

FFIE/754/113

Godkjent
Kjeller 16 juni 2000

R Hedemark

Rolf Hedemark
Forskningsjef

**RADARAVBILDNING AV MÅL I BEVEGELSE
(ISAR) - Teori, metoder og signalprosessering**

SPARR Trygve, HAMRAN Svein-Erik, KORSBAKKEN
Erik

FFI/RAPPORT-2000/02608

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

FORSVARETS FORSKNINGSPINSTITUTT (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-2000/02608	2) SECURITY CLASSIFICATION UNCLASSIFIED	3) NUMBER OF PAGES 53
1a) PROJECT REFERENCE FFIE/754/113	2a) DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE -	
4) TITLE RADARAVBILDNING AV MÅL I BEVEGELSE (ISAR) - Teori, metoder og signalprosessering RADAR IMAGING OF MOVING TARGETS (ISAR) - Theory, methods and signal processing		
5) NAMES OF AUTHOR(S) IN FULL (surname first) SPARR Trygve, HAMRAN Svein-Erik, KORSBAKKEN Erik		
6) DISTRIBUTION STATEMENT Approved for public release. Distribution unlimited. (Offentlig tilgjengelig)		
7) INDEXING TERMS IN ENGLISH: IN NORWEGIAN:		
a) <u>Inverse synthetic aperture radar</u>	a) <u>Invers syntetisk aperture radar</u>	
b) <u>Radar imaging</u>	b) <u>Radaravbildning</u>	
c) <u>Aircraft</u>	c) <u>Fly</u>	
d) <u>Time-frequency methods</u>	d) <u>Tid-frekvensmetoder</u>	
e) _____	e) _____	
THESAURUS REFERENCE:		
8) ABSTRACT We review basic ISAR-imaging theory, and give the details of an ISAR-processor for imaging of aircraft. We show that the basic theory of conventional ISAR-processing breaks down when the target motion is irregular. Irregular motion is when the effective rotation of the target as seen from the imaging radar is not constant. We extend the system model to take such effects into account. We introduce time-frequency analysis as a tool to detect such motion, and also to obtain sharp images of the target. The methods are tested on real aircraft data, and shown to give satisfactory results.		
9) DATE 16 June 2000	AUTHORIZED BY This page only <i>R Hedemark</i> Rolf Hedemark	POSITION Director of Research

UNCLASSIFIED

ISBN 82-464-0426-1

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE
(when data entered)

INNHOOLD

	Side	
1	INTRODUKSJON	7
2	GRUNNLEGGENDE ISAR-TEORI	8
2.1	Systemmodell	8
2.2	Bølgetallsdomenet og oppløsning	9
2.3	Oppløsning for ISAR	12
2.4	Sampling	14
2.5	SAR-algoritmer	15
2.6	ISAR i praksis	15
2.6.1	Prosesseringssteg	16
2.6.2	Eksempel: Et enkelt mål bestående av tre punktreflekterer	16
2.7	Begrensninger i systemmodellen og mulige generaliseringer	19
3	AVBILDNING AV FLY	21
3.1	CARMINA og TIRA	21
3.2	ISAR-avbildning av fly i praksis	22
3.3	Oppsummering	29
4	MÅLBEVEGELSER OG AVBILDNINGSPLAN	30
4.1	Rotasjonsmatriser	30
4.2	Notasjon	32
4.3	Koordinatsystemer	32
4.4	Rotasjon induisert av translatorisk bevegelse	33
4.4.1	Eksempel: Fly i horisontal rettlinjert bevegelse	34
4.5	Vinkelhastighet	35
4.5.1	Eksempel: Data fra CARMINA	36
4.6	Definisjon av avbildningsplan	38
4.7	Oppsummering	40
5	TID-FREKVENSANALYSE SOM VERKTØY FOR IRREGULÆR BEVEGELSE	41
5.1	Irregulær bevegelse	41
5.2	Tid-frekvensanalyse	42
5.3	Tid-frekvensanalyse anvendt på radardata	46
5.4	Avbildning med tid-frekvensmetoder	48
5.5	Oppsummering	50
6	KONKLUSJONER	51
	Litteratur	52

RADARAVBILDNING AV MÅL I BEVEGELSE (ISAR) - Teori, metoder og signalprosessering

1 INTRODUKSJON

De klassiske oppgavene for et radarsystem er deteksjon og målfølgning. Siden de aller første radarsystemene på begynnelsen av 1900-tallet har utviklingen vært rivende. Et av de aller første systemene som ble demonstrert var en bistatisk radar der det ringte en bjelle dersom det var et skip innenfor radarens deteksjonsområde. Siden den gang er det utviklet systemer som kan detektere og holde orden på trajektoriet til hundrevis av mål samtidig. Videre har utviklingen av koherente systemer med stadig bedre oppløsning ført til at radarsystemer nå begynner å bli i stand til å gjenkjenne, eller klassifisere målene i tillegg til å detektere og følge dem.

Av spesiell interesse i denne sammenhengen er radarsystemer som avbilder en radarscene eller et mål. Her er utviklingen nå kommet så langt at man kan detektere endringer i topografi av størrelsesorden millimeter fra satellitter. Dette er gjort mulig takket være syntetisk aperture radar (SAR) som er en metode for å skaffe seg oppløsning i et radarbilde ved å flytte radarantenna langs en bane, og så integrere bidragene langs banen koherent. På denne metoden får man en effektiv syntetisk antenne som er like lang som den delen av banen radaren har flydd. Grunnen til at vi kan oppnå god oppløsning (i prinsippet uavhengig av avstanden til radarscena) og god følsomhet for små variasjoner er at målestaven vår er radarens bærebølgelengde.

At vi kan snu på denne problemstillingen slik at radaren er i ro, mens målet beveger seg og at dette i noen grad er ekvivalent var en mulighet som først ble utnyttet i radioastronomi (16). Her ble disse teknikkene, som siden er blitt kalt invers syntetisk aperture radar (ISAR), benyttet til å kartlegge overflaten til måner og planeter sett fra radarer på jorda.

I denne rapporten ser vi på hvordan ISAR kan brukes til å danne bilder av fly fra bakkebaserte radarer. Vi går gjennom en ISAR-prosessor vi har laget for flydata fra den tyske radaren TIRA. Vi beskriver flyenes bevegelse på en detaljert matematisk måte og viser hvordan dette kan brukes til å generalisere konvensjonell ISAR til tilfeller der flyene har det vi kaller irregulær bevegelse, noe som vanligvis fører til at ISAR-bilder blir ubruklige. Her benytter vi moderne signalprosessering, spesielt tid-frekvensmetoder.

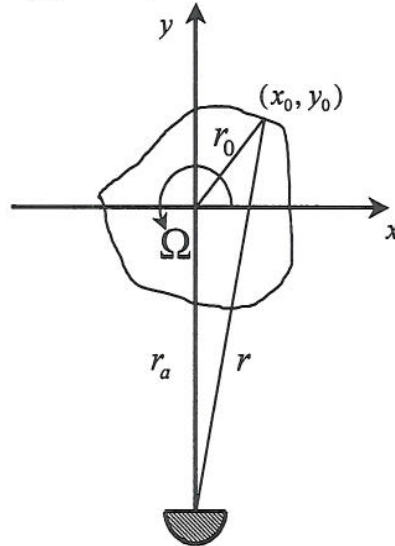
Kapittel 2 tar går gjennom grunnleggende ISAR-teori slik den er kjent fra åpen litteratur. Kapittel 3 beskriver ISAR-prosessoren vår for TIRA-data. Kapittel 4 tar for seg generell bevegelse og generaliserer den grunnleggende ISAR systemmodellen. Kapittel 5 går gjennom effektene av irregulær bevegelse og viser hvordan vi kan få gode bilder av flyene ved bruk av tid-frekvensmetoder.

2 GRUNNLEGGENDE ISAR-TEORI

Dette kapittelet gir en kortfattet oversikt over teorien for konvensjonell ISAR.

2.1 Systemmodell

Konvensjonell ISAR ser på et tilfelle der et todimensjonalt stivt legeme roterer i forhold til en radar. Figur 2-1 viser den grunnleggende systemmodellen for ISAR-avbildning (4).



Figur 2-1 Grunnleggende systemmodell for ISAR-avbildning.

Her ser vi et objekt som roterer i forhold til radarantenna med en konstant rotasjonshastighet Ω . Rotasjonsaksen er i en fast avstand r_a fra fasesenteret til radarantenna. Et punkt på objektet som har posisjon (x_0, y_0) ved tidspunktet $t = 0$ vil ved et vilkårlig tidspunkt t ha koordinater

$$\begin{aligned} x(t) &= x_0 \cos(\Omega t) - y_0 \sin(\Omega t) \\ y(t) &= x_0 \sin(\Omega t) + y_0 \cos(\Omega t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Avstanden $r(t)$ fra antenna til punktet kan da finnes som

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + [r_a + y(t)]^2}. \quad (2.2)$$

Den totale fasen til et radarsignal mottatt fra dette punktet kan skrives som $\phi(t) = 2kr(t)$, med $k = 2\pi / \lambda$ bølgetallet til radaren. Dette uttrykket er åpenbart komplisert, men benytter vi at $x_0^2 + y_0^2 \ll r_a^2$ (det vil si at målets utstrekning er liten i forhold til avstanden til radaren) kan vi forenkle likning (2.2) til

$$r(t) \approx r_a + y(t) = r_a + x_0 \sin(\Omega t) + y_0 \cos(\Omega t). \quad (2.3)$$

Antar vi videre at $\Omega t \ll 1$ (gyldig når rotasjonen er mindre enn noen få grader) får vi

$$r \approx r_a + y_0. \quad (2.4)$$

Ser vi nå på Dopplerfrekvensen til det mottatte signalet $f_d(t) = (1/2\pi)d\phi/dt$ og bruker likning

(2.3) så får vi

$$f_d(t) = \frac{2}{\lambda} \frac{dr}{dt} = \frac{2x_0\Omega}{\lambda} \cos(\Omega t) - \frac{2y_0\Omega}{\lambda} \sin(\Omega t). \quad (2.5)$$

Antar vi også her at $\Omega t \ll 1$, får vi

$$f_d \approx \frac{2x_0\Omega}{\lambda}. \quad (2.6)$$

Vi ser nå fra likningene (2.4) og (2.6) at punktets posisjon er entydig bestemt av avstandsmålingen langs y-retningen og Dopplermålingen langs x-retningen. Vi merker oss at vi må kjenne rotasjonshastigheten Ω for å kunne konvertere målt Dopplerskift f_d til posisjon x_0 . y-koordinaten kalles ofte avstandskoordinaten og x-koordinaten kalles ofte asimutkoordinaten. Vi vil bruke begrepene avstand og asimut i det følgende. Disse svarer til begrepene "range" og "azimuth" på engelsk slik de vanligvis brukes i radarlitteraturen.

2.2 Bølgetallsdomenet og oppløsning

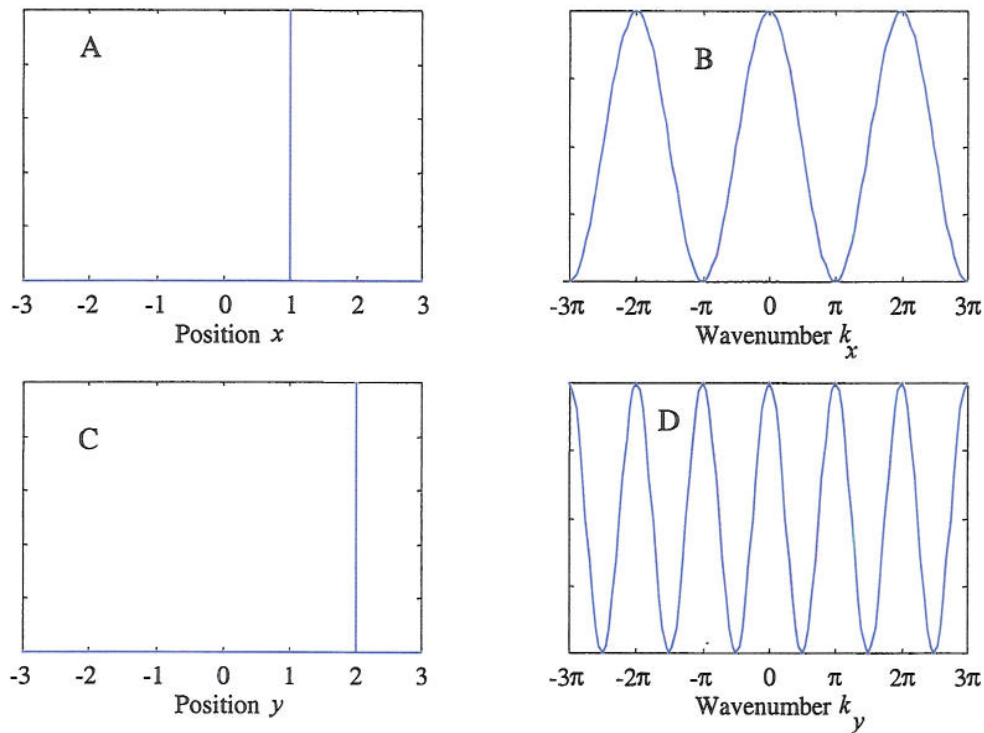
La oss betrakte en ideell punktreфлектор i rommet. Denne kan beskrives matematisk ved hjelp av Diracfunksjonen som $A\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)$ der A er amplituden og \mathbf{r}_0 er posisjonen. En vilkårlig, gjerne kontinuerlig, fordeling av reflektivitet kan da skrives som

$$\gamma(\mathbf{r}) = \int A(\mathbf{r}_0)\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)d\mathbf{r}_0. \quad (2.7)$$

Fouriertransformen til en ideell punktreфлектор kan enkelt finnes som

$$\text{FT}\{A\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)\} = \int A\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)\exp(-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r})d\mathbf{r} = A\exp(-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}_0). \quad (2.8)$$

Dette er en konstant amplitude med en lineær fasevariasjon. Figur 2-2 viser en punktreфлектор i de to domenene. Vi ser en impuls i $\mathbf{r}_0 = (1, 2)$. Tilsvarende romlige frekvenser (bølgetall) blir som vi ser $\mathbf{k}_0 = (2\pi / 1, 2\pi / 2) = (2\pi, \pi)$.

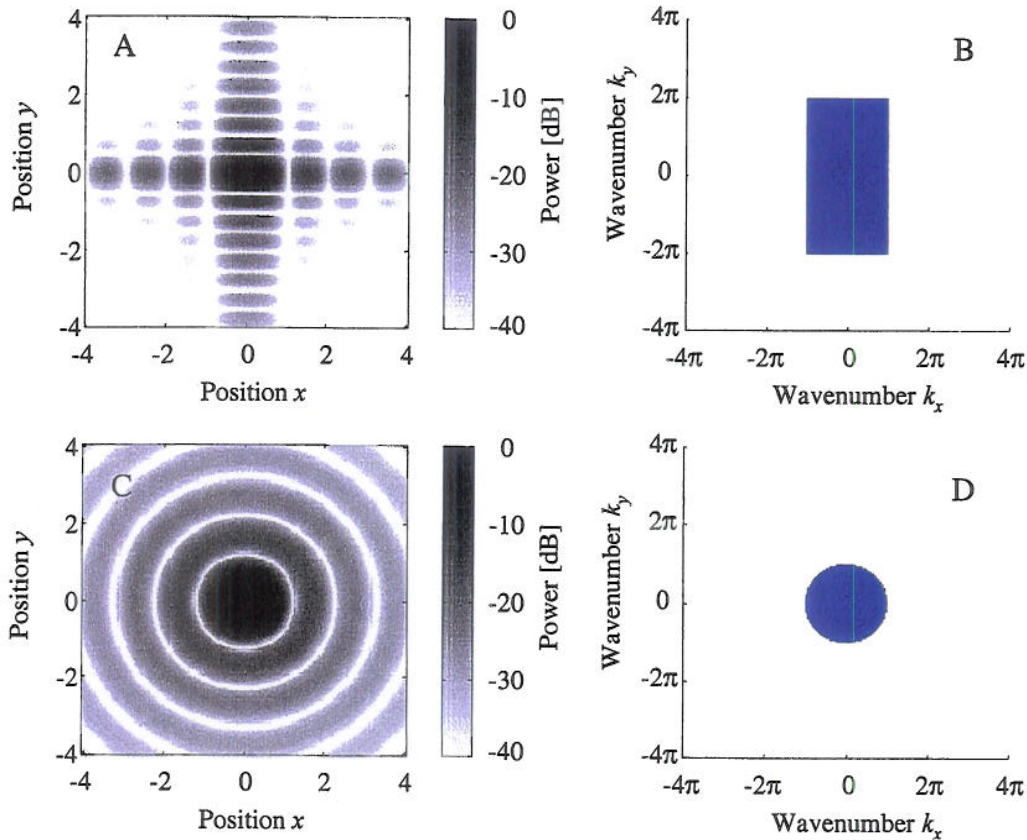


Figur 2-2 Representasjon av en punktrefleksor i romdomenet (A og C) og bølgetallsdomenet (B og D.) B og D viser realverdien.

Fouriertransformen til en vilkårlig fordeling av refleksivitet blir

$$\Gamma(\mathbf{k}) = \text{FT}\{\gamma(\mathbf{r})\} = \int A(\mathbf{r}) \exp(-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (2.9)$$

Siden Fouriertransformen er invertibel, ser vi vanligvis på $\gamma(\mathbf{r})$ og $\Gamma(\mathbf{k})$ som to ekvivalente representasjoner av den samme refleksivitetsfordelingen. Vi sier da at $\gamma(\mathbf{r})$ gir refleksiviteten i romdomenet og $\Gamma(\mathbf{k})$ gir refleksiviteten i bølgetallsdomenet. Et avbildningssystem kan ofte beskrives matematisk ved å spesifisere et område i bølgetallsdomenet der det er følsomt. Vi ser av (2.8) at responsen fra en punktrefleksor finnes over hele bølgetallsdomenet. Siden avbildningssystemet bare er følsomt på et område, virker det som et vindu eller filter. Figur 2-3 viser to tilfeller: Rektangulært (B) og sirkulært (D) område i bølgetallsdomenet.



Figur 2-3 Responsen til en punktrefleksor i romdomenet (A og C) når avbildningssystemet er følsomt på områdene gitt i henholdsvis B og D.

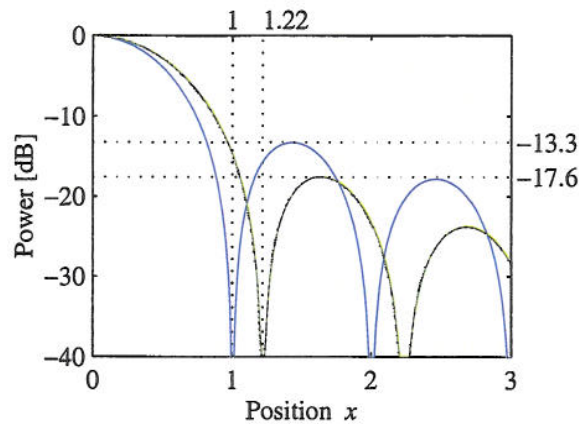
Området i bølgetallsdomenet der avbildningssystemet er følsomt kalles bølgetallsdekningen. Den inverse Fouriertransformen $p(x, y)$ til bølgetallsdekningen viser hvordan en ideell punktrefleksor vil bli avbildet og kalles ofte punktspredefunksjonen. I filterterminologi er denne funksjonen den samme som impulsresponsen til avbildningssystemet. Vi benytter normaliserte punktspredefunksjoner, slik at $p(0,0) = 1$. For en eksakt rektangulær dekning kan punktspredefunksjonen beregnes analytisk som

$$p(x, y) = \text{sinc}\left(\frac{B_x}{2}x\right) \text{sinc}\left(\frac{B_y}{2}y\right) \quad \text{der} \quad \text{sinc}(x) \equiv \frac{\sin(x)}{x}. \quad (2.10)$$

Her er B_x og B_y lengden av sidene i rektanget langs henholdsvis k_x og k_y . Lengdene kan tolkes som båndbredder i bølgetall. Det tilsvarende uttrykket for en sirkulær dekning kan også beregnes analytisk. Resultatet er

$$p(x, y) = 2 \frac{J_1[(B_x/2)r]}{(B_x/2)r} \quad \text{der} \quad r = \sqrt{x^2 + y^2}. \quad (2.11)$$

B_x er her diameteren til sirkelen i bølgetallsdomenet og $J_1(x)$ er den ordinære Besselfunksjonen av første type. I Figur 2-3 er punktspredefunksjonen (A og C) og bølgetallsdekningen (B og D) vist for de to tilfellene. Snitt av de to punktspredefunksjonene langs positiv x-akse er vist i Figur 2-4. Parameterene som er brukt er som i Figur 2-3 $B_x = 2\pi$, $B_y = 4\pi$.



Figur 2-4 Utsnitt av punktspredefunksjonene for rektangulær (blå) og sirkulær (grønn) bølgetallsdekning (se A og C i Figur 2-3.)

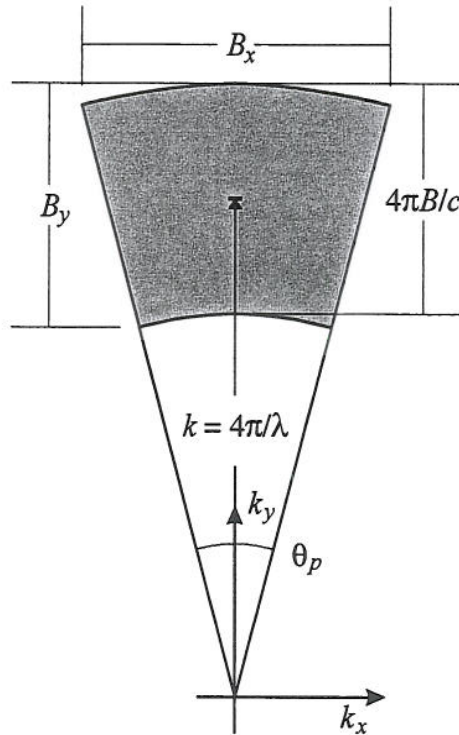
Det er vanlig å karakterisere punktspredefunksjoner med to parametere: En karakteristisk bredde av responsen rundt origo (hovedloben) og styrken på det første lokale maksimumet (første sidelobe) relativt til hovedloben. Den karakteristiske bredden sier hvor langt to punktreflektorer av samme styrke må være fra hverandre for å kunne skilles og kalles derfor oppløsningen. Styrken på første sidelobe sier hvor stor dynamikk systemet har. Dynamikken er den maksimalt tillatte styrkeforskjellen på to reflektorer for at de skal kunne skilles. Som vi ser av Figur 2-4, så er avstanden fra maksimum til første null et brukbart mål for den karakteristiske bredden. For den rektangulære dekningen gir dette oppløsninger $\rho_x = 2\pi / B_x = 1$ og $\rho_y = 2\pi / B_y = 1/2$. For den sirkulære dekningen får vi oppløsning $\rho = 1.22 \times 2\pi / B_x = 1.22$, uavhengig av retning. Tallet 1.22 er tilnærmet det første nullpunktet til $J_1(\pi x)$. Som vi ser er oppløsningene proporsjonale med $2\pi / B_i$. Dette er uttrykk for en generell egenskap ved Fouriertransformen. Følgelig definerer vi $\bar{\rho}_i \equiv 2\pi / B_i$ som den nominelle oppløsningen til avbildningssystemet langs akse i . Videre definerer vi den faktiske bredden $\rho_i = C\bar{\rho}_i$ av hovedloben som den reelle oppløsningen. Typisk vil $C \geq 1$. Av forskjellige grunner kan det være vanskelig å bestemme hvor første nullpunkt ligger for en gitt punktspredefunksjon. Da bruker vi ofte halvverdbredden isteden.

Første sidelobe er som vi ser fra Figur 2-4 13.3 dB og 17.6 dB under hovedloben for henholdsvis rektangulær og sirkulær bølgetallsdekning. Dette er ofte for lite for typiske avbildningssystemer, siden mange mål eller radarscener har større dynamikk enn dette. Dynamikken kan økes ved å dempe ned bølgetallsdekningen mot randa. En slik demping vil, avhengig av formen, gi bedre dynamikk, men resultere i utsmøring av hovedloben. Med andre ord, så blir den reelle oppløsningen dårligere (større.) Dempefunksjonen kalles vindu, og det finnes mange forskjellige vinduer (2). Noen gjør det mulig å balansere oppløsning og sidelobenivå ved en valgbar parameter, men vi må alltid velge mellom høy oppløsning og dårlig dynamikk eller dårlig oppløsning og høy dynamikk.

2.3 Oppløsning for ISAR

I forrige kapittel så vi på generell basis hvordan et oppløsningen til et avbildningssystem kan finnes ved å se på bølgetallsdekningen. Her bruker vi resultatet for å finneoppløsnigne for et ISAR-system. En ISAR avbildning kan sees som måling på en bit av en ring i

bølgetallsdomenet slik som vist i Figur 2-5. I dette henseende er ISAR ekvivalent med såkalt SpotSAR (Spotlight SAR) der antenna til et flybårent system pekes aktivt mot en bestemt scene (1).



Figur 2-5 Bølgetallsdekningen (grått område) for en ideell ISAR avbildningsprosess og hvordan den ligger plassert i bølgetallsdomenet.

Vi ser at vinkelutstrekningen er gitt ved den totale vinkelen θ_p som objektet dreies relativt til antenna. Den radielle utstrekningen er gitt ved $4\pi B/c$, der B er båndbredden til radarpulsen. Ut fra diskusjonen i forrige underkapittel finner vi nominell oppløsning for systemet som

$$\begin{aligned}\bar{\rho}_y &= 2\pi / B_y \\ \bar{\rho}_x &= 2\pi / B_x\end{aligned}\quad (2.12)$$

Den reelle oppløsningen vil avhengig av forskjellige prosesseringsvalg være noe større, typisk 20-40%. For små totale vinkelintervall, slik at (2.4) og (2.6) er gyldige, så er bølgetallsdekningen tilnærmet rektangulær med dimensjoner $B_y = 4\pi B/c$ og $B_x = (4\pi/\lambda)\theta_p$.

Vi ser at dette gir nominelle oppløsninger

$$\begin{aligned}\bar{\rho}_y &= c/(2B) \\ \bar{\rho}_x &= \lambda/(2\theta_p)\end{aligned}\quad (2.13)$$

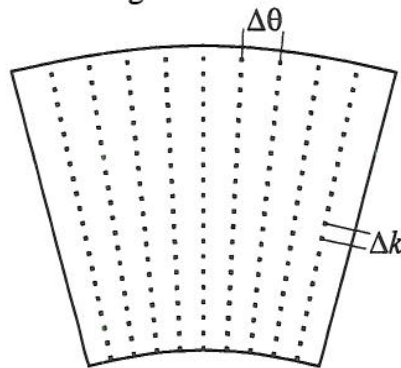
Uttrykket for $\bar{\rho}_y$ er det vanlige uttrykket for oppløsningen til en radarpuls. For en høyoppløselig radar er båndbredden fra 150 MHz til 1 GHz eller mer. Dette svarer til nominell avstandsopløsning fra 1 m til 15 cm eller mindre. Vi merker oss at vi bare trenger små vinkelintervall for å oppnå tilsvarende nominell asimutoppløsning. For X-bånd radar ($\lambda = 3$ cm) oppnår vi 1 m oppløsning for $\theta_p = 0.86^\circ$ og 15 cm for $\theta_p = 5.7^\circ$.

Den best mulige oppløsningen for et ISAR-system framkommer ved å samle inn data rundt hele

sirkelen slik at $\theta_p = 360^\circ$. Da blir $\bar{\rho}_y = \bar{\rho}_x = 2\pi / (2 \times 4\pi / \lambda) = \lambda / 4$, i prinsippet uavhengig av båndbredden til radarpulsen. I praksis vil en slik oppløsning av forskjellige grunner være vanskelig å oppnå, blant annet fordi få mål er så samarbeidsvillige at de lar seg observere hele veien rundt. Den virkelige praktiske nytten ved ISAR ligger i at vi kan lage et bilde av målet med god oppløsning fra data samlet inn over et relativt lite vinkelintervall.

2.4 Sampling

Tidlige SAR- og ISAR-systemer benyttet analog prosessering realisert ved optiske metoder for å konvertere rådata til bilder (4). I dag er optisk prosessering praktisk talt fullstendig erstattet av digital prosessering. Dette innebærer at bølgetallsdekningen blir samlet etter et bestemt mønster. Følgelig må vi passe på å oppfylle visse samplingskrav under datainnsamlingen slik at vi unngår foldning i det ferdige bildet. Dersom radarpulsene sendes med fast pulsrepetisjonsfrekvens (PRF) så vil bølgetallsdekningen bli samlet med uniform avstand i vinkel $\Delta\theta$ og i bølgetall Δk som vist i Figur 2-6.



Figur 2-6 Sampling av bølgetallsdekningen (grått område i Figur 2-5.) Samplene ligger uniformt fordelt i polare koordinater.

For å oversette til avstand og asimut, så er det samplingintervallene i rektangulære koordinater Δk_y og Δk_x som har betydning. Vi ser at disse varierer som funksjon av posisjon over bølgetallsdekningen. I tråd med Nyquistkriteriet så må Δk_y og Δk_x være små nok til å oppfylle

$$\begin{aligned} \max(\Delta k_y) &< 2\pi / L_y \\ \max(\Delta k_x) &< 2\pi / L_x \end{aligned} \quad (2.14)$$

med L_y, L_x er målets utstrekning i henholdsvis avstand og asimut. For små θ_p har vi $\Delta k_y \approx \Delta k$ og $\Delta k_x \approx (4\pi / \lambda)\Delta\theta$ (se Figur 2-5.) De to kan relateres til samplingsintervallet Δf i frekvens for radarpulsen og PRF f_{PRF} som

$$\begin{aligned} \Delta k_y &= 4\pi\Delta f / c \\ \Delta k_x &= (4\pi / \lambda)\Omega / f_{PRF} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Setter vi sammen (2.14) og (2.15) får vi samplingskravene

$$\begin{aligned} \Delta f &< c / (2L_y) \\ f_{PRF} &> 2L_x\Omega / \lambda \end{aligned} \quad (2.16)$$

Det første kravet innebærer at vi ikke får noen tvetydigheter i avstand innenfor et område som er minst så stort som avstandsutstrekningen til målet. Det andre kravet kan tolkes som at f_{PRF} må være minst så høy som den høyeste Dopplerfrekvensen vi får fra målet på grunn av rotasjonen.

2.5 SAR-algoritmer

Det finnes en rekke SAR-algoritmer (5). Dette skyldes at hastigheten til algoritmene må balanseres mot hvor generelle de er, og at forskjellige radarsystemer tar inn data på forskjellige måter. Som vi har sett over, så kan ISAR (på samme måte som SAR) sees som å sample målet i bølgetallsdomenet. Vi kunne derfor tro at det bare var å ta invers Fouriertransform til dataene, så ville vi ha bildet. Dette er for så vidt tilfelle, men på grunn av prosesseringshastigheten ønsker vi å benytte FFT algoritma. For å bruke denne må samplene ha fast avstand i k_x og k_y .

Det er benyttet fire forskjellige strategier for å håndtere dette problemet i SAR-prosessering.

1. Prosessere over så små vinkelintervall at dataene i praksis ligger på et rektangulært rutenett. Denne metoden er svært rask og brukes dersom det i det hele tatt er mulig. Metoden består i å ta todimensjonal FFT av dataene multiplisert med en passende vindusfunksjon. Begrensingen ligger i at en punktspreder må være i en oppløsningscelle gjennom hele integrasjonstida. Hvis dette ikke er tilfelle får vi det som på engelsk kalles "range migration" og mer komplisert prosessering trengs. Vi vil i det følgende kalle range migration for avstandsvandring.
2. Resampling i bølgetallsdomenet. Her benytter vi passende interpolasjonsfiltre til å beregne verdiene på et rektangulært rutenett fra dataene på det polare rutenettet. Dette er den opprinnelige måten å håndtere avstandsvandring på (4).
3. Frekvensskalering. Dette er metoder som benytter tilnærmet frekvensrespons for SAR/ISAR-systemet til å erstatte interpolasjonen med multiplikasjoner og FFTer. Disse metodene er både raske og nøyaktige (6).
4. Migrasjon. Metoder med opphav i seismisk prosessering som benytter såkalt Stolt-interpolasjon (7). Migrasjon er relativt tung, men generell prosessering. Frekvensskaleringmetodene kan sees som en førsteordens tilnærming av migrasjon.

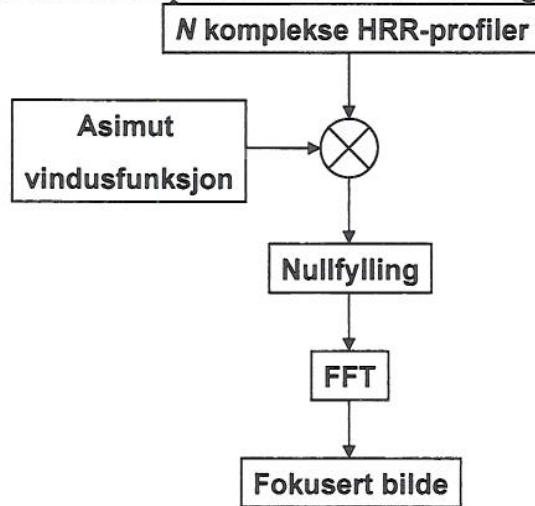
Alle metodene over kan sees som former for migrasjon under forskjellige tilnærmelser.

2.6 ISAR i praksis

I det foregående har vi sett på problemstillinger knyttet til oppløsning, sampling og tvetydigheter for et ISAR-system. I dette kapittelet konkretiserer vi problemstillingen ved å se på den praktiske implementasjonen av ISAR-prosessering basert på dopplerestimering med FFT.

2.6.1 Prosesseringssteg

Gitt at de innsamlede dataene oppfyller betingelsene for en enkel FFT-basert Dopplerestimering, kan en enkel ISAR prosessor se ut som vist i Figur 2-7.

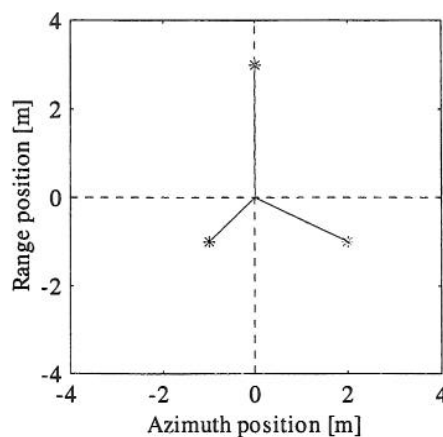


Figur 2-7 Oversikt over de grunnleggende stegene i Doppler ISAR prosessert med FFTbasert Doppler estimering.

Prosesseringen tar utgangspunkt i komplekse HRR-profiler (HRR: eng. High Range Resolution). Dette er høyoppløselige avstandsprofiler av det gitte målet. Som indikert i systemmodellen, skal målet bare rotere sett fra radaren. Som vist i figuren, består prosesseringen av å multiplisere med en asimut vindusfunksjon, fylle med nuller og til slutt transformere med asimut FFT. Vindusfunksjonen øker dynamisk område i bildet og nullfyllingen interpolerer i bildet slik at vi får flere asimutceller over målet. Dette er operasjoner som er standard i FFT-basert spektralestimering (9).

2.6.2 Eksempel: Et enkelt mål bestående av tre punktrefektorer

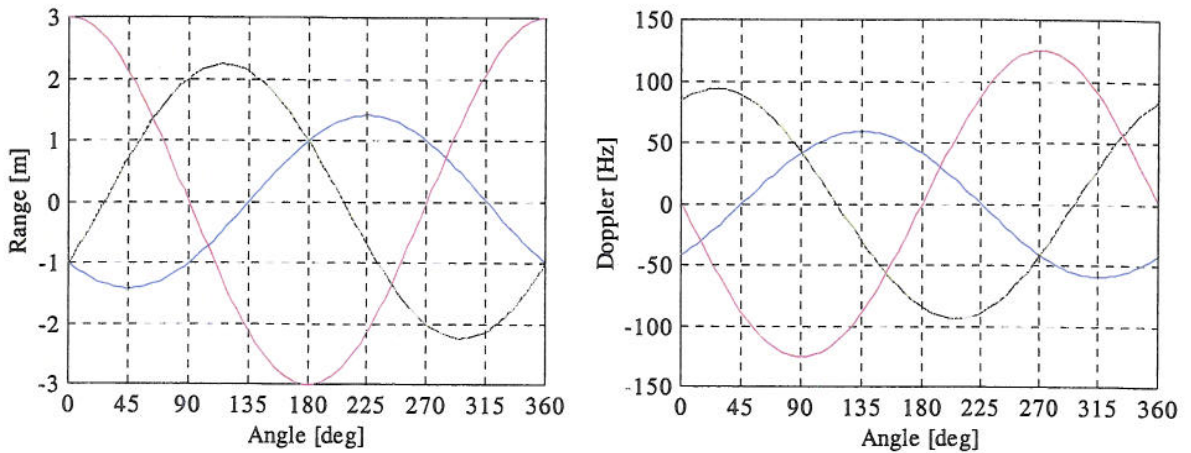
Prosesseringen kan best vises med et eksempel. Figur 2-8 viser en enkel modell bestående av tre punktrefektorer.



Figur 2-8 Modell for simulering av ISAR prosessering bestående av tre punktrefektorer.

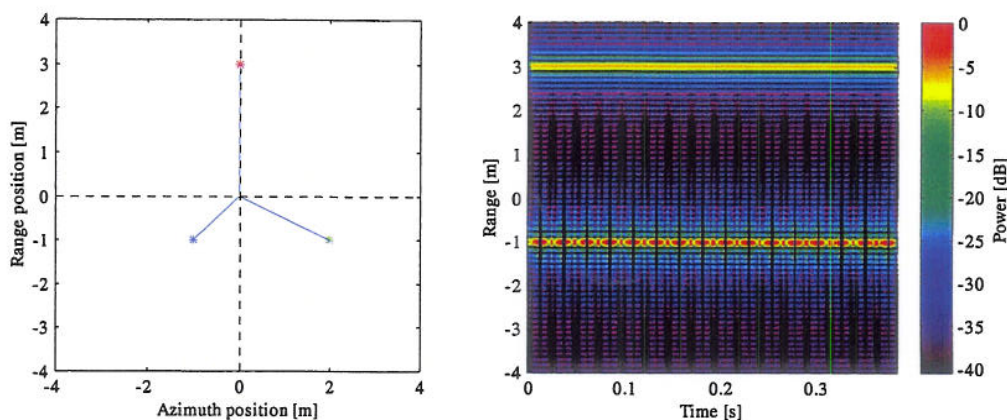
De tre reflektorene er markert med henholdsvis en rød, en blå og en grønn stjerne. Modellen antas å rotere rundt origo i figuren, men det er ingen refleksor plassert akkurat i origo. Lar vi

denne modellen rotere så vil avstand og Dopplerskift for hver av reflektorene forandre seg ettersom punktene flytter seg rundt sirkelen. De faktiske verdiene finnes ved å anvende (2.3) og (2.5). Figur 2-9 viser beregnet avstand og Dopplerskift for den enkle modellen vår.



Figur 2-9 Avstand (range, venstre plott) og Dopplerfrekvens (høyre) for modellen i Figur 2-8 ettersom den roterer 360°. Fargene er de samme som for reflektorene.

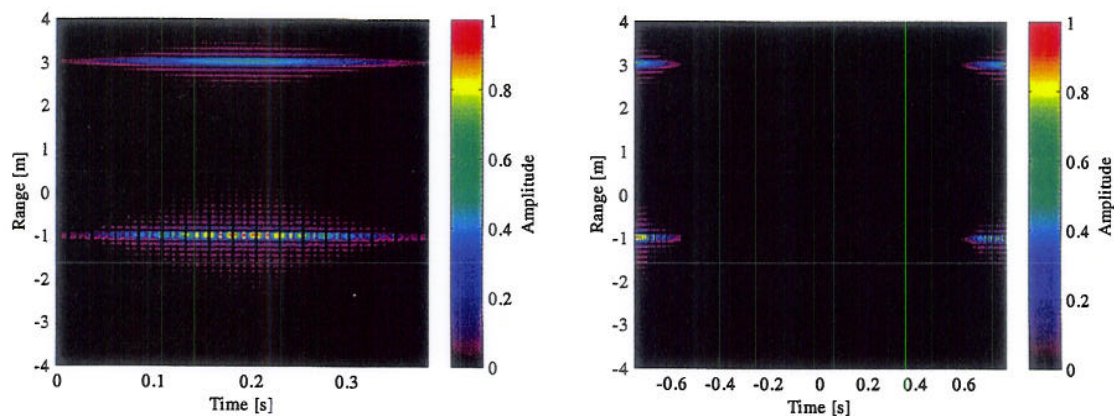
For å beregne Dopplerskiftet har vi benyttet 3 cm bæreølge (X-bånd) og en rotasjonshastighet på 36°/s. I begge plottene svarer fargene til fargen på den tilhørende reflektoren. Disse plottene viser tydelig hvordan Dopplerfrekvensen til reflektorene kan brukes til å skille dem når de er i samme avstand fra radaren. Ser vi for eksempel på den blå og den grønne reflektoren, så er disse i samme avstand ved 0° og ved 180°. Samtidig har de svært forskjellige Dopplerskift. Ved 0° er den blå på omtrent -40 Hz, mens den grønne er på 80 Hz. Ved 180° er den blå på +40 Hz og den grønne på -80 Hz. Tar vi i betraktning rotasjonshastigheten, svarer dette til asinutposisjoner -0.95 m og 1.9 m henholdsvis for blå og grønn. Tallene er beregnet med likning (2.6). Vi ser av Figur 2-8 at de sanne verdiene er -1 m og 2 m. Dette får vi hvis vi setter inn de eksakte verdiene for Dopplerskiftet, men disse er vanskelig å se fra kurvene. Neste steg er å se på simulerte radardata. Her må vi ta hensyn til at radaren har endelig avstandsoopløsning (gitt av båndbredden) og endelig asinutopløsning (gitt av integrasjonstida). For å generere slike data benytter vi bølgetallsdomenet slik det er beskrevet i kapittel 2.2. Vi spesifiserer altså bølgetallsdekningen, og denne benyttes til å generere impulsresponsen ved 2D IFFT. For å plassere reflektorer på forskjellige steder, adderer vi sammen impulsresponsen skiftet til de forskjellige posisjonene gitt i Figur 2-8. Deretter gjennomfører vi invers Fourier transform i asinut for å generere HRR-data. Resultatet ser vi i Figur 2-10.



Figur 2-10 Radar rådata (HRR profiler).

De tre reflektorene sees tydelig i HRR profilene. Reflektoren som er alene i posisjonen (0,3) framstår som en klar fast linje. Vi kan også se avstandssidelobene som skyldes at radaren har endelig båndbredde. Vi ser at de to reflektorene som befinner seg i samme avstandscelle (-1 m) interfererer med hverandre ettersom målet roterer. Måten vi har laget de simulerte dataene på er noe idealisert da vi ser bort i fra avstandsvandring for reflektorene. Resultatene er gyldige så lenge rotasjonen er liten nok til at alle reflektorene forblir innenfor en avstandscelle under integrasjonstida, noe som igjen er avhengig av avstandssoppløsningen.

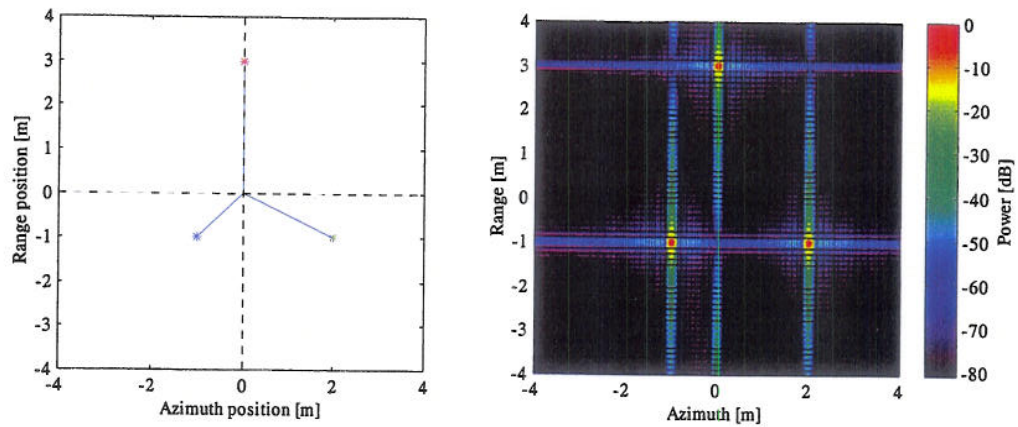
De neste to stegene i prosesseringen (se Figur 2-7) er å multiplisere med en vindusfunksjon i asimut, for deretter å fylle på med nuller for å interpolere i bildedomenet. Resultatet er vist i Figur 2-11.



Figur 2-11 Data etter multiplikasjon med asimut vindusfunksjon (venstre) og etter nullfylling (høyre).

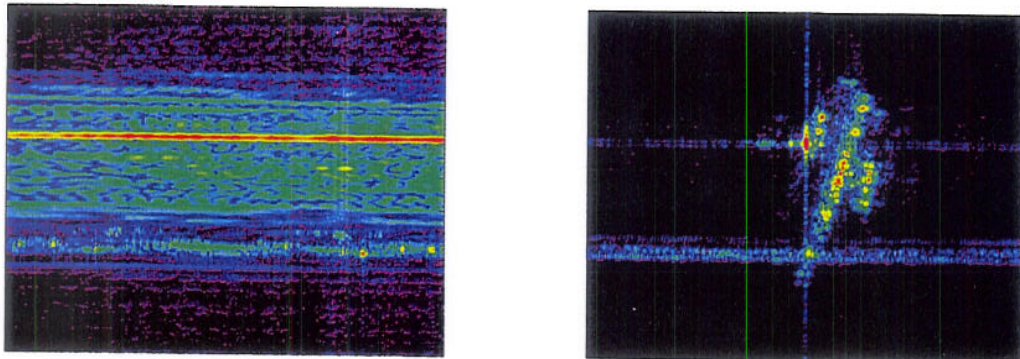
Her har vi brukt et hammingvindu, noe som kan være å foretrekke for noen applikasjoner. Hammingvinduet går ikke helt til null på randa, følgelig er operasjonen invertibel. For øvrig er valget av vindu mye godt en smakssak. Vi må alltid avveie dynamikk og oppløsningsstap som diskutert tidligere.

Vi har fylt med nuller slik at tidsserien blir en faktor 4 lenger. Dette ser vi i høyre plott. I tillegg har vi skiftet dataene i asimut slik at alt er klart til bruke FFT til å lage det ferdige bildet. Det ferdige bildet er vist i Figur 2-12.



Figur 2-12 Ferdig komprimert ISAR bilde.

Bildet viser at de tre reflektorene blir plassert på rett sted i det ferdige bildet som røde flekker. De har endelig utstrekning svarende til bølgetallsdekningen til avbildningen. Videre ser vi sidelober både i asimut og i avstand. Vi merker oss at sidelobene i asimut er lavere enn i avstand, noe som skyldes hammingvinduet. I avstand benyttet vi ikke noe vindu i det hele tatt, noe som fører til en sideloberespons svarende til et firkantvindu. Figuren demonstrerer tydelig at vindu er viktig, ettersom det ikke skal så mye til før sidelobene fra en reflektor skjuler en svakere reflektor. Figur 2-13 viser rådata og komprimert bilde når samme prosessering brukes på virkelige radardata.



Figur 2-13 Rådata og komprimert bilde for virkelige data.

Vi ser at vi i dette tilfellet fåret relativt godt inntrykk av omrisset til et fly. Vi vil komme mer tilbake til avbildning av fly i neste kapittel.

2.7 Begrensninger i systemmodellen og mulige generaliseringer

Det er flere svakheter i systemmodellen vi har lagt til grunn for den foregående diskusjonen. Noen mulige feilkilder er:

1. Typiske mål er tredimensjonale, ikke todimensjonale som antatt.
2. Målets vinkelhastighet kan være en komplisert funksjon, ikke en konstant.
3. Målet er fleksibelt eller har bevegelige deler, det er ikke stivt.
4. Målet består ikke av veldefinerte reflektorer. Dispersjon, multippel spredning, glidende spekulærpunkter og annet kan gjøre at reflektorene ikke har noen veldefinert elektromagnetisk posisjon (fasesenter).

De to første punktene vil vi studere nærmere i kapittel 4. De to siste er svært avhengige av hva slags mål vi har med å gjøre. Vi vil komme tilbake til effekter som har med bevegelige deler å gjøre i kapittel 3, der vi ser på avbildning av fly. Det siste punktet er det vanskelig å gjøre noe særlig med, annet enn å ha i bakhodet under tolkningen av radardata. Effekter av multippel refleksjon kan ofte observeres i radarbilder.

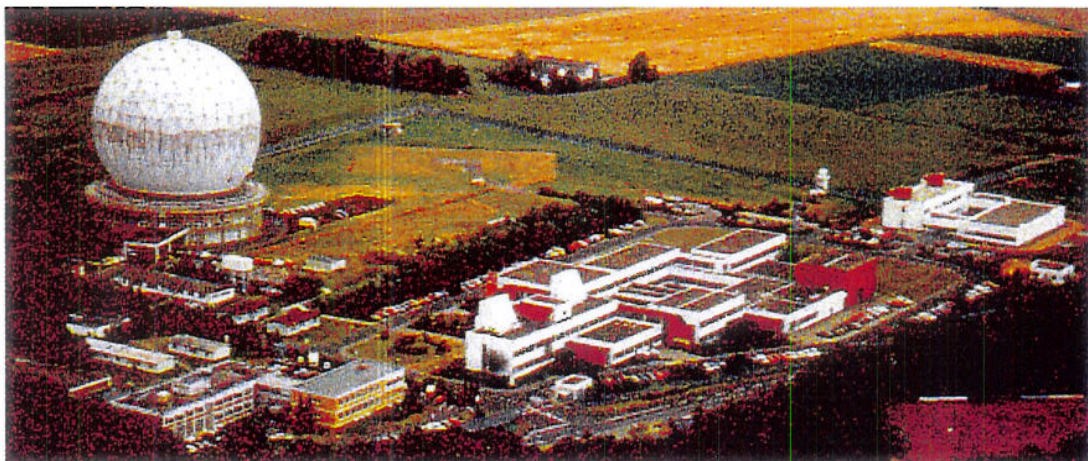
3 AVBILDNING AV FLY

Fly er, og har alltid vært, svært relevante mål for mange radarsystemer. Utviklingen mot stadig mer avanserte radarsystemer har gjort at oppgavene til radarsystemene har blitt utvidet. Med dagens koherente bredbåndssystemer kan vi lage bilder av fly og dra ut mye annen informasjon. En typisk operativ sekvens mot et gitt fly kan være deteksjon,følging og identifikasjon. I denne sammenheng kommer ISAR-avbildning inn som et nyttig verktøy. Vi kan ofte få en bedre forståelse av spredemekanismene som gjør seg gjeldende for et gitt fly ved å studere et ISAR bilde, eller kanskje aller helst, en sekvens av ISAR-bilder. ISAR-bildet kan også tjene som utgangspunkt for en automatisk gjenkjenningsrutine, selv om kanskje andre representasjoner av radardata kan være vel så effektive i en slik sammenheng.

3.1 CARMINA og TIRA

Som en del av arbeidet til NATO-gruppa RTO SET-TG09 (Non-Cooperative Air-Target Identification by Radar), ble det gjennomført en målekampanje i 1997 og -98. Denne ble kalt CARMINA (for Correlated Attitude Radar Measurements of Images of Non-cooperative Aircraft). Her samlet flere radarer inn data mot forskjellige fly. Noen av flyene ble instrumentert med nøyaktige bevegelsessensorer i en såkalt ARDS-pod (for Advanced Range Data System) slik at sammenhengen mellom flyenes bevegelser og de målte radarsignaturene kunne studeres nærmere. Disse dataene er tilgjengelig for FFI gjennom Norges deltakelse i NATO-gruppa. For øvrig deltok Canada, Danmark, Frankrike, Tyskland, Hellas, Italia, Nederland, Spania, UK, USA og NC3A i gruppa.

En av radarene som ble brukt var TIRA (Tracking and Imaging Radar) som tilhører den tyske søsterorganisasjonen til FFI, FGAN (Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften). Figur 3-1 viser radarkuppelen slik den ligger ved forskninsinstituttet i Wachteberg-Verthoven like utenfor Bonn.



Figur 3-1 TIRA ved FGAN, nær Bonn.

TIRA er egentlig to radarer. Den ene opererer på 16.67 GHz (Ku-bånd) med en nominell båndbredde på 800 MHz. Den andre opererer på L-bånd med mye smalere båndbredde for romapplikasjoner og for å følge mål. Følgesystemet brukes da til å posisjonere avstandsvinduet

for høyoppløselig datainnnsamling på Ku-bånd. Begge radarene bruker samme antenne som er en stor parabolisk reflektor. Ku-bånd radaren er et "dechirp-on-receive" system der det sendes ut en puls med lineær frekvensmodulasjon (LFM). Ved mottak blandes signalet med en tilsvarende LFM-puls forsinket til sentrum av avstandsvinduet. Når avstandsvinduet ikke er for langt, fører dette til en signifikant reduksjon av båndbredden til det mottatte signalet. Denne metoden brukes ofte for systemer med høy båndbredde (1), (5).

I praksis vil en prosessor for å lage ISAR-bilder avhenge en god del av parameterene til radarsystemet som brukes til å samle inn rådatene. For å unngå for generelle betraktninger vil vi derfor se nærmere på en mulig ISAR-prosessor for data fra TIRA.

3.2 ISAR-avbildning av fly i praksis

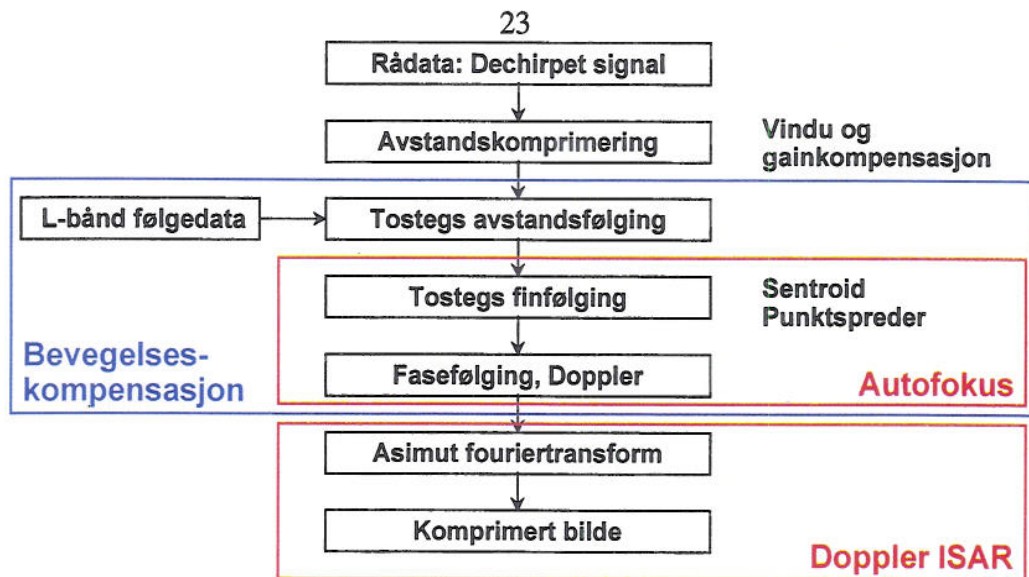
Fra kapittel 2.6 kan vi få inntrykk av at ISAR-avbildning er forholdsvis enkelt. Dette er for så vidt tilfelle når dataene har det formatet som er utgangspunktet for beskrivelsen gitt der, HRR-profiler som er justert slik at målet effektivt kun roterer rundt et fast punkt. Virkelige data vil ikke oppfylle dette på grunn av en rekke effekter, hovedsakelig relatert til målets bevegelse. Prosessen med å rette opp i dette kalles bevegelseskompensasjon, og er absolutt det mest krevende ved ISAR-avbildning.

"Å lage et bilde av et mål i bevegelse krever to steg, kompensasjon av målets bevegelse, og å lage bilde av det kompenserte målet. Det første steget er svært vanskelig, det andre er trivielt." Rihaczek og Hershkowitz (10).

Siden ISAR-avbildning er en koherent prosess, er kravene til bevegelseskompansasjonen svært strenge. En indikasjon får vi ved å bemerke at fasen fra en reflektor vil forandre seg med π for en endring i avstand på $\lambda/4$. For X-bånd er dette bare 7.5 mm. For kompensasjonen er dette naturligvis et problem, siden vi trenger nøyaktighet bedre enn dette, et mulig tall er $\lambda/16$ (5). På den annen side er det nettopp slik endring (når den er forårsaket av rotasjonen alene) som gjør oss i stand til å danne ISAR-avbildning.

Bevegelseskompensasjonen består generelt av to steg. Det første er å justere HRR-profilene i avstand slik at reflektorer er i samme avstandscelle fra profil til profil. Det andre er å rette opp fasen, slik at punktet målet roterer rundt ender opp med null Doppler.

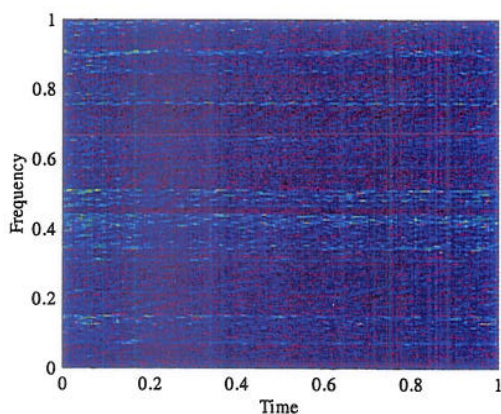
En beskrivelse av ISAR-prosesseringen slik vi har implementert den for TIRA-data fra CARMINA vil bidra til å klargjøre de forskjellige aspektene. Figur 3-2 viser et blokkdiagram for den komplette prosesseringen.



Figur 3-2 Komplette prosesseringskjede for ISAR avbildning av fly basert på CARMINA data fra TIRA.

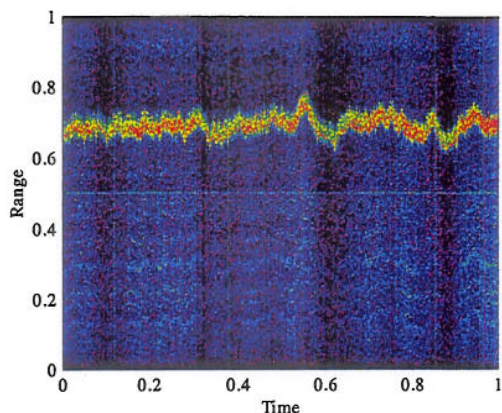
Vi har to typer inputdata, Ku-bånd bredbåndsdatabe på dechirpet form og L-bånd følgedata (metriske data). Resultatet blir komprimerte ISAR-bilder. I tillegg har vi også tilgjengelig diverse systeminformasjon slik som faktisk båndbredde, attenuatorinnstillinger og så videre. Figuren viser stegene som inngår i bevegelseskompensasjonen ved en blå blokk. De to røde blokkene viser henholdsvis autofokus og Doppler ISAR. Autofokus er en del av bevegelseskompensasjonen, og er nærmere beskrevet under. Doppler ISAR er det samme som er beskrevet i kapittel 2.6.

Vi vil nå gå gjennom prosesseringen trinn for trinn og vise hvordan data ser ut ved hvert steg. Dette er vist i Figur 3-3 til Figur 3-12.

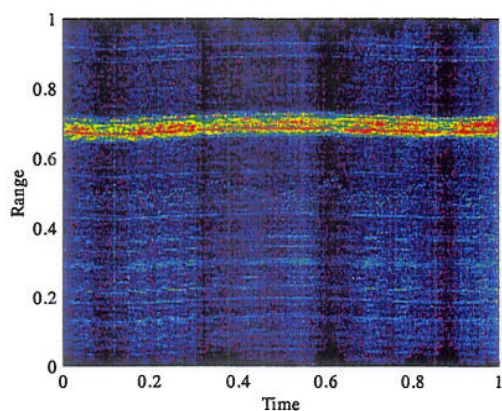


Figur 3-3 TIRA rådata.

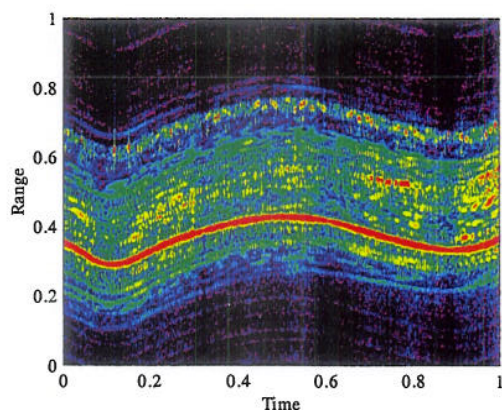
Rådata: Figur 3-3 viser hvordan rådata fra radaren ser ut. Dette er resultatet etter at det mottatte signalet er blandet med en ekvivalent chirp og samlet. Dataene er sortert slik at frekvensen er gitt langs y-aksen, denne svarer altså til det som av og til kalles "fast time", mens x-aksen er "slow-time". Dataene er ikke videre informative for oss i denne formen.



Figur 3-4 Data etter komprimering i avstand: HRR-profiler.



Figur 3-5 HRR-profiler etter første følging i avstand.

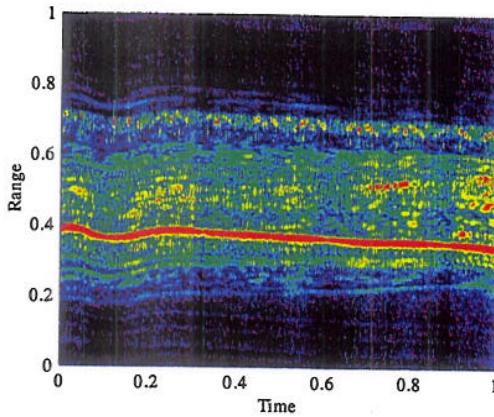


Figur 3-6 HRR-profiler etter re-sampling og andre følging i avstand.

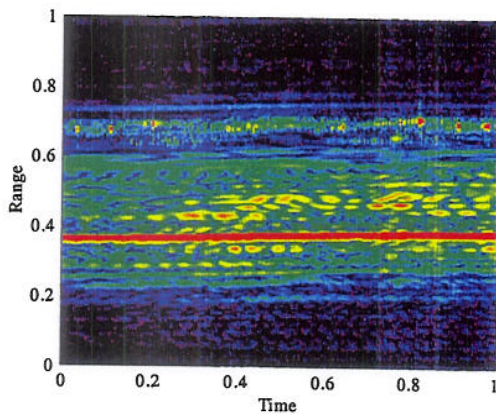
Avstandskomprimering: Figur 3-4 viser resultatet etter at profilene er komprimert i avstand. Komprimering består i å utligne gainvariasjoner langs tidsaksen, multiplisere med en vindusfunksjon langs frekvensaksen og foreta en invers fouriertransform (utført med IFFT). Nå ser vi tydelig at vi har et mål rundt avstand 0.7. Variasjonene i avstand vi ser skyldes følgesystemets posisjonering av opptaksvinduet for HRR-data.

Første følging: Figur 3-5 viser resultatet etter at vi har brukt data fra L-bånd følgesystemet til å fjerne hurtige variasjoner. Dette er utført ved å trekke fra trender fra følgedata opp til fjerde orden, deretter justere HRR-profilene i avstand svarende til resten. Vi ser at vi har oppnådd en akseptabel førsteordens justering ved denne prosedyren.

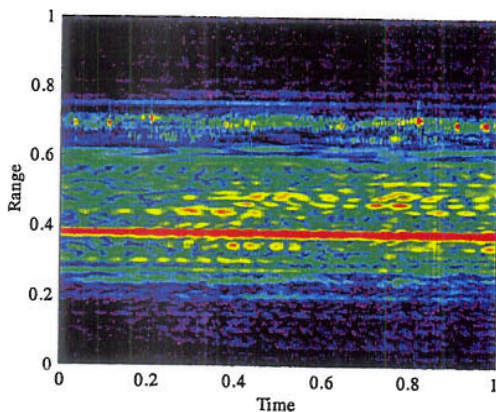
Resampling og andre følging: Figur 3-6 viser resultatet etter at vi har resamplert HRR-profilene til en høyere rate, mye bedre en avstandsoppløsningen til radaren. Videre har vi igjen benyttet L-bånd følge data for å justere til en nøyaktighet gitt av den nye samplertaten. Vi har tatt ut en bit av dataene rundt målet. Nå begynner vi å se strukturen til målet. Videre ser vi at vi har lavere ordens variasjoner i avstand som ikke dekkes av L-bånd følgedata.



Figur 3-7 HRR-profiler etter første trinn av autofokus.



Figur 3-8 Endelig utvalg av HRR-profiler for avbildning.



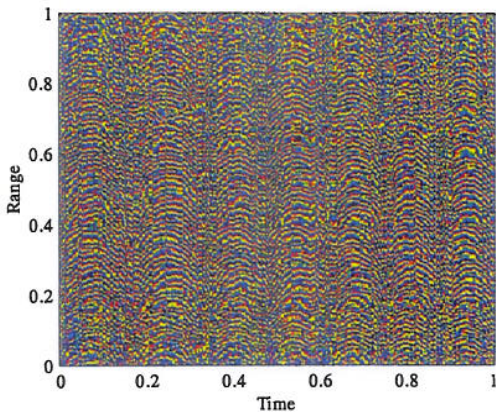
Figur 3-9 HRR-profiler etter siste avstandsfølgning.

Tredje følgning, autofokus: For å ta oss av variasjonene benytter vi autofokus, dvs justering basert på radardataene selv. Figur 3-7 viser resultatet når vi har benyttet sentroidfølgning, dvs at vi har justert HRR-profilene slik at tyngdepunktet i hver profil havner i samme avstand. Her kan vi se at de forskjellige reflektorene forflytter seg på forskjellig måte i avstand etter som tida går.

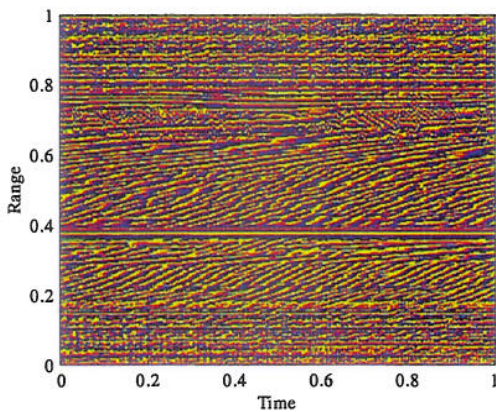
HRR-profiler for avbildning: Forrige figur viser at avstandsvandringen for reflektorene er betydelig over tida. For å kunne benytte den enkle FFT-baserte dopplerestimeringen må vi derfor velge ut et kortere intervall. Dette er demonstrert i Figur 3-8. Her kan vi se at reflektorene ikke er helt justert i avstand, men at de ikke har forskjellig avstandsvandring av noen vesentlig betydning.

non-par.

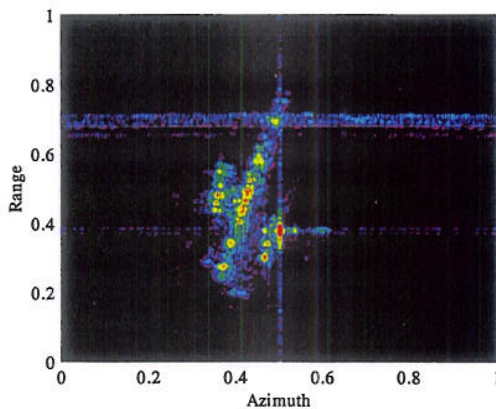
Fjerde følgning, PPP: For å finjustere HRR-profilene benytter vi en metode kalt "Prominent Point Processing" (PPP). Her tar vi tak i en tydelig spreder som vi kan kjenne igjen fra profil til profil. Denne tvinger vi til å være i samme avstand over hele integrasjonstida. Figur 3-9 viser resultatet. Her er det en reflektor som skiller seg ut i en avstand på omtrent 0.39, og det er denne vi har fulgt.



Figur 3-10 Fasen til data i Figur 3-9.



Figur 3-11 Fasen etter autofokus med PPP.



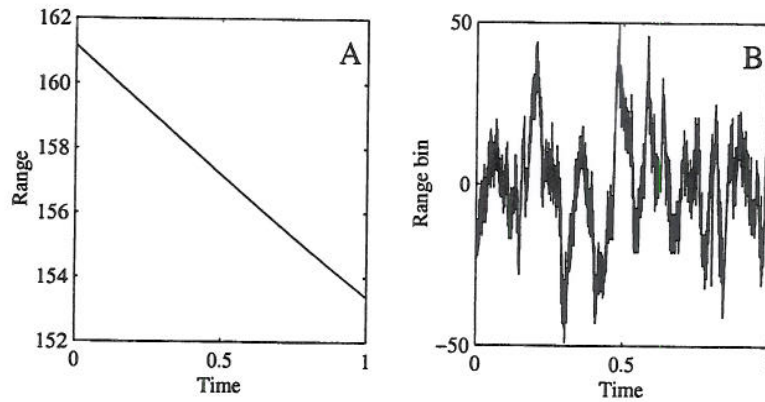
Figur 3-12 Ferdig komprimert bilde.

Fasen: Hittil har vi bare sett på amplitudeplott av HRR-profilene. Men ISAR-avbildning er som tidligere nevnt en fasekoherent metode. Figur 3-10 viser fasen svarende til HRR-profilene i Figur 3-9. Vi ser at denne er temmelig rotete, følgelig må vi rette opp denne før vi kan ha noe håp om et godt fokusert bilde.

Autofokus for fasen (PPP): For å rette opp fasen benytter vi igjen autofokus basert på PPP. Som vi ser av Figur 3-9 er det en reflektor som peker seg markant ut. Prosedyren går da ut på å ta fasen til denne langs tidsaksen og subtrahere den fra hele bildet. Figur 3-11 viser resultatet. Vi kan tydelig se at den kraftige reflektoren har havnet på konstant fase. Dette svarer til null Doppler. Vi kan se at øvrige avstandsceller har forskjellig grad av fasevariasjon, svarende til forskjellige dopplerfrekvenser.

Komprimert bilde: Etter fasejusteringen gjenstår kun den FFT-baserte doppler-estimeringen. Resultatet er gitt i Figur 3-12. Her ser vi tydelig omrisset av et fly. Punktet som vi har fokusert opp bildet på framstår som en tydelig rød prikk.

Noen av punktene over krever nærmere diskusjon. Først til bruken av L-bånd følgedata. Figur 3-13 viser slike følgedata.



Figur 3-13 L-bånd følgedata. A: Avstand, B: Avstand etter subtraksjon av trend.

Plott A viser at målet kom mot radaren etter en nær lineær kurve. Plott B viser resultatet etter at trender opp til fjerde orden er fjernet. Dette vil si at vi har tilpasset et polynom av formen

$$r(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + a_3t^3 + a_4t^4 \quad (3.1)$$

til kurven i plott A og så trukket dette fra. Med andre ord er plott B differansen mellom dataene og en tilpasning gitt av (3.1). Tilpasningen er gjort i tråd med prinsippet om minimum kvadratisk avvik. Plott B er, selv om det ikke kan sees av figuren en diskret kurve etter som det bare er mulig å flytte en HRR-profil med et helt antall avstandsceller.

Neste steg vi diskuterer er utvalg av data og resampling (se Figur 3-6). Her tar vi ut en passende mengde av data rundt maksimum i hver profil og sampler de om til en høyere rate. Denne resamplingen utføres ved å fouriertransformere profilene, deretter fylle med en passende mengde nuller i frekvensdomenet og så transformere tilbake igjen. Dette setter oss i stand til å justere profilene bedre i avstand ved bruk av følgedata.

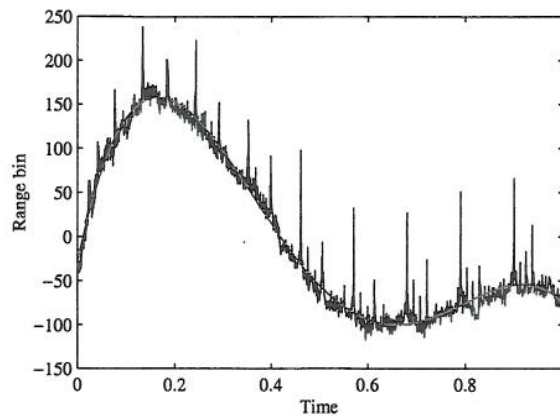
Når vi har kommet så langt tar vi fatt på autofokusstegene. Det første steget er såkalt sentroidfølging der vi justerer profilene etter estimert tyngdepunkt. Dette gjøres ved å beregne avstanden mellom tyngdepunktet \bar{r} og en referanseavstand r_0 ved

$$\Delta r = \bar{r} - r_0 \quad \text{der} \quad \bar{r} = \frac{\int rA(r)dr}{\int A(r)dr}. \quad (3.2)$$

Her er $A(r)$ amplituden til den aktuelle HRR-profilen. I praksis beregnes selvfølgelig \bar{r} på grunnlag av diskrete sampler. Dette uttrykkes ved

$$\bar{r} = \frac{\sum_n nA[n]}{\sum_n A[n]} \quad \text{der} \quad n = \{0, \dots, N-1\} \quad \text{og} \quad N \quad \text{er} \quad \text{antall} \quad \text{sampler} \quad \text{i} \quad \text{pulsen}. \quad (3.3)$$

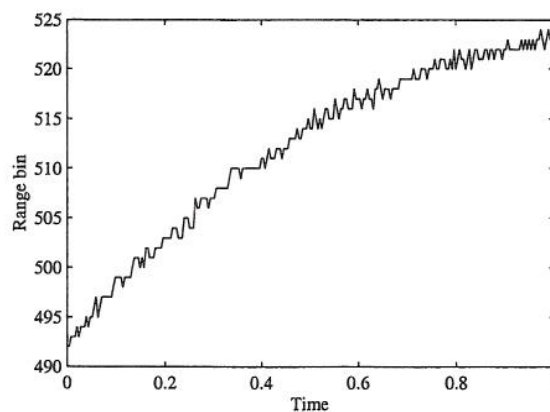
Beregner vi avviket på denne måten vil vi få en kurve med en god del støy. Det vil derfor være nødvendig å lavpassfiltrere den. Figur 3-14 viser resultatet.



Figur 3-14 Resultat av sentroidfølging (svart) og glattet kurve (rød).

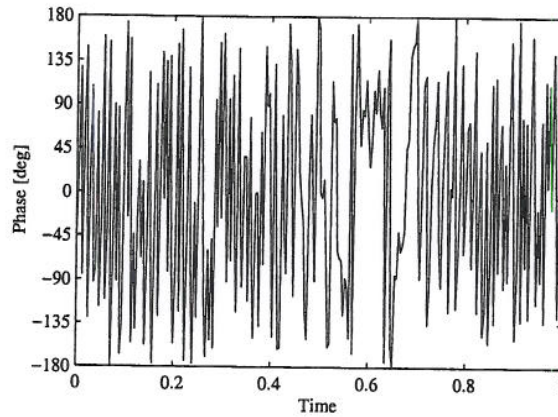
Den svarte kurven viser her resultatet av selve følgingen, likning (3.3). De hurtige variasjonene vi ser er ikke resultat av virkelige forflytninger av målet, men av estimeringstøy i metoden vår. Den røde kurven viser resultatet når vi har glattet ut fluktuasjonene ved å tilpasse et 4. ordens polynom, altså en funksjon på formen av likning (3.1) til den svarte kurven. Denne kurven brukes til å justere profilene. Dette er altså omtrent det motsatte av det vi gjør når vi benytter L-bånd følgedata. Der *trakk vi fra* den glattete kurven og justerte etter fluktuasjonene, mens for sentroidfølgingen fjernet vi fluktuasjonene og justerte etter den *glattete* kurven.

De to siste og avgjørende stegene i autofokuseringen er avstandsfølging og fasefølging ved å benytte data fra en tydelig reflektor (5). Denne typen prosessering kalles PPP (engelsk: Prominent Point Processing). Figur 3-15 viser resultatet for avstandsfølgingen.



Figur 3-15 Resultatene av den fjerde og siste avstandsfølgingen som benytter PPP.

Vi ser at vi får en forholdsvis jevn kurve med sprang som sjelden er mer enn en avstandscelle. Dette har sammenheng med at vi har lagt en temmelig streng toleranse på hvor mye PPP-rutina får lov å flytte seg fra profil til profil. Dette kan vi gjøre takket være alle følgestegene vi allerede har utført. Et poeng vi kan merke oss er at følgingen etter dette steget har en svært stor nøyaktighet. Siden vi har resamplert HRR-profilene er nøyaktigheten nå nede i en brøkdel av radarens oppløsning. Med godt signal til støyforhold kan det være mulig å oppnå 10 % av avstandsopløsningen. Likevel er ikke dette godt nok for å lykkes med fokusering av bildet. For dette må vi se på fasen. Figur 3-16 viser den fasen vi kan måle på den samme markante reflektoren etter alle stegene vi har vært gjennom til nå.



Figur 3-16 Fasen som benyttes i det siste autofokussteget. Denne er målt ved å se på den sterkeste reflektoren.

Denne fasen er som vi ser temmelig inkoherent. Men dersom vi trekker fra denne fasen ender vi åpenbart opp med null. For at dette skal ha en gunstig effekt også for andre reflektorer i bildet må en viktig forutsetning være oppfylt: Fasefeilen vi har er bare en funksjon av asimut (1). For HRR-profil m kan dette uttrykkes

$$p[n, m] = A[n, m] \exp(j\phi[n, m] + j\varepsilon[m]) \text{ med } n = \{0, \dots, N-1\} \text{ og } m = \{0, \dots, M-1\}. \quad (3.4)$$

Her er N antall sampler i en profil og M antall HRR-profiler. Fasefeilen $\varepsilon[m]$ er altså kun en funksjon av indeksen m . Følgelig kan vi fjerne denne ved å korrigere data til

$$\tilde{p}[n, m] = p[n, m] \times \exp(-j\varepsilon[m]). \quad (3.5)$$

Fasefeilen kan vi da måle fra en tydelig reflektor i avstandscelle n_0 slik vi har gjort over. Denne plasserer vi da i origo slik at $\phi[n_0, m] = 0$. Følgelig er hele fasevariasjonen som vi ser for denne reflektoren $\varepsilon[m]$. For at dette skal virke må reflektoren være såpass dominant at fasen ikke har vesentlige bidrag fra andre reflektorer i samme avstandscelle.

3.3 Oppsummering

Vi har i dette kapittelet studert hvordan vi kan lage ISAR-avbildning av fly. Dette gjorde vi ved å se på et praktisk eksempel fra NATO-studien CARMINA. En innvending mot denne måten å gjøre det på kan være at vi får et lite generelt bilde av hvordan ISAR-avbildning fungerer. Men i praksis må vi regne med å skreddersy prosesseringen til de data vi har for å kunne utnytte dem maksimalt. I det tilfellet vi viste hadde vi tilgjengelig følgedata for målet, noe som hadde en gunstig effekt for justering av HRR-profiler i avstand. Uansett har vi sett at den største og vanskeligste delen av prosesseringen er å justere opp avstand og fase for HRR-profilene. For å få til dette er vi avhengig av å benytte autofokus, med andre ord må vi benytte dataene selv til å justere dem. Lykkes vi med justeringen, er det enkelt å danne bildet. Prosesseringen vi har benyttet kan forventes å være representativ for radarsystem med høy oppløsning og smal radarstråle slik at vi har forholdsvis kort opptaksvindu rundt målet og små problemer med interferens med signaler fra andre objekter (eng: clutter).

4 MÅLBEVEGELSER OG AVBILDNINGSPLAN

For å beskrive tilstanden til et tredimensjonalt stivt legeme i et referansesystem er det nødvendig med seks parametere, med andre ord har systemet seks frihetsgrader. De seks parameterene velges vanligvis som posisjonen til legemets massemiddelpunkt i kartesiske koordinater, samt legemets angulære orientering gitt ved tre Eulervinkler. Det er nødvendig å være svært nøye med definisjonene av vinklene siden mange forskjellige koordinatsystemer er i bruk. I det følgende vil vi først gå gjennom nødvendig formalisme for å beskrive rotasjoner, deretter beregne translasjon og rotasjon for et legeme induisert ved en generell bevegelse i forhold til et gitt referansesystem (også kalt datum.)

4.1 Rotasjonsmatriser

La oss betrakte to kartesiske høyrehånds koordinatsystemer O og O' . Et punkt relativt til det umerkede systemet har da koordinater $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3)$. Relativt til det merkede systemet har punktet koordinater $\mathbf{x}' = (x'_1, x'_2, x'_3)$. Som vanlig er notasjonen bevisst tvetydig: Vi kan velge å tolke (x_1, x_2, x_3) enten som et punkt eller som en vektor fra origo til punktet. Sammenhengen mellom koordinatene kan skrives som en matriselikning

$$\mathbf{x}' = R \mathbf{x}. \quad (4.1)$$

Dette er forutsatt at det merkede koordinatsystemet bare er rotert i forhold til det umerkede og ikke translert. Rotasjonsmatrisa er en såkalt ortogonal matrise som har følgende viktige egenskaper (3)

$$\begin{aligned} R^T &= R^{-1} \\ R^T R &= R R^T = I \end{aligned} \quad (4.2)$$

Disse egenskapene gjør at matrisa er fullstendig beskrevet av kun tre parametere. Ofte velger vi disse som de såkalte Eulervinklene ψ, θ, ϕ . Disse vinklene defineres ved å dekomponere den totale rotasjonen fra umerkede til merkede koordinater som beskrives av R i tre enkle rotasjoner rundt koordinataksene. Den sekvensen vi bruker er kanskje den vanligste og består av følgende steg:

1. Først roteres det umerkede systemet rundt x_3 -aksen med en vinkel ψ . Rotasjonen er definert positiv i tråd med høyrehåndsregelen, dvs. at positiv ψ går i retning av fingrene på høyrehånden når tommelen peker langs x_3 -aksen.
2. Deretter roteres det systemet vi har etter steg 1 rundt x_2 -aksen med en vinkel θ , igjen i tråd med høyrehåndsregelen.
3. Til slutt roteres det systemet vi har etter steg 2 rundt x_1 -aksen med en vinkel ϕ , også etter høyrehåndsregelen.

Hver av rotasjonene kan beskrives av en ortogonal rotasjonsmatrise som enkelt kan finnes som

$$R_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad R_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad R_3 = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Indeksene angir hvilken akse rotasjonen skjer rundt. Den totale rotasjonen finnes nå ved følgende matrisemultiplikasjon

$$R = R_1 R_2 R_3 = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \phi & \sin \psi \sin \theta \sin \phi + \cos \psi \cos \phi & \cos \theta \sin \phi \\ \cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi & \sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Vi merker oss at sekvensen er avgjørende ved definisjonen av Eulervinklene, dette gjenspeiles også i likning (4.4) siden matrisemultiplikasjonen ikke er assosiativ. For vår definisjon av Eulervinklene kalles ofte ψ gir (heading eller yaw på engelsk), θ stamp (pitch) og ϕ rull (roll). Dersom datumsystemet (umerkede koordinater) velges som et lokalt jordreferert system der x_3 -aksen peker mot jordas sentrum og x_1 -aksen peker mot geografisk nord, så samsvarer retningen ψ med navigasjonsuttrykket kurs.

Det er her på sin plass å nevne en mulig tvetydighet ved bruk av rotasjonsmatriser. Vi ser her på matrisa R som en matrise som relaterer koordinatene i et umerket system til koordinatene i et rotert, merket system. Denne innfallsvinkelen leder til rotasjonsgruppa O_3^+ kjent fra gruppeteori og kvantemekanikk. Matrisa anvendt på en vektor, slik som i prototypeuttrykket (4.1) tolkes da på en slik måte at vektoren står i ro i rommet mens koordinatene forandrer seg. En ofte brukt definisjon på en vektor er faktisk et objekt som transformerer på samme måte som posisjonvektoren \mathbf{x} . En alternativ tolkning kommer fram ved å se på matrisa som om den endrer vektoren i et fast koordinatsystem. Resultatet blir da at vektoren roteres med de negative Eulervinklene og i motsatt rekkefølge, dvs sekvensen $-\phi, -\theta, -\psi$. Det er derfor viktig at vi er klar over hvilken definisjon og tolkning som er gyldig til en hver tid. I det følgende bruker vi kun den første tolkningen, altså er vektorer fast i rommet og vi representerer dem ved koordinater relativt til forskjellige koordinatsystemer.

En annen relevant egenskap ved rotasjonsmatrisene framkommer ved å erstatte \mathbf{x} i likning (4.1) med en av enhetsvektorene langs aksene $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3$. Dette viser oss at kolonnevektorene til rotasjonsmatrisa er enhetsvektorene til datumsystemet gitt i det merkede systemet. Tilsvarende blir radvektorene enhetsvektorene i det merkede systemet gitt relativt til datumsystemet. Vi ser fra (4.4) at dersom vi har gitt en rotasjonsmatrise R , så kan vi bestemme rull, stamp og gir ved å løse følgende ligningssystem

$$\begin{aligned} \tan \phi &= R_{23}/R_{33} \\ \tan \psi &= R_{12}/R_{11} \\ \sin \theta &= -R_{13} \end{aligned} \quad (4.5)$$

For å beskrive alle mulige orienteringer av det merkede systemet i forhold til det umerkede

systemet så må to av vinklene variere i intervallet $(-\pi, \pi)$ mens den siste må variere i intervallet $(-\pi/2, \pi/2)$. I det følgende velger vi vinklene slik at gir og rull (yaw, roll) varierer i intervallet $(-\pi, \pi)$, mens stamp (pitch) varierer i intervallet $(-\pi/2, \pi/2)$. Av dette ser vi at $\cos \theta \geq 0$ og θ blir en entydig funksjon av R_{13} slik at ψ og φ bestemmes entydig ved å se på fortegnene i teller og nevner i (4.5).

4.2 Notasjon

I det følgende har vi bruk for en rekke forskjellige koordinatsystemer og matriser som forbinder dem. Det er derfor ønskelig å introdusere en utvetydig notasjon. Dersom A er et koordinatsystem og B et annet så benevner vi rotasjonsmatrisa fra A til B med

$$R_A^B. \quad (4.6)$$

Tilsvarende har vi da at matrisa som gir rotasjonen mellom B og A er $R_B^A = (R_A^B)^T$. En vektor gitt relativt til et koordinatsystem A benevnes med

$$\mathbf{v}|_A. \quad (4.7)$$

Med denne notasjonen ser vi at vektoren \mathbf{v} gitt relativt til koordinatsystem B kan finnes som

$$\mathbf{v}|_B = R_A^B \mathbf{v}|_A. \quad (4.8)$$

Legg merke til at i vår terminologi er både $\mathbf{v}|_A$ og $\mathbf{v}|_B$ samme vektor, det er koordinatene som forandrer seg. Dersom det ikke er nødvendig å referere til koordinatsystemet, bruker vi bare \mathbf{v} .

4.3 Koordinatsystemer

Vi ønsker å beskrive tilstanden til et legeme (et mål) relativt til et punkt (en radar) gitt i et jordreferert koordinatsystem. En rekke koordinatsystemer trengs for å dekke alle muligheter.

1. Legemet selv er beskrevet i objektkoordinater. Dette koordinatsystemet betegner vi med OCS (Object Coordinate System). OCS henger fast i målet.
2. En radar måler typisk målets posisjon i polare koordinater ved avstand, asimut og elevasjon. Dette koordinatsystemet betegner vi med RAEC (Range, Azimuth, Elevation Coordinates).
3. Et kartesisk koordinatsystem med origo i radaren er toposentriske kartesiske koordinater. Dette er en variant av et lokalt geografisk/geodetisk koordinatsystem. Her velges x_1 - aksen mot lokal øst, x_2 - aksen mot lokal nord og x_3 - aksen vertikalt oppover. Dette koordinatsystemet betegnes TCC (Topocentric Cartesian Coordinates). Det kan også betegnes LENU (Local East, North, Up).
4. Antennekoordinater er definert ut fra radarantennas pekeretning. Her velges x_1 - aksen langs pekeretningen til antenna, x_2 - aksen velges til venstre, i lokalt horisontalplan og x_3 - aksen velges oppover. Koordinatsystemet betegnes DCC (Dish Cartesian Coordinates).
5. Det er nødvendig å referere punkter til et felles, jordreferert system for å koble alt sammen. Et kartesisk system som er fast i forhold til jorda er ECR (Earth-Centered Rotating

coordinates). Her velges x_1 - akse i jordas ekvatorplan pekende mot Greenwichmeridianen. x_2 - akse velges i ekvatorplanet 90° østover, og x_3 - akse velges normalt til ekvatorplanet, pekende mot Nordpolen.

6. Ved beregninger som involverer satellitter eller ballistiske objekter er det ønskelig å forholde seg til et koordinatsystem som ikke roterer. Da benyttes ofte ECI (Earth-Centered Inertial). Her velges x_1 - akse i jordas ekvatorplan pekende mot det såkalte vårjevndøgnspunktet. x_2 - akse velges i ekvatorplanet 90° østover, og x_3 - akse velges normalt til ekvatorplanet, pekende mot Nordpolen. Nøyaktige beregninger krever nærmere spesifisering av dette koordinatsystemet. Den mest brukte spesifiseringen nå om dagen betegnes J2000.
7. Videre er det ofte praktisk å jobbe med breddegrad, lengdegrad og høyde. Dette polare koordinatsystemet betegner vi LLA (Latitude, Longitude, Altitude).
8. To andre varianter av lokale geodetiske koordinater benyttes også i tillegg til TCC (se punkt 3). Den første er lokal geodetiske vertikale koordinater. Her velges x_1 - akse mot lokal nord, x_2 - akse mot lokal vest og x_3 - akse vertikalt oppover. Dette betegnes LGV (Local Geodetic Vertical) eller LNWU (Local North, West, Up). For den siste varianten velges x_1 - akse mot lokal nord, x_2 - akse mot lokal øst og x_3 - akse vertikalt nedover. Dette betegnes LNE (Local North, East, Down).

De jordrefererte koordinatsystemene gitt over (ECR, ECI, LLA) benytter alle geoidmodellen WGS-84.

4.4 Rotasjon induisert av translatorisk bevegelse

La oss betrakte et system bestående av et mål i bevegelse som følges av en radar. Målets posisjon gis av avstandsvektoren $\mathbf{r} = \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1$ (vektorene er uavhengig av referansesystem). All informasjon om målets angulære orientering eller aspekt i forhold til radarens antennekoordinater er inneholdt i rotasjonsmatrisa R_{DCC}^{OCS} . På grunn av at radaren følger målet i bevegelsen vil DCC systemet være tidsavhengig. OCS systemet er også tidsavhengig i det generelle tilfelle. Et eksempel på et tidsavhengig OCS system er et fly som manøvrerer. Som et eksempel på hvordan beregningen av rotasjonsmatrisa kan gjøres ser vi på følgende tilfelle: Et fly følges av en radar. Flyet er instrumentert med bevegelsessensorer som gir flyets posisjon og aspekt. Aspektvinklene er gitt som rull, stamp og gir relativt til det lokale geodetiske koordinatsystemet LNE. Dette brukes ofte, siden retning er sammenfallende med kurs i dette systemet, og bevegelsessensorene er inertialsensorer som gir målinger basert på jordas gravitasjonsfelt. Flyets posisjon er gitt i ECR og vi kjenner også radarens posisjon i samme koordinatsystem. Vi finner R_{DCC}^{OCS} ved to hovedsteg. Først beregner vi R_{DCC}^{ECR} og deretter R_{ECR}^{OCS} . Vi finner da enkelt den totale rotasjonen fra $R_{DCC}^{OCS} = R_{ECR}^{OCS} R_{DCC}^{ECR}$. Under beregningen har vi bruk for nesten alle koordinatsystemene nevnt under kapittel 4.3.

Beregningen av R_{DCC}^{ECR} går som følger: Vi beregner først R_{DCC}^{TCC} . Her får vi bruk for asimut og elevasjon, så det er nødvendig å beregne målets posisjon i RAEC. Videre beregner vi R_{TCC}^{ECR} . Her får vi bruk for radarens lengdegrad og breddegrad, så radarens posisjon må beregnes i LLA. Uttrykkene for de to matrisene blir

$$R_{DCC}^{TCC} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon \sin \alpha & -\cos \alpha & \sin \varepsilon \sin \alpha \\ \cos \varepsilon \cos \alpha & \sin \alpha & -\sin \varepsilon \cos \alpha \\ \sin \varepsilon & 0 & \cos \varepsilon \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$R_{TCC}^{ECR} = \begin{bmatrix} -\sin \lambda & -\sin \delta \cos \lambda & \cos \delta \cos \lambda \\ \cos \lambda & -\sin \delta \sin \lambda & \cos \delta \sin \lambda \\ 0 & \cos \delta & \sin \delta \end{bmatrix}$$

Vinklene er: Målets elevasjon (RAEC) ε , målets asimut (RAEC) α , radarens breddegrad (LLA) δ og radarens lengdegrad λ .

Beregningen av R_{ECR}^{OCS} går som følger: Vi beregner først R_{ECR}^{TCC} der TCC nå er toposentriske koordinater for flyet. Det er altså nødvendig å beregne flyets posisjon i LLA. Deretter beregnes R_{TCC}^{LNED} for å få overgangen til inertialsensorenes referansesystem. Til slutt beregnes R_{LNED}^{OCS} . De tre matrisene er gitt ved

$$R_{ECR}^{TCC} = (R_{TCC}^{ECR})^T = \begin{bmatrix} -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ -\sin \delta \cos \lambda & -\sin \delta \sin \lambda & \cos \delta \\ \cos \delta \cos \lambda & \cos \delta \sin \lambda & \sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$R_{TCC}^{LNED} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$R_{LNED}^{OCS} = R \text{ (som i likning 4.4)}$$

Vinklene er: Flyets breddegrad (LLA) δ og lengdegrad λ , rull, stamp og gir inngår i R_{LNED}^{OCS} som i likning (4.4).

Vi har nå den totale rotasjonsmatrisa gitt ved

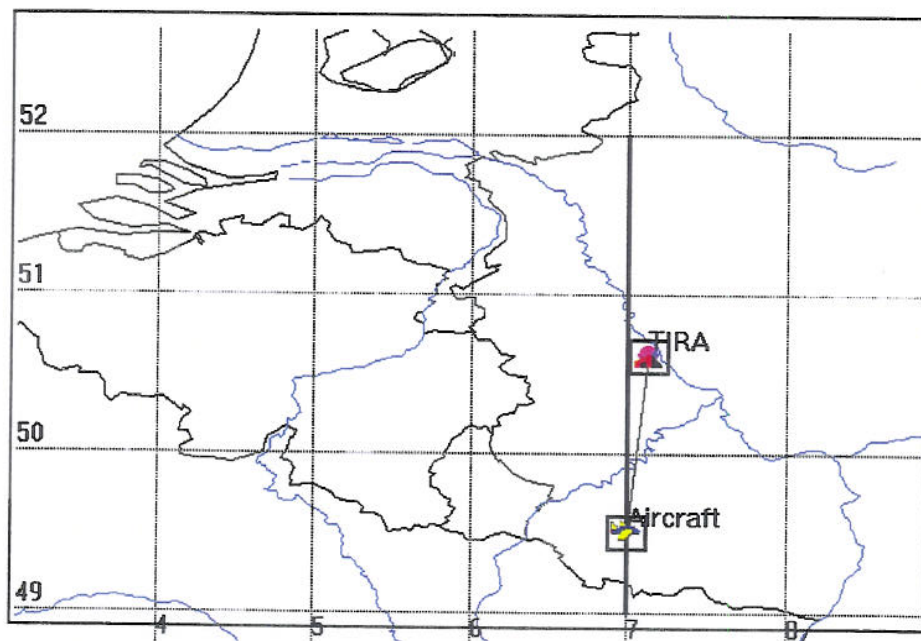
$$R_{DCC}^{OCS} = R_{ECR}^{OCS} R_{DCC}^{ECR} = R_{LNED}^{OCS} R_{TCC}^{LNED} R_{ECR}^{TCC} R_{TCC}^{ECR} R_{DCC}^{TCC} \quad (4.11)$$

Rull, stamp og gir kan da beregnes relativt til DCC ved å bruke (4.5). Dette viser fordelene ved å representere angulær orientering ved rotasjonsmatriser. En sekvens av rotasjoner beregnes ved ganske enkelt å multiplisere matrisene. Noe tilsvarende gjelder ikke for Eulervinklene, de er for eksempel ikke additive.

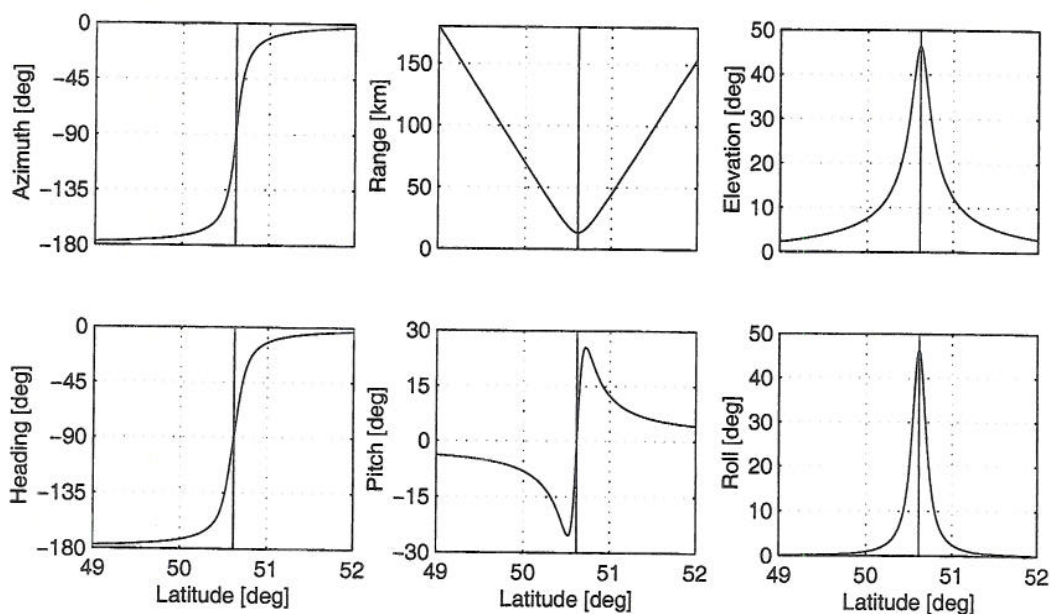
4.4.1 Eksempel: Fly i horisontal rettlinjet bevegelse

Dette høres i utgangspunktet enkelt ut, men kompliseres av det faktum at lokal horisontal rettlinjet bevegelse er definert relativt til jordas overflate (strengt tatt relativt til WGS-84 geoiden). Aspektet til flyet målt relativt til LNED er gitt ved at både rull, stamp og gir er 0. Figur 4-1 viser situasjonen: Flyet flyr nordover (gir 0°) langs 7° østlig lengde slik at det passerer

like vest for TIRA radaren. Flyets høyde over bakken er konstant 10000 m. Radaren følger flyet som indikert på figuren. Figur 4-2 viser beregnede RAEC koordinater (r, α, ε) for flyet og flyets aspekt (ψ, θ, φ) relativt til DCC. Vi legger merke til at flyets girvinkel har en liknende oppførsel som asimut, og at flyets rullvinkel likner på elevasjonen. Men de er ikke identiske.



Figur 4-1 Et fly har kurs rett nordover langs 7° Østlig lengde. Flyet følges av TIRA.



Figur 4-2 Beregnet radar asimut (azimuth), avstand (range) og elevasjon (elevation) relativt til radaren TIRA (RAEC). Videre gir (heading), stamp (pitch) og rull (roll) for flyet vist i Figur 4-1 relativt til DCC. Breddegraden til TIRA er spesifisert ved en vertikal linje i alle plottene.

4.5 Vinkelhastighet

Vi har sett at rotasjonsmatriser er en god måte å representere et vinkelorienteringen til et

legeme. I samband med radaravbildning er vi ofte interessert i vinkelhastigheten til legemet i tillegg. Generell 3D vinkelhastighet er ikke et trivielt konsept, men vi forstår at den må ha noe å gjøre med endringen av rotasjonsmatrisa over tid. Den enkleste måten å innføre vinkelhastigheten på er ved å definere den skeivsymmetriske matrisa (8)

$$S = R^T \dot{R} \quad (4.12)$$

Prikken indikerer absolutt derivert med hensyn på tida. Matrisa er skeivsymmetrisk som en konsekvens av at rotasjonsmatrisa er ortogonal. En skeivsymmetrisk matrise har bare tre uavhengige komponenter, følgelig er den en til en med en koordinatvektor dersom vi spesifiserer en rekkefølge. Lar vi vektoren $\omega = [\omega_1, \omega_2, \omega_3]^T$, kan vi definere

$$S(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_3 & \omega_2 \\ \omega_3 & 0 & -\omega_1 \\ -\omega_2 & \omega_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Denne definisjonen samsvarer med vår oppfatning av ω som vinkelhastighet. Med $R = R_B^A$ så er koordinatene til vinkelhastigheten gitt relativt til B, dvs. $\omega|_B$. En interessant anvendelse av denne sammenhengen er å beregne bidraget til vinkelhastigheten fra to rotasjoner. Den totale rotasjonen mellom koordinatsystem A og C er da gitt som

$$R_C^A = R_B^A R_C^B. \quad (4.14)$$

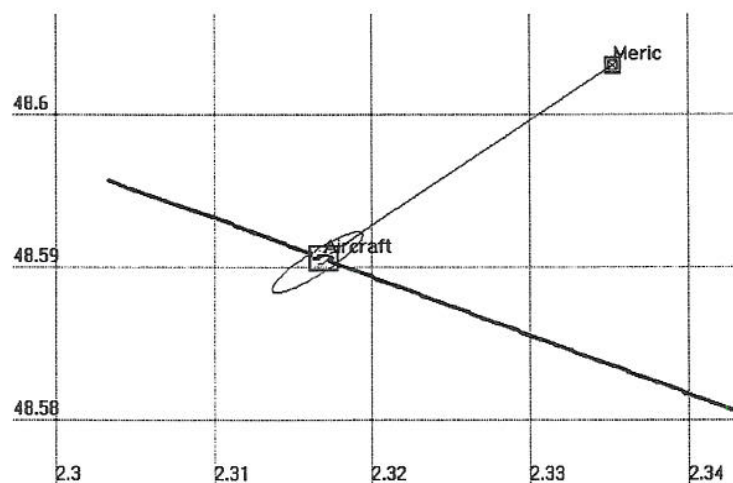
Vinkelhastigheten relativt til koordinatsystem A finnes da ved

$$\omega_{AC}|_A = \omega_{AB}|_A + \omega_{BC}|_A = R_B^A \omega_{AB}|_B + R_C^A \omega_{BC}|_C. \quad (4.15)$$

Her benytter vi (4.13) for å finne de to bidragene, og bruker de relevante rotasjonsmatrisene til å finne vinkelhastighetene relativt til A.

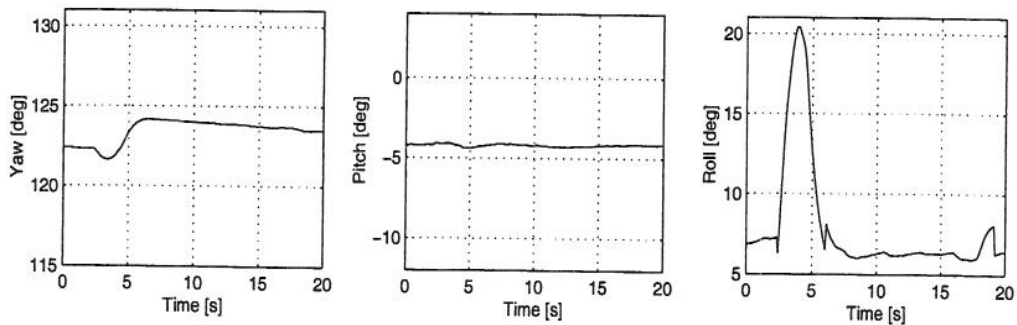
4.5.1 Eksempel: Data fra CARMINA

Figur 4-3 viser en enkeltflyging fra NATO-kampanjen CARMINA.



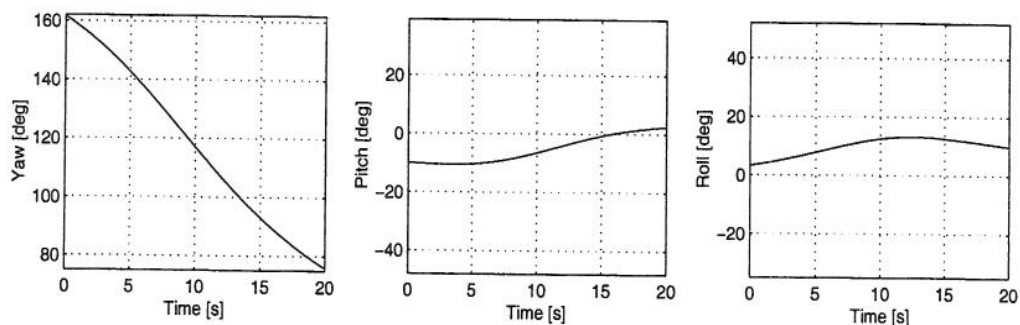
Figur 4-3 Et fly på vei øst-sørøst ble fulgt av radaren Meric.

Her passerte et fly nært radaren Meric på en rettlinjet øst-sørøstlig kurs. I tillegg foretok flyet en betydelig rullmanøver. Resultatet av dette var at flyet sett fra radaren hadde en effektiv rotasjon med to komponenter: En som skyldtes translasjonen og en som skyldtes den interne rotasjonen til flyet. Figur 4-4 viser aspektvinklene gir, stamp og rull (yaw, pitch og roll) målt av inertialsensorene som var montert på flyet. Disse målingene er gitt relativt til koordinatsystemet LNED som ofte brukes for slike sensorer.



Figur 4-4 Aspektvinklene for flygingen vist i Figur 4-3 gitt relativt til LNED (flyets interne rotasjon).

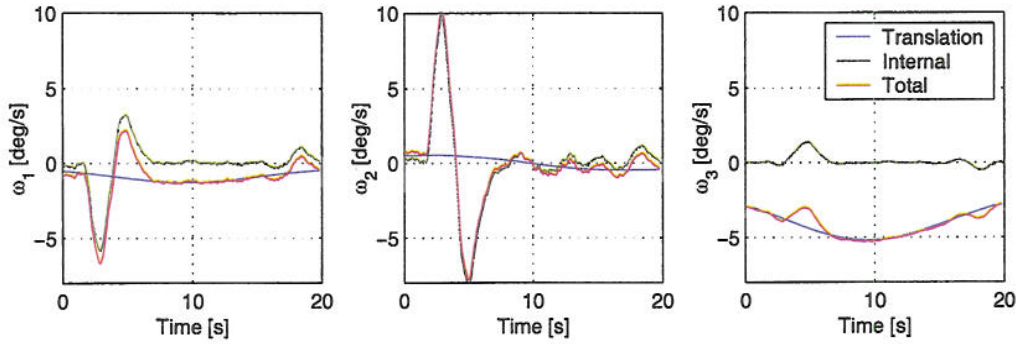
Vi ser at girvinkelen svarer til kursen flyet hadde. Stampvinkelen var relativt konstant, mens vi ser at rullvinkelen endret seg fra omtrent 7° til 20° og tilbake i løpet av 4 s. Alle tre plottene er gitt med samme intervall på y-aksen. Vi ser at også girvinkelen gjenspeiler manøveren, men at utslaget er mye større for rullvinkelen. Til sammenlikning viser Figur 4-5 aspektvinklene til flyet relativt til radarkoordinatsystemet DCC forårsaket av translasjonen. Vi ser at hovedeffekten var en glatt endring av girvinkelen ettersom flyet passerte, men at også stamp og rull ble signifikant endret.



Figur 4-5 Aspektvinkler for flyet sett fra radaren (relativt til DCC) forårsaket av translasjonen.

Vi ser at flyet til å begynne med kom omtrent rett mot radaren (gir nær 180°) for så å passere slik at det ble sett fra siden (gir nær 90°) omtrent ved 15 s hvoretter det ble sett mer og mer bakfra.

Benytter vi nå likningene (4.12) til (4.15) kan vi beregne vinkelhastigheten til flyet sett fra radaren. Resultatet er vist i Figur 4-6.



Figur 4-6 De tre komponentene til vinkelhastigheten til flyet sett fra Meric.

Denne figuren viser et plott for hver av komponentene til vinkelhastighetsvektoren. For hvert av plottene er det tre kurver: Den blå som er bidraget til effektiv rotasjon forårsaket av flyets translasjon, den grønne som er bidraget fra flyets interne rotasjon, og til slutt den røde som er den totale rotasjonen gitt av summen av den blå og den grønne. Alt er gitt relativt til radarkoordinatsystemet DCC. Vi ser at translasjonsdelen (blå kurver) gir en glatt variasjon i alle tre komponentene. For z-komponenten ω_3 er den dominant. De to andre komponentene ω_1 og ω_2 er derimot dominert av flyets interne rotasjon, som vi kan se av at de røde og grønne kurvene er nesten like for disse komponentene. Av plottene ser vi at flyets rullmanøver vises i alle komponentene av vinkelhastighetsvektoren, og mest tydelig i y-komponenten.

4.6 Definisjon av avbildningsplan

La oss nå undersøke hvordan Dopplerskiftet til en reflektor påvirkes av de foregående betraktningene. Det vi er ute etter, er en generalisering av likningene (2.3) til (2.6). Vi starter med å beregne avstanden til en reflektor i posisjonen (x_0, y_0, z_0) gitt relativt til legemets eget referansesystem. Legemets orientering i forhold til radarkoordinatsystemet er gitt ved matrisa R_{DCC}^{OCS} , for enkelthets skyld forkortet til R for resten av dette underkapittelet. Lar vi avstanden til legemets referansepunkt (origo i legemets referansesystem) være langs x-aksen i radarsystemet blir avstandsvektoren fra antennes fasesenter til reflektoren

$$\mathbf{r} = r_a \hat{\mathbf{x}} + R\mathbf{x}_0 \quad \text{der } \mathbf{x}_0 = [x_0, y_0, z_0]^T. \quad (4.16)$$

Bruker vi dette finner vi fasen til det mottatte signalet som

$$\phi = 2kr = 2k\sqrt{r_a^2 + 2r_a\hat{\mathbf{x}} \cdot (R\mathbf{x}_0) + (R\mathbf{x}_0)^2} \approx 2k[r_a + \hat{\mathbf{x}} \cdot (R\mathbf{x}_0)]. \quad (4.17)$$

Tilsvarende beregner vi Dopplerskiftet som

$$f_d = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = -\frac{2}{\lambda} \frac{dr}{dt} \approx -\frac{2}{\lambda} \hat{\mathbf{x}} \cdot (\dot{R}\mathbf{x}_0). \quad (4.18)$$

Benytter vi (4.12) og sammenhengen $S\mathbf{x}_0 = \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{x}_0$ får vi

$$f_d = -\frac{2}{\lambda} \hat{\mathbf{x}} \cdot (R\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{x}_0). \quad (4.19)$$

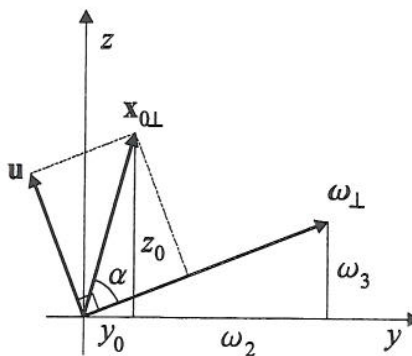
Er rotasjonen liten nok, er rotasjonsmatrisa tilnærmet identitetsmatrisa og Dopplerskiftet blir

$$f_d \approx \frac{2}{\lambda}(\omega_3 y_0 - \omega_2 z_0). \quad (4.20)$$

Dette resultatet samsvarer med (2.6) for det tilfellet at $\omega_2 = 0$. Vi ser at dersom vi definerer de to vektorene $\omega_{\perp} = [0, \omega_2, \omega_3]$ og $\mathbf{x}_{0\perp} = [0, y_0, z_0]$ så får vi

$$f_d = \frac{2}{\lambda} |\omega_{\perp} \times \mathbf{x}_{0\perp}| = \frac{2}{\lambda} \omega_{\perp} x_{0\perp} \sin \alpha. \quad (4.21)$$

Vinkelen α er vinkelen mellom ω_{\perp} og $\mathbf{x}_{0\perp}$. Figur 4-7 viser de forskjellige størrelsen som inngår og sammenhengen mellom dem.

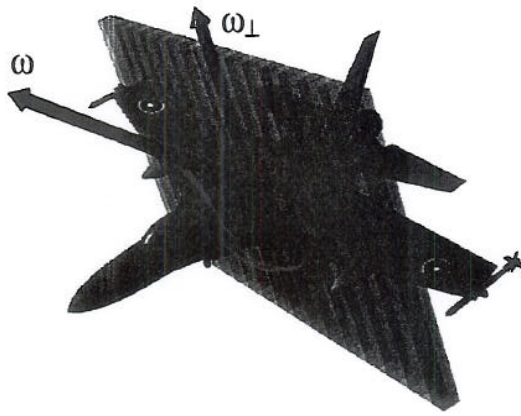


Figur 4-7 De forskjellige vektorene som inngår i definisjonen av avbildningsplanet.

Figuren viser en vektor \mathbf{u} som er komponenten av $\mathbf{x}_{0\perp}$ vinkelrett på ω_{\perp} og som derfor får lengden $u = x_{0\perp} \sin \alpha$. Dopplerskiftet er proporsjonalt med denne. Følgelig kan vi anse dopplerdelen av avbildningen som en projeksjon av reflektorene i en avstandscelle ned på linja utspent av \mathbf{u} . Reflektorenes posisjon langs x-aksen er naturligvis gitt av avstandsmålingen. Med samme forenkling som i (4.19) blir avstanden som før

$$r = r_a + x_0. \quad (4.22)$$

Til sammen får vi da avbildningsplanet utspent av \mathbf{u} og $\hat{\mathbf{x}}$, eller ekvivalent kan vi si at normalvektoren til avbildningsplanet er gitt av ω_{\perp} . Figur 4-8 gir en illustrasjon av hvordan oppløsningscellene i asimut fordeler seg for en avstandscelle.



Figur 4-8 Illustrasjon av ISAR avbildning som en projeksjon. Alle reflektorer inni en av søylene ender i samme punkt i det ferdige bildet.

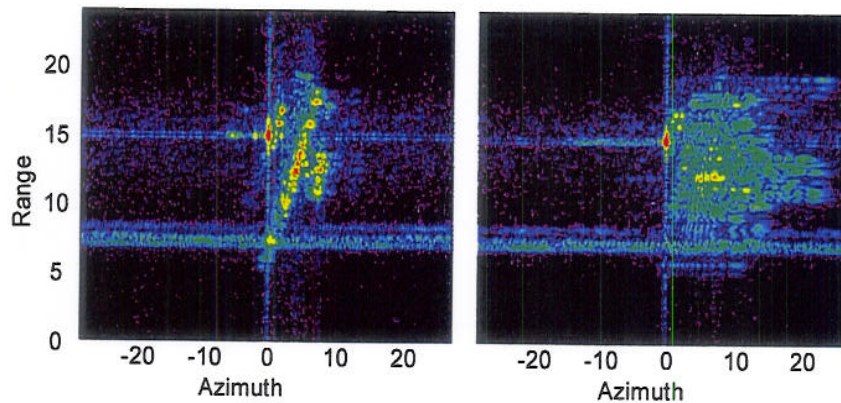
Her ser vi den høyoppløselige radarpulsen som en blokk. Flyets effektive rotasjonsvektor i forhold til radaren ω er gitt. Vi ser også komponenten perpendikulært på radarens pekeretning ω_{\perp} . ISAR avbildningen virker da slik at alt som er i en av søylene (parallell med ω_{\perp}) ender opp i samme punkt i det ferdige bildet.

4.7 Oppsummering

Vi har i dette kapitlet beskrevet hvordan orienteringen til et mål i forhold til en radar kan beskrives matematisk. Dette kan blant annet gjøres ved to ekvivalente representasjoner: Ortogonale rotasjonsmatriser og Eulervinkler. Vi viste hvordan disse kan beregnes ved å benytte transformasjoner mellom en rekke lokale og jordrefererte koordinatsystemer. Videre diskuterte vi begrepet vinkelhastighet og så hvordan denne kan relateres til tidsvariasjoner i rotasjonsmatrisene. Endelig generaliserte vi den grunnleggende systemmodellen for ISAR-avbildning slik at vi kan ta hensyn til at målet er tredimensjonalt og vinkelhastigheten en tidsvariabel vektorstørrelse. I denne sammenheng er det fruktbart med begrepet projeksjonsplan, noe som henger sammen med at ISAR-avbildning kan sees som en projeksjon av det tredimensjonale målet ned i to dimensjoner. Vi viste at dette planets normalvektor er komponenten av vinkelhastighetsvektoren perpendikulært på radarens avstandsretning (line-of-sight).

5 TID-FREKVENSPANALYSE SOM VERKTØY FOR IRREGULÆR BEVEGELSE

I forrige kapittel diskuterte vi hvordan målets effektive rotasjonsvektor ω_{\perp} perpendikulært på pekeretningen til radarantenna avgjør projeksjonsplanet for ISAR-avbildningen. Ut fra dette forstår vi at det kan oppstå problemer dersom denne vektoren forandrer seg i løpet av den tida det tar å danne et ISAR-bilde. Likning (4.21) viser at endring enten av størrelsen ω_{\perp} eller vinkelen α vil forandre dopplerskiftet til en gitt reflektor, noe som vil føre til utsmøring i ISAR-bilder dannet med konvensjonell prosessering. Figur 5-1 viser et eksempel fra CARMINA-data.

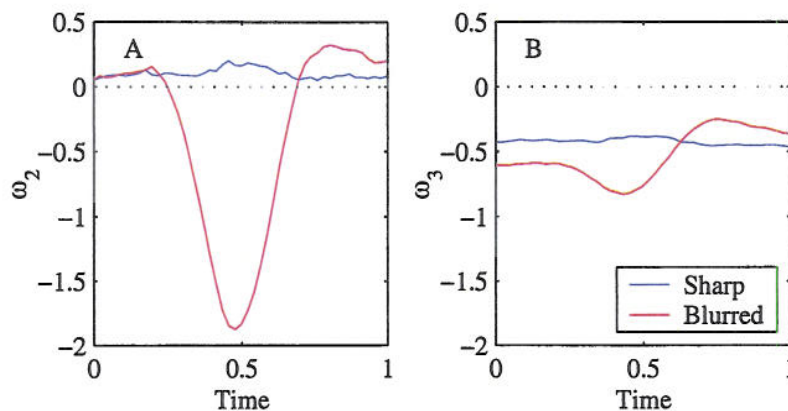


Figur 5-1 Eksempel på godt fokusert (venstre) og utsmurt (høyre) bilde.

Her ser vi to ISAR-bilder laget fra tilstøtende radardata. Bildene er prosessert etter framgangsmåten som er beskrevet i kapittel 3.2, altså på identisk måte. Siden dataene stammer fra omtrent samme tidspunkt kunne vi kanskje forventet at bildene skulle se nesten identiske ut. Isteden ser vi at det ene bildet (venstre) er et ganske tydelig omriss av et fly, mens det andre (høyre) er svært utsmurt i forhold. Det er ikke mulig å se at det er det samme flyet ved nær identisk tidspunkt. I det følgende vil vi vise at dette skyldes irregulær bevegelse og at tid-frekvensteknikker kan bidra til å tolke hva som skjer og å forbedre avbildningen.

5.1 Irregulær bevegelse

Vi vil her klargjøre hva vi mener med irregulær bevegelse. Med utgangspunkt i likning (4.21) definerer vi irregulær bevegelse som situasjoner der dopplerskiftet for de forskjellige reflektorene ikke forblir tilnærmet konstant over integrasjonstida. Med integrasjonstida forstås her den tida som trengs for å danne avbildning med sammenlignbar oppløsning i asimuth og avstand. Dersom dopplerskiftet er tilnærmet konstant over integrasjonstida kaller vi bevegelsen regulær, og det er for slik bevegelse at den grunnleggende systemmodellen Figur 2-1 er tilstrekkelig. For irregulær bevegelse er den følgelig ikke tilstrekkelig, og vi må ta hensyn til effektene vi diskuterte i forrige kapittel. Figur 5-2 viser komponentene til vektoren ω_{\perp} for de to bildene.



Figur 5-2 Komponentene ω_2 (A) og ω_3 (B) av effektiv vinkelhastighet.

De blå kurvene gir komponentene for det godt fokuserte bildet, mens de røde gir komponentene for det utsmurte bildet. Tidsaksen er normalisert i forhold til integrasjonstida, begge kurvene er altså gitt over integrasjonstida til det respektive bildet. Her ser vi at i forhold til de røde kurvene, er de blå tilnærmet konstante over integrasjonstida. Kurven for ω_2 er i tillegg nær null for det godt fokuserte bildet. Den blå kurven for ω_3 (plott B) viser en konstant verdi på omtrent -0.4, noe som er et resultat av flyplanen for den aktuelle målingen. Til sammenlikning ser vi at ω_2 nesten når en verdi på -2, nær 5 ganger så mye for den røde kurven. Dette fører åpenbart til endring både i retning og størrelse for ω_1 . De to tilfellene kan således stå som klare eksempler på regulær og irregulær bevegelse.

De blå kurvene er ikke helt konstante. Dette skyldes trolig en kombinasjon av svært små manøvrer og målestøy. Beregningen av vinkelhastighet inkluderer både en rekke matrisemultiplikasjoner og numerisk estimering av deriverte. Særlig det siste kan introdusere støy ettersom derivasjonsoperatoren har en frekvensrespons som forsterker høyfrekvente komponenter.

5.2 Tid-frekvensanalyse

I vår beskrivelse av signaler er både tid og frekvens viktige. Vi kan definere et signal som en eller annen fysisk størrelse som varierer med tida, eller noe mer restriktivt er en funksjon av tida. Det vil si at et signal er en funksjon som til et hvert tidspunkt tilordner en verdi. Helt siden Fourier oppfant fourieranalyse på begynnelsen av 1800-tallet har det vært klart at et signal kan representeres på andre måter enn som funksjoner av tid. Ved siden av tid er frekvens den klart dominerende representasjonen, noe som har flere årsaker som det vil føre for langt å komme inn på her. Vi får frekvensrepresentasjonen av et signal ved å ta fouriertransformen av det. Siden fouriertransformen er invertibel, er det meningsfylt å snakke om ekvivalente representasjoner av et signal, selv om det i virkeligheten dreier seg om to forskjellige funksjoner. De to representasjonene gjør det mulig å karakterisere det underliggende signalet med viktige egenskaper som tidspunkt, varighet, bærefrekvens (middelfrekvens) og båndbredde. Egenskapene er fundamentalt forskjellige, men relatert.

Betrakter vi et signal $s(t)$, kan $|s(t)|^2$ tolkes som instantan effekt i signalet. Signalet kan være kompleks, noe som typisk er tilfelle for radarsignaler. For et signal med endelig energi, kan vi

normalisere signalet slik at total energi er 1. Gjør vi dette har $|s(t)|^2$ karakter av en tetthetsfunksjon, slik at $|s(t)|^2 dt$ er den delen av den totale energien som befinner seg i tidsintervallet $(t, t + dt)$. Vi kan da definere middeltida til signalet som

$$t_0 = \int t |s(t)|^2 dt. \quad (5.1)$$

Integralet går over hele den reelle tallinja $(-\infty, \infty)$. Denne verdien vil være et meningsfylt mål for det tidspunktet der mesteparten av signalenergien er, i hvert fall for lokaliserte signaler. Helt i tråd med samme tankegang kan vi definere varigheten til signalet ved variansen

$$\sigma_t^2 = \int (t - t_0)^2 |s(t)|^2 dt. \quad (5.2)$$

Har signalet endelig energi eksisterer fouriertransformen

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int s(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (5.3)$$

Fouriertransformen til signalet betegnes ofte amplitudespekteret og er komplekst selv om signalet er reelt. Kvadratet av magnituden til amplitudespekteret kalles for effektetthetspekteret, og er som navnet indikerer også mulig å tolke som en tetthet. Helt i tråd med likningene over defineres da middelfrekvens og båndbredde for signalet som

$$\omega_0 = \int \omega |S(\omega)|^2 d\omega \quad \text{og} \quad \sigma_\omega^2 = \int (\omega - \omega_0)^2 |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (5.4)$$

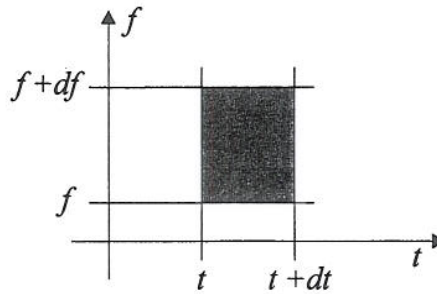
En fundamental sammenheng mellom varighet og båndbredde definert som over kan vises å være

$$\sigma_t \sigma_\omega \geq \frac{1}{2}. \quad (5.5)$$

Denne sammenhengen kalles ofte usikkerhetsprinsippet på grunn av sine nære analogi med Heisenbergs uskarphetsrelasjon, men sammenhengen har ingen ting med usikkerhet å gjøre. Den sier bare at siden tid og frekvens er relatert via fouriertransformen så er ikke varighet og båndbredde uavhengige. Sammenhengen er slik at kort varighet gir stor båndbredde og lang varighet gir liten båndbredde.

Problemer oppstår når vi begynner å håndtere signaler som ikke er stasjonære, der frekvensinnholdet forandrer seg over tid. Effekttetthetspekteret inneholder ingen informasjon om når en gitt frekvenskomponent var til stede. Intuitivt har vi sjelden noe stort problem med å tenke oss et konsept som tidsvariabelt spektrum, vi kan tenke på noe ala en spektrumanalysator der vi kan se frekvenskomponenter i et signal komme og gå. Vi har allerede diskutert noe liknende i kapittel 4.6 der vi beregnet en tidsavhengig dopplerfrekvens. Men et begrep som "tidsvariabel frekvens" er problematisk teoretisk sett. For å håndtere tidsvariable frekvenser, kan vi, inspirert av betraktningene over, definere en simultan energitetthetsfunksjon i tid og frekvens $W(t, f)$. Som en simultan energitetthet kan den da tolkes slik at $W(t, f) dt df$ er

brøkdelen av signalets totale energi i intervallet $(t, t + dt) \times (f, f + df)$. Figur 5-3 illustrerer denne tankegangen.



Figur 5-3 Tid-frekvensplanet med en tid-frekvenscelle ved punktet (t, f) .

Dessverre er ikke dette så greit som man kanskje skulle tro. Dette har sammenheng med at tid og frekvens ikke er uavhengige, men er relatert gjennom fouriertransformen. Dette setter føringer på størrelsen og formen på tid-frekvenscellene allerede før vi har tatt hensyn til samplingseffekter. Videre har vi enda ikke sagt noe om hvordan den simultane tettheten $W(t, f)$ skal regnes ut. Vi har ingen åpenbar kandidat til denne tetthetsfunksjonen slik som vi har i likningene (5.1) til (5.4). En mulig vei å gå er å benytte fordelinger fra Cohens klasse av tid-frekvensfordelinger (11). Disse fordelingene tar utgangspunkt i Wigner-Ville fordelingen

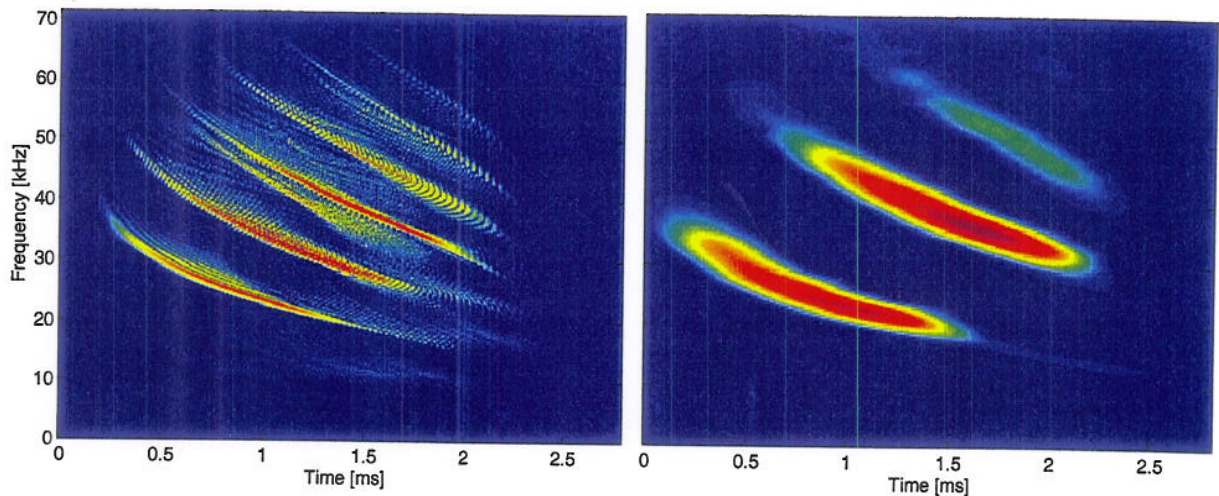
$$\begin{aligned} W_0(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int s^*(t - \tau/2) s(t + \tau/2) \exp(-j\tau\omega) d\tau \\ &= \frac{1}{2\pi} \int S^*(\omega + \vartheta/2) S(\omega - \vartheta/2) \exp(-jt\vartheta) d\vartheta \end{aligned} \quad (5.6)$$

Som vi ser kan denne beregnes både ut fra signalet selv $s(t)$ og fra amplitudespektrumet $S(\omega)$. Alle fordelingene i Cohens klasse kan genereres fra

$$C(t, \omega) = \frac{1}{4\pi^2} \iiint K(\vartheta, \tau) s^*(u - \tau/2) s(u + \tau/2) \exp[-j(\vartheta t + \tau\omega - \vartheta u)] du d\tau d\vartheta. \quad (5.7)$$

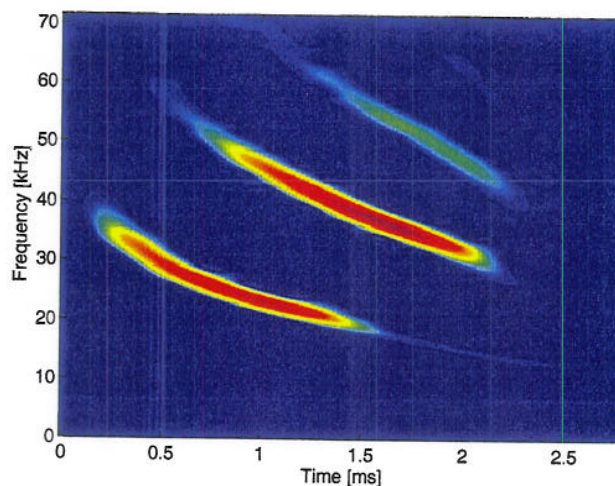
Dette uttrykket er en konvolusjon mellom Wigner-Ville fordelingen og en valgfri todimensjonal funksjon $K(\vartheta, \tau)$. Denne funksjonen kalles kjerna og det er denne som gir egenskapene til de forskjellige instansene av Cohens klasse. Det er skrevet mange artikler om forskjellige valg av kjerne. En trend har vært å konstruere kjerner tilpasset til signalet.

Som vi ser av (5.7) inngår signalet kvadratisk i beregningen av tid-frekvensfordelingene. Dette medfører visse ulemper ettersom det oppstår mikseprodukter mellom forskjellige frekvenskomponenter. Samtidig vil oppløsningen til metoden gå ned dersom vi forsøker å redusere slik interferens. Et eksempel vil bidra til å klargjøre disse effektene. Figur 5-4 viser to mulige tid-frekvensfordelinger for et ultralydsignal som en flaggermus bruker til å finne fram og lokalisere bytte. Dette signalet er samlet inn av University of Illinois og brukes ofte til testing av forskjellige metoder i litteraturen. Signalet består hovedsakelig av tre fallende ikkelineære chirpsignaler, omtrent sammenfallende i tid.



Figur 5-4 Wigner-Ville fordeling (venstre) og spektrogram (høyre) for et ekkolokaliseringssignal fra en flaggermus (Beckmans flaggermuspuls).

Figuren viser to ekstremer for tid-frekvensfordelingene: Wigner-Ville fordelingen og spektrogrammet. Ser vi først på spektrogrammet ser vi tydelig de tre hovedkomponentene i signalet. Til sammenlikning ser Wigner-Ville fordelingen ganske rotete ut. Men vi ser de tre komponentene tydelig nok. I tillegg ser vi også mikseprodukter midt i mellom de virkelige komponentene. Sammenliknet med spektrogrammet er linjene mye skarpere, vi får altså et mer nøyaktig estimat av de forskjellige frekvensene til et gitt tidspunkt. Til gjengjeld ser vi at mikseproduktene kan virke ganske forvirrende, og kan åpenbart skjule virkelige frekvenskomponenter. Forskjellige valg av kjernefunksjoner setter oss i stand til å balansere disse to effektene, men vi må ofte regne med litt prøving og feiling før vi finner den som passer for et gitt bruksområde. Figur 5-5 viser det samme flaggermussignalet analysert med en glattet versjon av Wigner-Ville fordelingen.

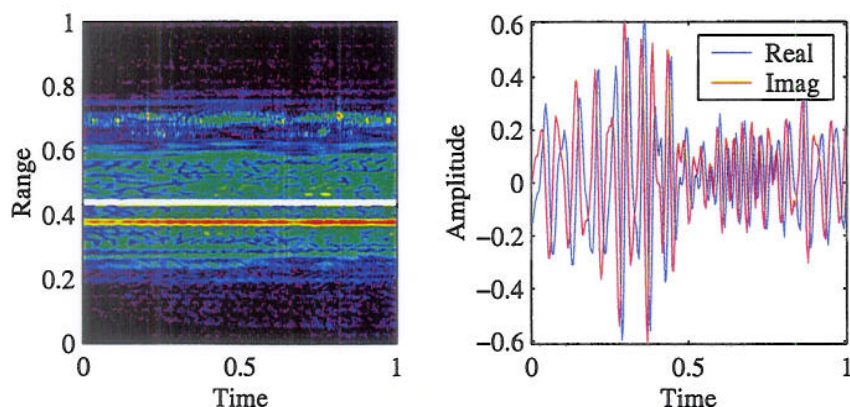


Figur 5-5 Tid-frekvensfordeling for flaggermussignalet beregnet med glattet pseudo Wigner-Ville fordeling (SPWV).

Denne fordelingen kalles glattet pseudo Wigner-Ville fordeling (SPWV, eng: Smoothed Pseudo Wigner-Ville). Vi ser at vi ikke har noe signifikant interferens og at vi har skjerpet opp frekvenskomponentene betraktelig i forhold til spektrogrammet. For dette signalet er altså SPWV et brukbart kompromiss mellom oppløsning og interferens.

5.3 Tid-frekvensanalyse anvendt på radardata

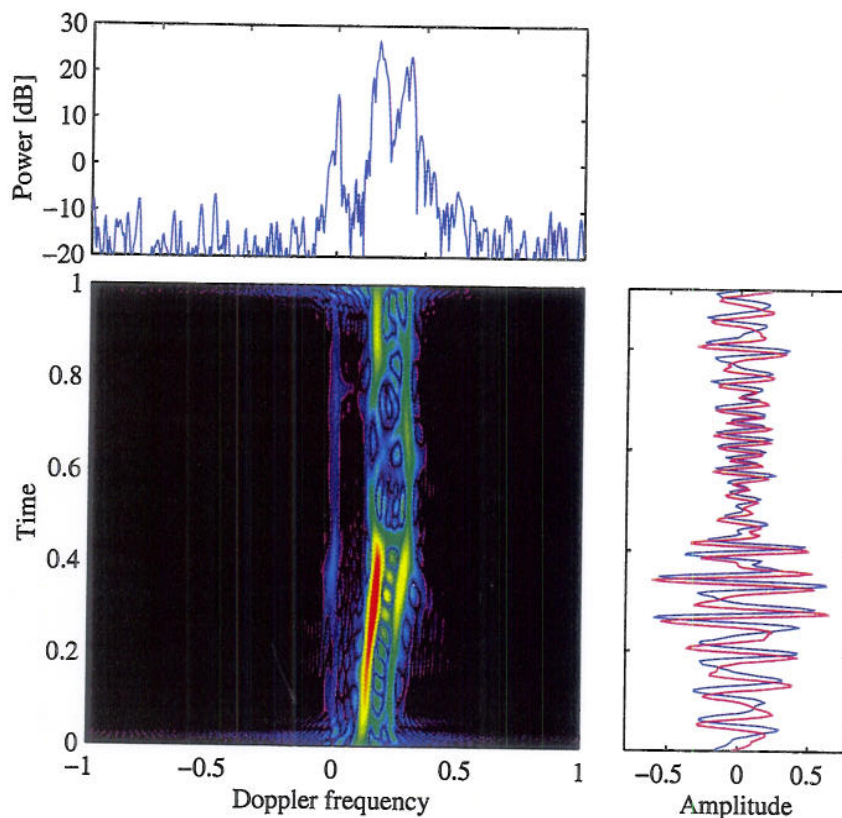
Vi vil nå se på nytten av slik prosessering anvendt på radardata. Her tar vi utgangspunkt i de to bildene i Figur 5-1, hvorav et var godt fokusert (skarpt) og det andre utsmurt (uskarpt). Her tar vi ut et snitt i asimut som vi så analyserer videre. Snittet tas ut før vi har gjort asimutkompresjonen, altså i tid-avstandsdomenet. Dette er illustrert i Figur 5-6.



Figur 5-6 Data i tid-avstandsdomenet og kompleks tidsserie som snittes ut.

Her ser vi til venstre typiske rådata med et utsnitt markert som en hvit linje i en avstand av omtrent 0.45. Det høyre plottet viser den komplekse tidsserien vi har snittet ut. I tråd med teorien vi diskuterte i forrige kapittel skal tidsserien gi oss tidsutviklingen til de reflektorene som befinner seg i avstandscellen rundt 0.45. Følgelig er denne tidsserien en utmerket kandidat for tid-frekvensanalyse. Men før vi kan anvende slik analyse må vi se på et samplingsproblem. Som det går fram av likning (5.7) så er tid-frekvensfordelingene i Cohens klasse kvadratiske i signalet. Følgelig vil båndbredden til den resulterende funksjonen i det generelle tilfelle øke med en faktor 2. Dersom vår originale tidsserie er samlet kritisk (dvs ved Nyquist-frekvensen) vil vi følgelig få problemer med folding. For å unngå dette må vi sørge for at tidsserien er samlet med minst to ganger denne frekvensen. Dersom dette ikke er tilfelle må vi sample opp signalet til tilstrekkelig frekvens før vi regner ut tid-frekvensfordelingen. Dette må vi i alle tilfelle gjøre for vårt signal for å unngå folding av støy. I tillegg kan Dopplerskiftene være så høye at det er nødvendig også av den grunn.

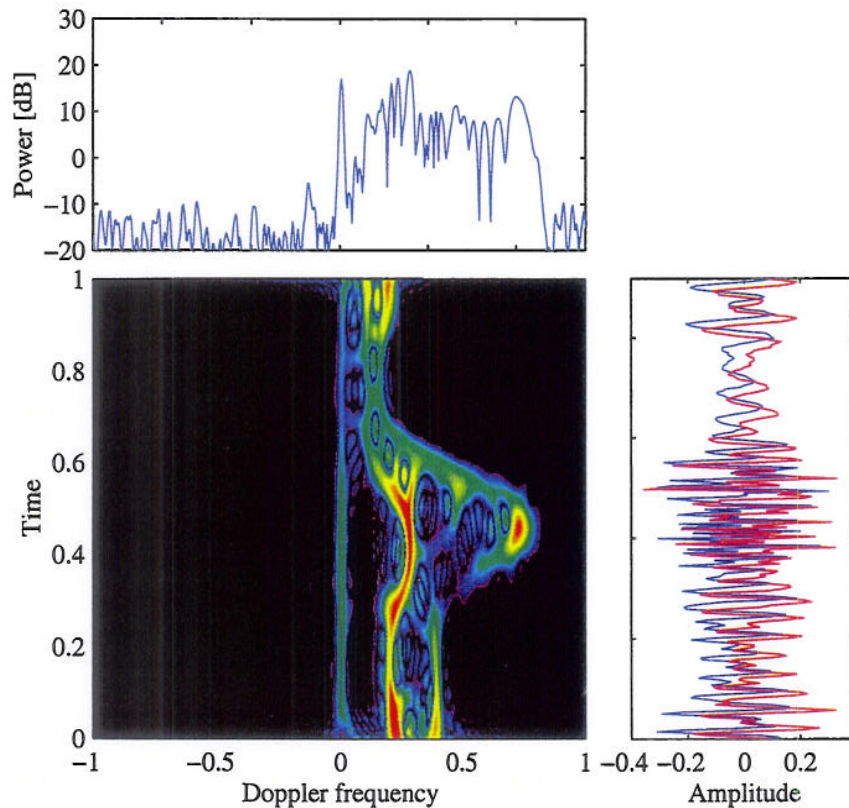
Figur 5-7 viser SPWV beregnet for asimutsnittet diskutert over.



Figur 5-7 SPWV for godt fokusert bilde med asimutkutt gjennom bildet (over) og tidsserie (til venstre). Tidsserien er kompleks med realdelen blå og imaginærdelen rød.

Det øverste plottet viser snittet i billededomenet, mens det høyre plottet viser den komplekse tidsserien i tid-avstandsdomenet. I mellom de to viser vi tid-frekvensfordelingen beregnet etter prosedyren beskrevet over. Dopplerfrekvensen er langs x-aksen, tida langs y-aksen og energien ved gitt tid og frekvens er fargekodet. Vi ser at det er to dominante reflektorer i denne avstandscella, og at de har rimelig konstant dopplerfrekvens over integrasjonstida. Følgelig framstår de som skarpe reflektorer i asimutsnittet gjennom det ferdige bildet. Dette snittet er tilnærmet lik tid-frekvensfordelingen integrert langs tidsaksen.

Til sammenlikning viser Figur 5-8 SPWV for det uskarpe bildet. Asimutsnittet som er tatt ut er det samme som for det skarpe bildet, og de er så nær hverandre i tid at det ikke er noen signifikant avstandsvandring mellom de to bildene. Følgelig skal de samme to dominante reflektorene være i avstandscella.



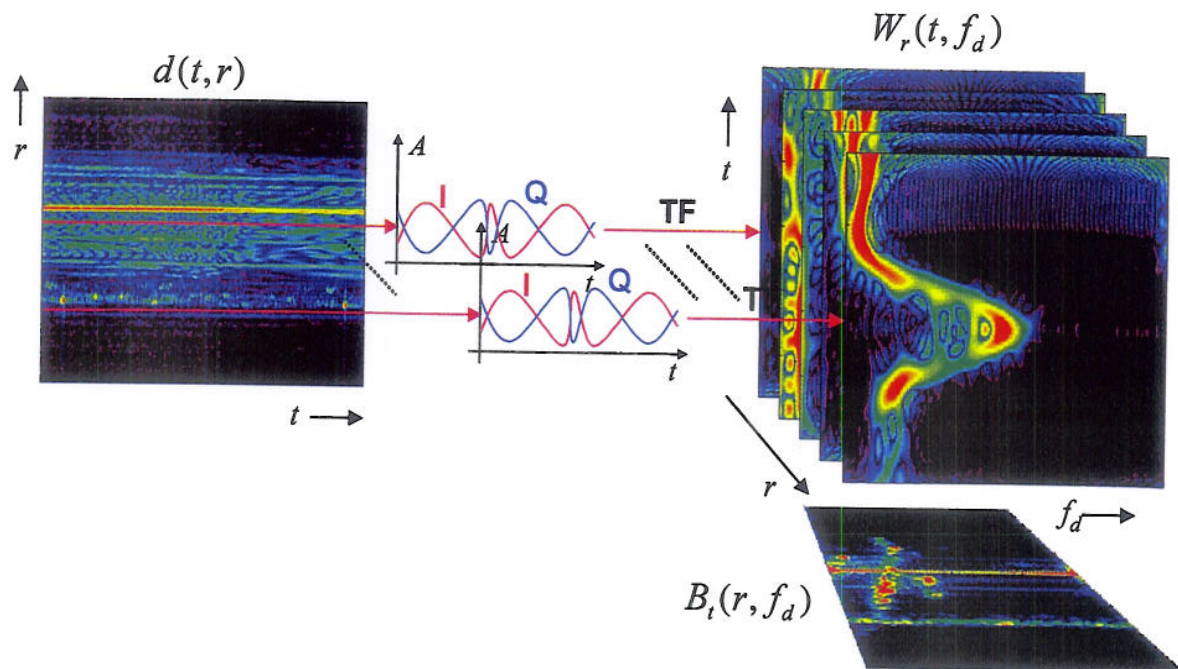
Figur 5-8 SPWV for utsmurt bilde. Samme presentasjon som i Figur 5-7.

Tid-frekvensfordelingen viser dette tydelig. Vi ser to reflektorer ved positivt dopplerskift, men med strekt variabel frekvens i forhold til Figur 5-7. Sammenlikner vi med Figur 5-2 ser vi at økningen i dopplerskift er sammenfallende med variasjonen i vinkelhastighet, helt i tråd med teorien vi skisserte tidligere. Asimutnittet gjennom det uskarpe bildet (vist over tid-frekvensfordelingen) viser følgelig ikke to klare reflektorer, men isteden et utsmurt kontinuum. Dette forstår vi lett ved å se dette snittet som en tilnærmet integrasjon av SPWV langs tidsaksen.

Denne studien av de to bildene med tilhørende data på flyets bevegelse viser at årsaken til utsmøringen av bildet er å finne i flyets bevegelse. Følgelig ser vi at små manøvrer (små i navigasjonssammenheng) kan ha vesentlig betydning for et ISAR-bilde som dannes under en slik manøver. Et åpenbart problem er å skille slike tilfelle fra andre typer uskarpe ISAR-bilder. Vi ser at tid-frekvensteknikker kan hjelpe oss å detektere slik bevegelse, ettersom reflektorene er skarpe i tid-frekvensdomenet, selv om de har tidsavhengig dopplerskift.

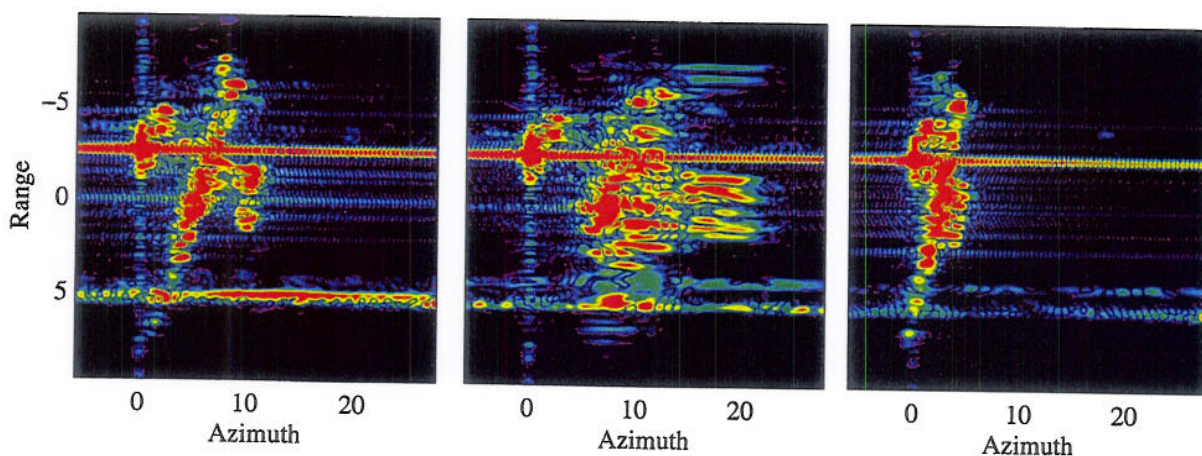
5.4 Avbildning med tid-frekvensmetoder

Vi så i det forrige underkapittelet hvordan tid-frekvensteknikker kunne brukes til å beskrive tidshistorien til dopplerfrekvensene til gitte reflektorer under irregulær bevegelse. Vi så at reflektorene var skarpe i tid-frekvensdomenet selv om ISAR-bildet laget over samme tidsintervall var uskarpt. Dette indikerer at vi kan benytte tid-frekvensteknikker til å lage skarpe bilder av målet selv når vi har irregulær bevegelse. Denne tanken ble først presentert av Chen (12), (13). Figur 5-9 viser prinsippet bak denne avbildningsmetoden.



Figur 5-9 Konseptet bak avbildning med tid-frekvensteknikker.

Vi tar utgangspunkt i dataene representert i tid-avstandsdomenet $d(t, r)$. For hver avstandscelle r_i får vi da en endimensjonal kompleks tidsserie $d(t, r_i)$, med realverdi I og imaginærverdi Q . Denne kan vi så bruke en tid-frekvensmetode **TF** på slik at vi får en todimensjonal representasjon $W_r(t, f_d)$ av tidsserien. Utførerer vi denne prosedyren for alle avstandscellene får vi en familie av tid-frekvensfordelinger parametrisert ved avstanden r . Disse kan vi stable slik vi har indikert i øvre høyre del av figuren slik at vi får en tredimensjonal "kloss" av data, avhengig av (t, r, f_d) . For å gjøre bildet tydeligere har vi begrenset oss til å vise fem av tid-frekvensfordelingene, men i virkeligheten danner vi altså en fordeling for hver avstandscelle. Holder vi nå tida fast får vi en todimensjonal skive av denne klossen $B_t(r, f_d)$. Denne skiva er faktisk et ISAR-bilde av målet. Dette er illustrert i nedre høyre del av figuren. Som vi ser, har vi en familie av slike bilder parametrisert ved tida t . Vi får altså et nytt bilde for hvert diskrete tidspunkt, eller med andre ord for hver radarpuls. Dette er i kontrast til det vanlige ISAR-bildet som er dannet på grunnlag av et antall pulser, for oss typisk 256. Figur 5-10 viser tre slike bilder tatt fra tre forskjellige tidspunkt under integrasjonstida til det uskarpe bildet.



Figur 5-10 Tre forskjellige ISAR-bilder laget med tid-frekvensteknikken skissert i Figur 5-9.

Vi ser stor forskjell på de tre bildene. Det første er ganske likt det skarpe bildet i Figur 5-1, mens de to andre er svært ulike. Vi merker oss likevel at alle tre er skarpe bilder i den betydning at isolerte reflektorer tydelig kan skjelnes. Hvis vi danner en animasjon av alle mulige bilder, noe som i dette tilfelle utgjør 256 bilder, vil vi kunne se at reflektorene beholder sin identitet, men at de flytter seg i asimut ettersom tida går. Dette er ikke like lett å se av vårt utdrag av bare tre bilder, men vi kan gjenkjenne flere sterke reflektorer fra bilde til bilde, for eksempel nær halen til flyet (øvre del). Studerer vi den beregnede vinkelhastigheten ω_{\perp} (Figur 5-2) gjennom integrasjonstida, så ser vi at den naturlig deles i tre deler. Den første går fra 0 til omtrent 0.25. Her er vinkelhastigheten nærmest konstant og temmelig lik det den er for det skarpe bildet. Så har vi tida fra omtrent 0.25 til 0.75. Her ser vi tydelig effekten av manøveren flyet gjennomfører. Maksimum vinkelhastighet forekommer i området 0.4 til 0.5. Den tredje delen er fra omtrent 0.75 og ut integrasjonstida. Her er vinkelhastigheten igjen relativt konstant, men noe mindre enn i første del. De tre bildene er tatt ett fra hver av disse tre delene. Det første er fra del en og vi ser at bildet er ganske likt det skarpe som nevnt over. Dette samsvarer godt med at vinkelhastigheten er ganske lik. Det andre bildet er svært forskjellig, noe som indikerer at både størrelsen og retningen av vinkelhastighetsvektoren har forandret seg slik at vi har fått et annet projeksjonsplan. Vi ser at dette stemmer bra med de faktiske målingene av vinkelhastigheten. Det siste bildet er som vi ser mye smalere enn de andre i asimut. Dette passer bra med at vinkelhastigheten når sitt minimum her. Vi merker oss at projeksjonen ikke er særlig forskjellig fra det første bildet.

5.5 Oppsummering

Vi har i dette kapitlet studert et uskarpt ISAR-bilde i stor grad av detalj. Bildet var uskarpt i sammenlikning med et "vanlig" bilde fra omtrent samme tidspunkt. Vi beskrev på generelt grunnlag tid-frekvensanalyse som kan vises å være nyttig ved behandling av ikke-stasjonære signaler. Ved å anvende slik analyse på radardatene viste vi at utsmøringen i det uskarpe bildet skyldtes en manøver som målet gjennomførte under integrasjonstida til ISAR-bildet. Dette stemmer godt med teorien om forandring av projeksjonsplanet beskrevet i kapittel 4.6. Ved å benytte tid-frekvensteknikker demonstrerte vi også at det er mulig å lage skarpe bilder av målet selv når det utfører slike kompliserte manøvrer under integrasjonstida.

6 KONKLUSJONER

Denne rapporten har tatt for seg ISAR-avbildning på flere plan. Vi startet med en gjennomgang av grunnleggende teori for slik avbildning. Hovedpoenget er at et mål som roterer i forhold til en radar kan avbildes på grunn av differensielle dopplerskift for forskjellige deler av målet. Vi diskuterte fundamentale krav til sampling og den oppløsningen vi kan oppnå for ISAR. Typisk trengs en effektiv rotasjon på bare noen få grader for å oppnå oppløsning rundt 0.25 m.

Vi gikk videre gjennom en faktisk ISAR-prosessor vi har utviklet for bruk på data fra den tyske radaren TIRA i samband med NATO-forskning rundt flygjenkjenning. Særlig kritisk er det å lykkes med bevegelseskompensasjonen, som er den delen av prosesseringen som transformerer målets faktiske bevegelse til en effektiv rotasjon.

Den effektive rotasjonen til et mål viser seg å være ganske komplisert ettersom den er sammensatt av to deler, en som skyldes målets interne rotasjon og en som skyldes målets translasjon i forhold til radaren. Vi beskrev dette grundig ved hjelp av ortogonale rotasjonsmatriser og Eulervinkler, og viste at den grunnleggende systemmodellen for ISAR-avbildning lett kan bryte sammen for generelle målbevegelser. Vi generaliserte modellen slik at den tok hensyn til at målet er tredimensjonalt og at målets virkelige rotasjon beskrives av vinkelhastigheten ω , en tidsavhengig vektorstørrelse. I denne sammenheng er det fruktbart å se på ISAR-avbildning som en projeksjon av det tredimensjonale målet ned i to dimensjoner. Det såkalte projeksjonsplanet er bestemt av vinkelhastigheten på en slik måte at planets normalvektor er gitt av ω_{\perp} , komponenten av vinkelhastigheten vinkelrett på radarens avstandsretning.

Vi definerte irregulær bevegelse for målet som tilfeller der bevegelsen til målet var slik at vinkelhastighetsvektoren ikke var tilnærmet konstant over integrasjonstida som skal til for å danne et ISAR-bilde. Vi studerte i detalj et uskarpt ISAR-bilde, og viste at utsmøringen av reflektorene i dette bildet skyldtes nettopp irregulær bevegelse. Dette kunne vi gjøre siden vi har tilgjengelig nøyaktig målinger av flyets posisjon og orientering i tillegg til radarmålingene. I denne sammenheng viste tid-frekvensmetoder seg å være effektive til å påvise slike situasjoner, ettersom irregulær bevegelse fører til tidsavhengig dopplerskift for en gitt reflektor på målet. Videre kunne vi ved å benytte slike metoder lage skarpe ISAR-bilder selv når bevegelsen var irregulær.

Deler av materialet, spesielt fra kapittel 4 og 5 har vi tidligere publisert i (14) og (15).

Litteratur

- (1) Jakowatz, C.V., Wahl, D.E., Eichel, P.H., Ghiglia, D.C. og Thompson, P.A. (1996): Spotlight-mode synthetic aperture radar: A signal processing approach, Kluwer Academic Publishers, Norwell.
- (2) Harris, F.J. (1978): On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, *Proceedings of the IEEE* **66**, 51-83.
- (3) Arfken, G. (1985): Mathematical methods for physicists, Academic Press, San Diego.
- (4) Walker, J.L. (1980): Range-Doppler imaging of rotating objects, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* **AES-16**, 1, 23-52.
- (5) Carrara, W.G., Goodman, R.S. og Majewski, R.M. (1995): Spotlight synthetic aperture radar: Signal processing algorithms, Artech House, Norwood.
- (6) Lanari, R. (1995): A new method for the compensation of the SAR range cell migration based on the chirp Z-transform, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* **33**, 5, 1296-1299.
- (7) Cafforio, C., Prati, C. og Rocca, F. (1991): SAR data focusing using seismic migration techniques, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* **27**, 2, 194-207.
- (8) Gade, K. (1997): Integrering av treghetsnavigasjon i en autonom undervannsfarkost, FFI/RAPPORT-97/03179, Ugradert
- (9) Percival, D.B. og Walden, A.T. (1993): Spectral analysis for physical applications, Cambridge University Press, Cambridge.
- (10) Rihaczek, A.W. og Hershkowitz S.J. (1996): Radar resolution and complex image analysis, Artech House, Norwood.
- (11) Cohen, L. (1995): Time-frequency analysis, Prentice-Hall, Upper Saddle River.
- (12) Chen, V.C. og Qian, S. (1998): Joint time-frequency transform for radar range-Doppler imaging, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* **34**, 2, 486-499.
- (13) Chen, V.C. (1995): Reconstruction of inverse synthetic aperture radar image using adaptive time-frequency wavelet transform, *SPIE Proceedings on Wavelet Applications* **2491**, 373-386.
- (14) Sparr, T., Hamran S-E., Korsbakken, E. (2000): Estimation and correction of complex target motion effects in inverse synthetic aperture imaging of aircraft, *The Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, 457-461.
- (15) Sparr, T., Hamran, S-E. og Korsbakken, E. (2000): Blurring in inverse synthetic aperture images of aircraft caused by attitude changes, *Proceedings of EUSAR 2000*, 813-816.
- (16) Evans, J.V. og Hagfors, T. (1968): Radar Astronomy, McGraw-Hill, New York.