årene. Alt tyder på at på at prosesseringskapasitet kommer til å bli lettere tilgjengelig, spesielt med tanke på at kommersielle masseproduserte komponenter (COTS) etterhvert gir god ytelse til relativt lave kostnader. I følge en rapport utarbeidet av NIAG (NATO Industrial Advisory Group) (18) forventes A/D- omvandleres oppløsning å øke med 1 bit pr 6 år. Med mulighetene som digital prosessering gir, ansees det som fornuftig å kaste blikket på metoder som best mulig utnytter evnen til å karakterisere relativt sammensatte signalmiljøer.

Interferometri gjør det mulig å dra full nytte av moderne digital signalbehandling, og markedet for teknologien er stort. Ikke bare militære organisasjoner, men også sivile aktører vier store ressurser til forskning på dette området. Sivile forskningsfelt kan tilby interessante resultater blant annet innen medisinsk instrumentering, seismikk og marin teknologi. Innen medisinsk instrumentering benyttes for eksempel array- teknikk innen ultralyd og RF- hypertermibehandling. Utvikling av sonarsystemer representerer en marin industri som er viktig både for navigasjon og fiskerinæring. Infralydssystemer basert på array- teknologi benyttes innen seismikk til blant annet å finne oljeforekomster. Det er en klar oppfatning at interferometri gir muligheter til å oppnå høyere nøyaktighet enn andre enkelplattformetoder under samme betingelser (18). En umiddelbar fordel med interferometri er utvilsomt at ingen mekanisk bevegelige deler er nødvendig, og at nokså ulike teknikker kan implementeres uten å endre den fysiske strukturen til antennesystemet.

10 KONKLUSJON

Denne rapporten har gitt en kort oppsummering av noen vanlige metoder for retningsbestemmelse. Arbeidet videre på dette området vil i KREST hovedsakelig konsentreres omkring interferometriske metoder. Det vil imidlertid også vies noe tid til retningsbestemmelse på bakgrunn av tidsdifferanse (TDOA), siden metoden anses aktuell for å løse flertydigheter i interferometri. Det er planlagt å lage en enkel demonstrator som har til hensikt å avdekke praktiske problemstillinger innen interferometri og TDOA som kan være vanskelige å oppdage under et rent teoretisk studium.

En sensors utforming er strengt avhengig av miljøet den skal operere i, og kompleksiteten bør justeres etter toleransene som pålegges av formålet den skal tjene. Et spørsmål er hvorvidt sensoren skal kunne takle et bredt spekter av situasjoner, eller om den skal tilpasses et veldefinert scenario. Trender innen moderne radarteologi tyder på at kompliserte sendemønstre og bredbåndete eksotiske signalformer får en økende rolle i et EK- miljø. Spesielle bølgeformer kan være motivert ved et behov for pulskompresjon, eller for å gjøre emitter vanskeligere å oppdage. Radarer som er konstruert spesielt med den hensikt å skjule sin egen tilstedeværelse, omtales ofte som LPI- radarer. Prinsippet bak LPI- radarer ligger i at det er vanskelig for en sensor å utnytte en ukjent signalform til sin fordel, dersom den er tilstrekkelig komplisert. Selv om utviklingen av LPI- radarer er blitt viet stor oppmerksomhet, benytter majoriteten av dagens emittere signalformer som er relativt enkle. Blant de største problemene innefor retningsbestemmelse er fremdeles flerbaneutbredelse og håndtering av multiple emittere, derunder også jammere. KREST kommer til å undersøke hvilke muligheter som eksisterer for å undertrykke virkningen av slike negative effekter.

Et interessant tema er hvorvidt utstrakt bruk av hyllevarer (COTS) kan rettferdiggjøres ved en eventuell realisering av en sensor. Det bør derfor foreligge en klar formening om hvilke komponenter i en sensor som kan være COTS, og hvilke som etter all sannsynlighet må skreddersys etter en bestemt applikasjon. Det vil derfor også legges ned en del arbeid for å identifisere de mest kritiske blokkene i et interferometer. Noen praktiske problemområder forventes å bli belyst gjennom arbeidet med demonstratoren, samtidig som det parallelt vil foregå et studium hvor mer sofistikerte metoder karlegges og vurderes. Målsetningen vil være en redegjørelse for de nåverende mulighetene vi har til å realisere en avansert likevel kosteffektiv arraybasert sensor, og hvilke muligheter vi mener å ha i nær fremtid.

Litteratur

- (1) Barton DK og Leonov (1997): Radar technology encyclopedia, Artech house , Norwood, 511.
- (2) Tecom industries (2002): Wideband antennas and control systems [online] <http://www.tecom-ind.com/widetoc.htm> [hentet 22. jul. 2002].
- (3) Johnson RC (1992): Antenna engineering handbook, McGraw-Hill, USA, 1392.
- (4) Skolnik MJ (1990): An introduction to impulse radar, Naval research laboratory, Washington, 46.
- (5) Schleher DC (1986): Introduction to electronic warfare, IEE, Norwood, 559.
- (6) Hall MPM, Barclay LW og Hewitt MT (1993): Propagation of radiowaves, IEE, London, 446.
- (7) Malnes E, Eilivstjønn J, Kulbotten G, Kvernsveen K og Øhra H (2000): Spesifikasjon av en ESM- demonstrator, FFI/RAPPORT-2000/06388, Ugradert
- (8) Rhodes DR (1959): Introduction to monopulse, Artech house, Norwood, 132.
- (9) Barton DK (1977): Monopulse radar, Artech house, Norwood, 344.
- (10) Aatique M (1997): Evaluation of TDOA techniques for position location in CDMA systems. Masteroppgave i måleteknikk, Virginia polytechnic institute, 1997, 114 sider.
- (11) Stansfield EV (1996): Accuracy of an interferometer in noise, *IEE proceedings Radar, sonar and navigation* **143**, 217-226.
- (12) Drentea C (1982): Radio communications receivers, Tab books , USA, 280.
- (13) Johnson D og Dudgeon DE (1993): Array signal processing, Prentice Hall, USA, 531.
- (14) Ng BP, Er MH og Kot C (1994): Array gain/phase calibration techniques for adaptive beamforming and direction finding, *IEE* **141**, 25-29.
- (15) Friedlander B (1993): The root- MUSIC algorithm for direction finding with interpolated arrays, *Signal processing* **30**, 15-29.
- (16)
- (17) Visuri S, Koivunen V og Terho L (): Direction of arrival estimation in nonstandard conditions using nonparametric statistics. NATO- dokument RTO- MP- 070, Ugradert.
- (18) NATO Industrial Advisory Group (NIAG) (2001): Geo location. NIAG-DS/ASG(2001)7, NATO konfidensiell.

FORDELINGSLISTE

Dato:

RAPPORTTYPE (KRYSS AV) <input checked="" type="checkbox"/> RAPP <input type="checkbox"/> NOTAT <input type="checkbox"/> RR	RAPPORT NR. 2002/03148	REFERANSE FFIE/816/113	RAPPORTENS DATO 22. august 2002
RAPPORTENS BESKYTTELSESGRAD UGRADERT		ANTALL EKS UTSTEDT 36	ANTALL SIDER 49
RAPPORTENS TITTEL METODER FOR RETNINGSBESTEMMELSE AV RADARSIGNALER		FORFATTER(E) HAMMERSTAD Jan	
FORDELING GODKJENT AV FORSKNINGSSJEF Torleiv Maseng		FORDELING GODKJENT AV AVDELINGSSJEF: Johnny Bardal	

EKSTERN FORDELING

INTERN FORDELING

ANTALL	EKS NR	TIL	ANTALL	EKS NR	TIL
1		FO/E	14		FFI-Bibl
1		v/ Oing Kari Høydahl	1		Adm direktør/stabssjef
1		v/ Ktrsj Arve Dimmen	1		FFIE
1		v/ Rådg Tore Belsnes	1		FFISYS
			1		FFIBM
1		LUKS/LKKI	1		FFIN
1		v/ Eirik Pande- Rolfsen	1		Jan Hammerstad, FFIE
1		v/ Oblt Morten Stokke	3		Restopplag til bibliotek
					ELEKTRONISK FORDELING:
1		KNMT/SMOPS/EKEIE			Hans Øhra, FFIE
1		v/ Rune Krovo			Morten Mjanger, FFIE
1		FO/HST			Svein- Erik Hamran, FFIE
1		v/ Kapt Bjørn Harald Rasmussen			Atle Knapkog, FFIE
					Rune Sundgot, FFIE
1		FLO/LUFT			Leiv Øyehaug, FFIE
1		v/ Yngve Steinheim			Tore Smestad, FFIE
					Reidar Haugen, FFIE
					Torleiv Maseng, FFIE
					Torkild Eriksen, FFIE
					FFI- veven

FFI-K1

Retningslinjer for fordeling og forsendelse er gitt i Oraklet, Bind I, Bestemmelser om publikasjoner for Forsvarets forskningsinstitutt, pkt 2 og 5. Benytt ny side om nødvendig.