



FFI-RAPPORT

16/02545

Ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding i et satellittbasert SAR-system

—
Atle Onar Knapskog

Ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding i et satellittbasert SAR-system

Atle Onar Knapskog

Emneord

Satellitter
Syntetisk apertur-radar (SAR)
Ambiguitet
Pulsmodulasjon

FFI-rapport

FFI-RAPPORT 16/02545

Prosjektnummer

1361

ISBN

P: ISBN 978-82-464-2866-6

E: ISBN 978-82-464-2867-0

Godkjent av

Øystein Hellereen, *forskningsleder*

Johnny Bardal, *avdelingssjef*

Sammendrag

Denne utredningen har bakgrunn i en mulighetsstudie av norsk syntetisk apertur-radar (SAR)-satellitt for havovervåkning. Her er ambiguiteter, eller flertydigheter, blitt identifisert som en viktig utfordring. Ambiguiteter er energi som kommer til syne også andre steder i et SAR-bilde enn der spredene som er opphav til energien befinner seg. Kravene som må oppfylles for å unngå ambiguiteter i et SAR-system leder til et minimumskrav til effektivt antenneareal.

Ambiguitetshåndtering er en særlig aktuell problemstilling i forbindelse med mikrosatellitt-SAR, der antennearealet må være relativt lite.

Det er ønskelig å finne teknikker som gjør det mulig å komme utenom de tradisjonelle begrensningene i sporbredde og kravet til antenneareal. Kravene kan omgås hvis det tillates samtidig mottak av reflekterte signaler fra mer enn én avstandssone i scenen. En forutsetning for dette er koding av pulsene. Denne utredningen er en bred gjennomgang av mulige pulskodingsteknikker for ambiguitetsundertrykkelse. Bruk av slike teknikker krever et SAR-system der signalet kan endres fra en puls til den neste. Endringene gjelder fase, modulasjon og/eller bæreølgefrekvens. Det må også tillates oversampling. Undersøkelsene har ledet frem til aktuelle kombinasjoner av teknikker som ikke tidligere er beskrevet i litteraturen.

Resultatene tyder på at det med dagens teknologi ikke finnes noen generell mulighet til å komme utenom kravet til minimum antenneareal ved avbildning over land. Imidlertid kan flere teknikker gi en viss forbedring i maritime scenarier. På åpent hav, der det er relativt få kraftige mål og lavt clutternivå, indikerer resultatene at sporbredde kan dobles i forhold til avbildning over land. Kystnære farvann havner i en mellomstilling. Her vil scenen hovedsakelig være havflate med lav tilbakespredning, men med et visst innslag av distribuerte mål. Resultatene indikerer at det i slike tilfeller kan slakkes noen titalls prosent på kravene.

Det kan tenkes et fleksibelt SAR-system der ulike kombinasjoner av pulskodingsteknikker benyttes i forskjellige moduser tilpasset forholdene. Over havet vil det være naturlig å benytte store innfallsvinkler, slik at antennebeamen dekker et bredt spor og clutternivået blir lavt. Nær land kan antennebeamen rettes noe brattere, slik at den dekker et smalere spor.

Det anbefales videre utredninger av et system med stor fleksibilitet. Detaljert kunnskap om hvilken metode som egner seg best og hvor høy ytelse den har vil kreve mer omfattende simuleringer som forutsetter kjennskap til SAR-modus, antennediagram og realistiske scener. Teknikker som krever prosesseringskapasitet av en helt annen størrelsesorden enn det som er tilgjengelig i dag er ikke undersøkt i denne fasen. Med tanke på mulig bruk noen år frem i tid anbefales det å se nærmere på disse metodene på litt sikt.

Summary

The background for this investigation is a feasibility study of a Norwegian Synthetic Aperture Radar (SAR) satellite for maritime surveillance. Ambiguities are identified as an important challenge. Ambiguities are energy appearing also at other locations in a SAR image than the true locations of the scatterers from which the energy originates. In a SAR system the conditions for avoiding ambiguities lead to a requirement for a minimum antenna area. Ambiguity mitigation is a particularly relevant topic in connection with micro-satellite SAR, as the antenna area must be relatively small.

Finding techniques which enable a circumvention of the traditional swath limitation and antenna area constraint is desirable. The constraints can be circumvented if simultaneous reception of reflected signals from more than one range zone in the scene is allowed. Pulse coding is then a precondition. This investigation is a broad review of possible pulse coding techniques for ambiguity suppression. The use of such techniques requires a SAR system capable of varying the signal between subsequent pulses. The variation applies to phase, modulation and/or carrier frequency. Oversampling must also be allowed. The investigation has led to relevant combinations of techniques that are not described in the literature.

The results indicate that there is no general possibility of circumventing the minimum antenna area constraint with current technology when imaging over land. However, several techniques can give some improvement in maritime scenarios. On the ocean, where relatively few strong targets are present and the clutter level is low, the results indicate that the swath width can be doubled from the values applicable for imaging over land. Coastal areas are in an intermediate position. Here the scene would mainly consist of sea surface with low backscattering, but distributed targets can to some extent be present. In such cases the results indicate that the constraints can be eased with some tens of percents.

It is possible to imagine a SAR system using various combinations of pulse coding techniques in modes adapted to different conditions. Over the ocean large incidence angles would be natural, so that the antenna beam covers a wide swath and the clutter level is low. Near land the antenna beam can be pointed somewhat steeper, so a narrower swath is covered.

Further investigation of a system with high degree of flexibility is recommended. Detailed knowledge of the most suitable method and its performance would require more comprehensive simulations, and knowledge of SAR mode, antenna pattern and realistic scenes would then be needed. Techniques requiring data processing capacity on a different order of magnitude than available today have not been investigated in this phase. Considering possible use some years into the future, an assessment of such techniques is recommended in the longer term.

Innhold

Sammendrag	3
Summary	4
1 Innledning	7
2 Ambiguiteter	8
2.1 Relasjoner mellom antennediagram, PRF og ambiguitetsforhold	8
2.2 SAR-fokusering	15
2.2.1 Matched-filtrering og range-kompresjon	15
2.2.2 Asimut-kompresjon	18
2.3 Asimut-ambiguiteter	21
2.4 Range-ambiguiteter	25
2.5 Oppsummering av kapittel 2	27
3 Ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding	28
3.1 Introduksjon til ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding	28
3.2 Range-koding ved hjelp av pulser med like spektre	31
3.2.1 Opp- og ned-chirp	31
3.2.2 Costas-koder	32
3.2.3 Andre frekvenskoder	34
3.2.4 Fasekoder	36
3.3 Range-koding ved hjelp av pulser med ulike spektre	38
3.3.1 Energi i range-retningen	38
3.3.2 Energi i asimut-retningen	39
3.3.3 Håndtering av sub-asimut-ambiguiteter	43
3.4 Asimut-fasekoding	46
3.4.1 Koder som smører ut energien	46
3.4.2 Koder som flytter energien	47
3.5 Kombinasjoner av metoder	50
3.6 Oppsummering av kapittel 3	55
4 Konklusjoner	56
Referanser	58



1 Innledning

Det er i denne rapporten gjort en utredning av ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding i et satellittbasert syntetisk apertur-radar (SAR)-system. Utredningen har bakgrunn i en mulighetsstudie av norsk SAR-satellitt for havovervåkning [1]. Det antas at et slikt system må ha deteksjonsevne mot relativt små fartøyer på havet og en viss evne til fartøysdeteksjon også langs kysten og nær havis. Systemet må ha kapasitet til å dekke store havområder, og det er et ønske om lave kostnader. Til sammen legger dette en del føringer for hva som er aktuelle tekniske løsninger. På flere viktige områder må en slik satellitt være markert forskjellig fra dagens store og svært kostbare SAR-satellitter. Den må for det første være mye mindre. En lett, utbrettbar antenne av en annen type enn det som er vanlig i dagens satellitter er en forutsetning. Videre må systemet være optimalisert for én primæroppgave, og man må være villig til å ofre kapasitet på andre potensielle bruksområder.

En sentral faktor i forbindelse med dekning av store havområder er sporbredde. Økning av sporbredden fører til større utfordringer med flertydigheter, eller såkalte ambiguiteter. Dette er energi som kommer til syne også andre steder i et SAR-bilde enn der spredene som er opphav til energien befinner seg. Ambiguiteter kan opptre i konsentrert form som “ghosts”, det vil si svakere replika av spredere som typisk befinner seg flere kilometer unna. Energien kan også være distribuert i bildet og gi opphav til områder med høyere støynivå. “Ghosts” kan gi falske deteksjoner. Forhøyet støynivå kan både gå ut over deteksjonsevnen mot små mål og føre til høyere falsk-alarm-rate. Utfordringene med ambiguiteter vil være størst når scenen inneholder distribuerte mål med høy intensitet, det vil si land eller enkelte typer sjøis. Der det er få spredere og lavt clutternivå, er problemene mer håndterbare. Dette vil normalt være tilfelle på åpent hav.

Ambiguiteter er en særlig aktuell problemstilling i forbindelse med mikrosatellitt-SAR. I en mikrosatellitt vil antenneareal og utsendt effekt være mindre, og følgelig blir signal-støyforholdet (SNR) dårligere enn i en tradisjonell SAR-satellitt. Godt SNR er en forutsetning for at fartøysdeteksjon er mulig i SAR-moduser med svært stor sporbredde, slik tilfellet er med dagens store satellitter. I mikrosatellitter må dårligere SNR kompenseres med høyere oppløsning for å gi akseptabel deteksjonsevne mot små fartøyer. Etersom det er en sammenheng mellom oppløsning og maksimal sporbredde, må man i utgangspunktet forvente mindre sporbredde med mikrosatellitter. Men for at systemet skal ha størst mulig operativ nytteverdi, kan det være ønskelig å øke sporbredden ut over grensene som følger av tradisjonelt SAR-systemdesign. Dette leder til løsninger med større ambiguitetsutfordringer.

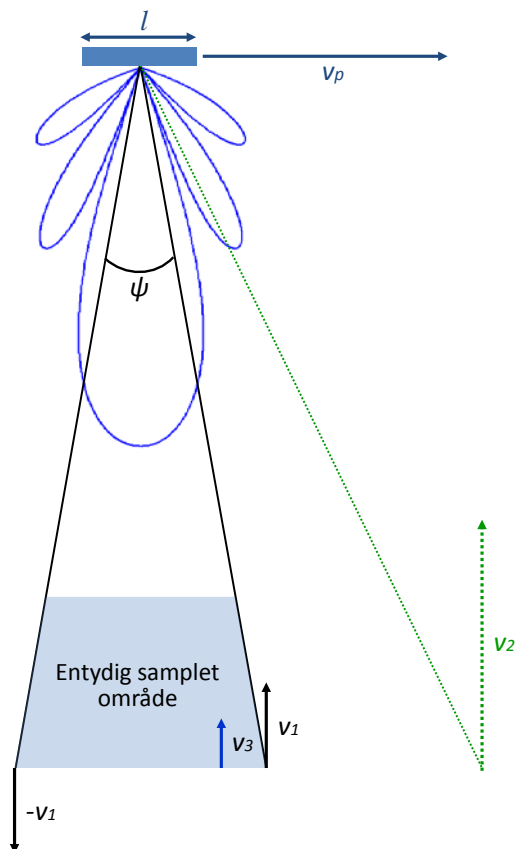
Det er dermed behov for å undersøke hvorvidt det kan finnes teknikker som muliggjør stor sporbredde uten høye ambiguitetsnivåer som forringer deteksjonsevnen. En rekke teknikker basert på pulskoding er foreslått i litteraturen. Et hovedformål med denne studien er å undersøke potensialet til disse metodene. Rapporten gjennomgår først hvorfor ambiguiteter oppstår og hvordan de arter seg. Deretter blir de ulike metodene basert på pulskoding undersøkt og potensialet diskutert. For lesere som ikke ønsker å gå inn på alle tekniske detaljer er det gitt oppsummeringer avslutningsvis i kapittel 2 og 3.

2 Ambiguiteter

Dette kapitlet gir et teoretisk grunnlag for å forstå hvorfor ambiguiteter oppstår i et SAR-system og hva som i prinsippet kan gjøres for å håndtere dem. Analysene er i hovedsak begrenset til stripmap SAR. Den generelle teorien er hentet fra bøker om radar og SAR [2-6].

2.1 Relasjoner mellom antennediagram, PRF og ambiguitetsforhold

Årsaken til ambiguiteter i asimut er illustrert på Figur 2.1. Dette er en forenklet fremstilling som blant annet ikke tar hensyn til jordrotasjonen. Den beskriver derfor best luftbåren SAR, men kan tjene som en introduksjon til temaet. En beskrivelse som tar hensyn til geometrien ved satellittbasert SAR-avbildning gis i et senere avsnitt.



Figur 2.1 Belyst område og hastigheter relatert til Doppler-skift målt med en antenne med hastighet v_p og det skisserte strålingsdiagrammet i asimut

Når antennen er rettet normalt på plattformens fartsretning, vil den ene halvparten av det belyste området nærme seg og den andre halvparten fjerne seg fra radaren. Fra de ytre hjørnene av området vil det måles en hastighet i slant-range-retning lik:

$$v_1 \approx v_p \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right) \approx \frac{v_p \Psi}{2} \quad (2.1)$$

der v_p er plattformens hastighet og Ψ er områdets vinkelutstrekning. Denne relative hastigheten mellom radaren og scenen gir opphav til et Doppler-skift:

$$f_1 \approx \frac{2v_1}{\lambda} \approx \frac{v_p \Psi}{\lambda} \quad (2.2)$$

Radarpulsene kan betraktes som sampler av Doppler-spekteret, og entydig sampling av det aktuelle området forutsetter at Nyquist-kriteriet er oppfylt:

$$\frac{PRF}{2} > \frac{v_p \Psi}{\lambda} \quad (2.3)$$

Ofte settes Ψ lik antennens beambredde i asimut. For en uniformt vektet antenne er bredden av hovedloben innenfor -4-dB-punktene gitt av

$$\Psi = \frac{\lambda}{l} \quad (2.4)$$

der l er antennens lengde. Dette leder til det kjente kravet til minimum PRF i et SAR-system:

$$PRF > \frac{2v_p}{l} \quad (2.5)$$

Hvis antennen hadde hatt et ideelt strålingsdiagram med all energi samlet innenfor Ψ , ville PRF-kravet sikret ambiguitetsfri avbildning. Imidlertid vil en del av det mottatte signalet komme fra sidelover og eventuelle flanker av hovedloben som faller utenfor Ψ . For en uniformt vektet antenne kan følgende formel for antennegain benyttes:

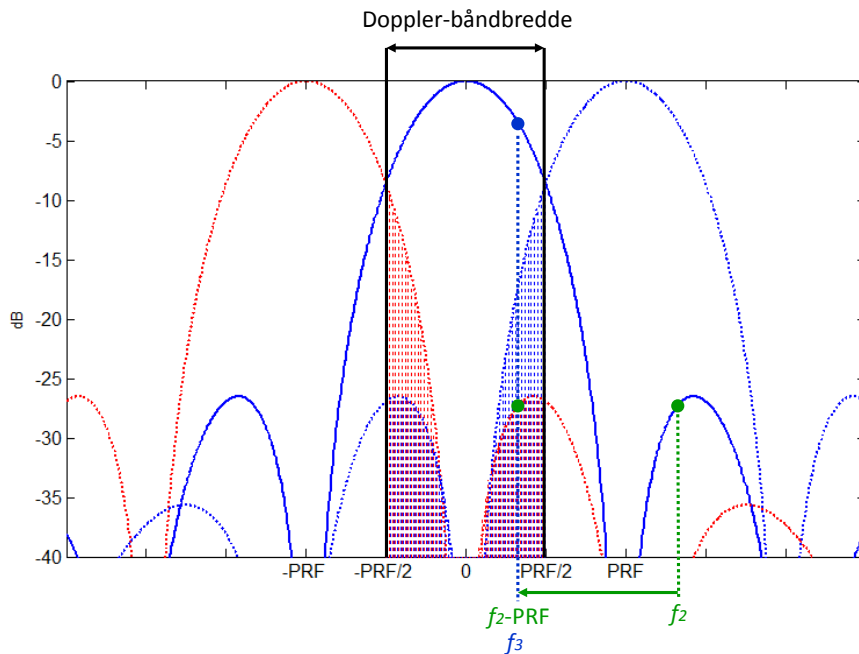
$$G(\theta_a, \phi_a) \approx G_0 \frac{\sin^2\left(\pi \frac{\sin \theta_a b_e}{\lambda}\right) \sin^2\left(\pi \frac{\sin \phi_a l_e}{\lambda}\right)}{\left(\pi \frac{\sin \theta_a b_e}{\lambda}\right)^2 \left(\pi \frac{\sin \phi_a l_e}{\lambda}\right)^2} \quad (2.6)$$

θ_a og ϕ_a er henholdsvis elevasjons- og asimutvinkel relativt til antennebeamens pekeretning. l_e og b_e er antennens effektive lengde og bredde (høyde). G_0 er gain i sentrum av hovedloben og kan beregnes som

$$G_0 = \frac{4\pi l_e b_e}{\lambda^2} = \eta \frac{4\pi l_a b_a}{\lambda^2} \quad (2.7)$$

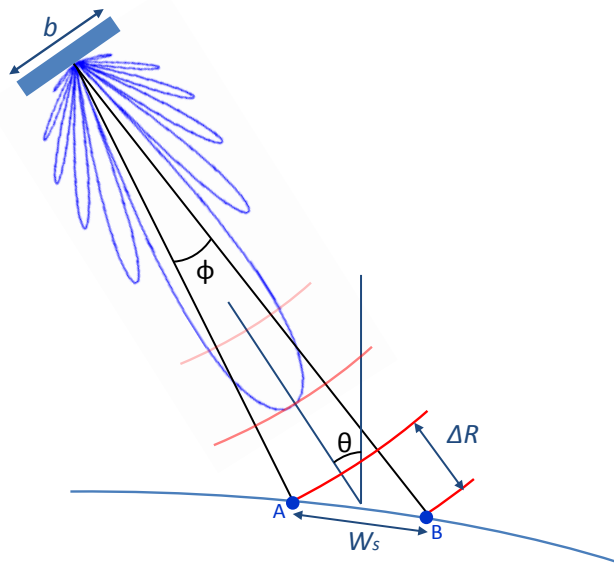
der l_a og b_a er antennens fysiske dimensjoner og η er antenneeffektiviteten, som er gitt av tapene i antennen og i praksis ofte ligger i området 0,5-0,7.

Doppler-spekteret til signalkomponentene utenfor Ψ foldes innenfor den prosesserte Doppler-båndbredden og gir opphav til ambiguiteter i bildet. Dette er vist på Figur 2.2. For eksempel vil Doppler-skiftet f_2 fra en spredde som observeres gjennom en sidelobe bli flyttet til f_2 -PRF, der det vil sammenfalle med Doppler-skiftet f_3 som tilsvarer en posisjon i scenen. Sprederen i sideloben vil dermed danne et "ghost" i bildet. Ambiguitetene dempes av antennediagrammet både ved sending og mottak. Med antennediagrammet ovenfor gir PRF-kravet i Likning (2.5) en ambiguitetsundertrykkelse på 8 dB ved flankene av hovedloben og 26,5 dB ved første sidelobe.



Figur 2.2 Det mottatte signalets Doppler-spekter og første replika på hver side av spekteret når PRF akkurat oppfylder kravet i Likning (2.5) og antennen har uniform vektning i asimut. De skraverte arealene angir energi som foldes inn i den prosesserte båndbredden fra sidelober og flankene av hovedloben. Merk at arealene ikke gir et korrekt bilde av energimengdene rent visuelt, da kurvene er plottet med dB-skala

Ambiguiteter i range kan beskrives med utgangspunkt i Figur 2.3.



Figur 2.3 Illustrasjon av sporbredde for en antenne med det skisserte strålingsdiagrammet i elevasjon. De røde kurvene angir bølgefronter som definerer starten på pulser

Et SAR-system avbilder et spor med bredde W_s . Slant-range-utstrekningen av sporet er ΔR . Entydig avbildning forutsetter at tilbakespredningen fra etterfølgende pulser er separert i tid dersom pulsene er identiske. Som en første tilnærming antar vi at signal kan mottas gjennom hele pulsrepetisjonsintervallet (PRI) og krever at ekkoet fra starten av en puls ved punkt A må ankomme etter ekkoet fra starten av foregående puls ved punkt B. Det gir følgende krav til PRI:

$$PRI > \frac{2\Delta R}{c} \quad (2.8)$$

Vi ser her bort fra “eclipsing”, det vil si at radaren ikke kan motta mens en puls er under utsendelse. I praksis må derfor kravet overoppfylles med en viss margin. For en gitt sporbredde W_s blir kravet uten marginer

$$PRF < \frac{c}{2W_s \sin \theta} \quad (2.9)$$

Den nominelle beambredden i elevasjon er gitt som

$$\phi = \frac{\lambda}{b} \quad (2.10)$$

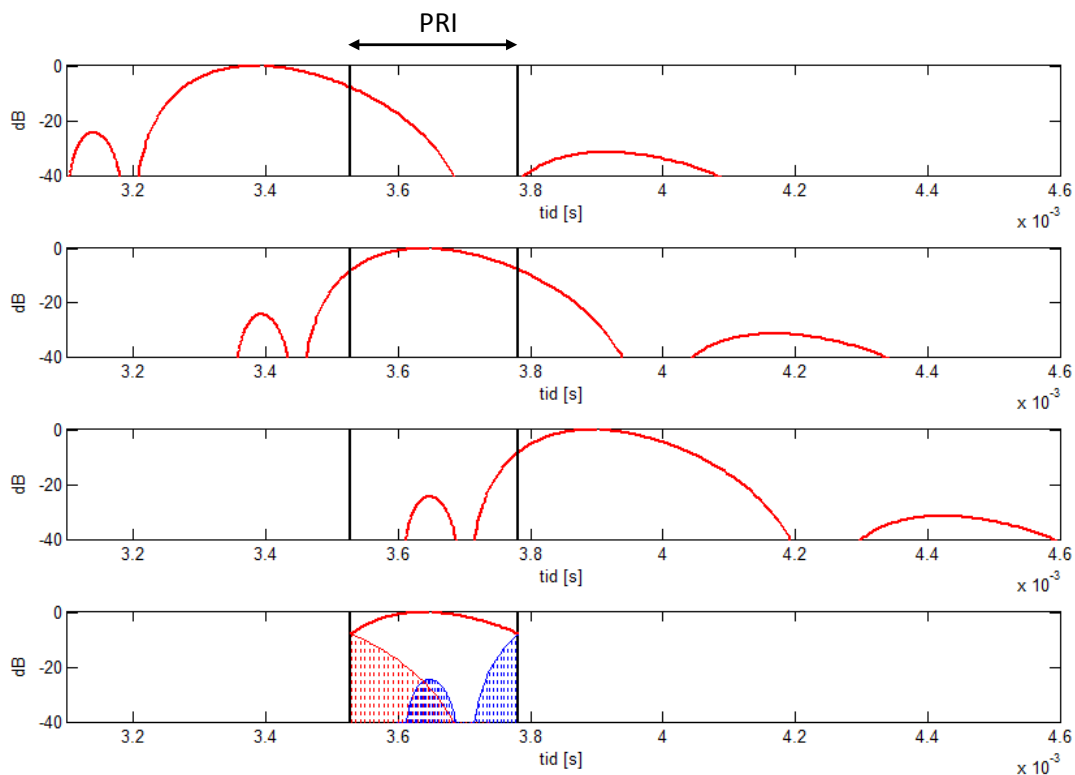
der b er bredden (høyden) av antennen. Dette gir følgende tilnærming til sporbredden som dekkes av hovedloben:

$$W_s \approx \frac{R\lambda}{b \cos \theta} \quad (2.11)$$

PRF-kravet kan nå skrives

$$PRF < \frac{cb}{2R\lambda \tan \theta} \quad (2.12)$$

PRF-kravet ville sikret ambiguitetsfri avbildning dersom antennen hadde et ideelt strålingsdiagram med all energi konsentrert innenfor ϕ . I praksis vil tilbakespredning fra sidelover og eventuelle flanker av hovedloben blande seg med signalet fra scenen. Signal fra den delen av strålingsdiagrammet som ligger over beamen vil ankomme i etterkant av det ønskede signalet og blande seg med etterfølgende puls i scenen. Dette er illustrert på Figur 2.4.



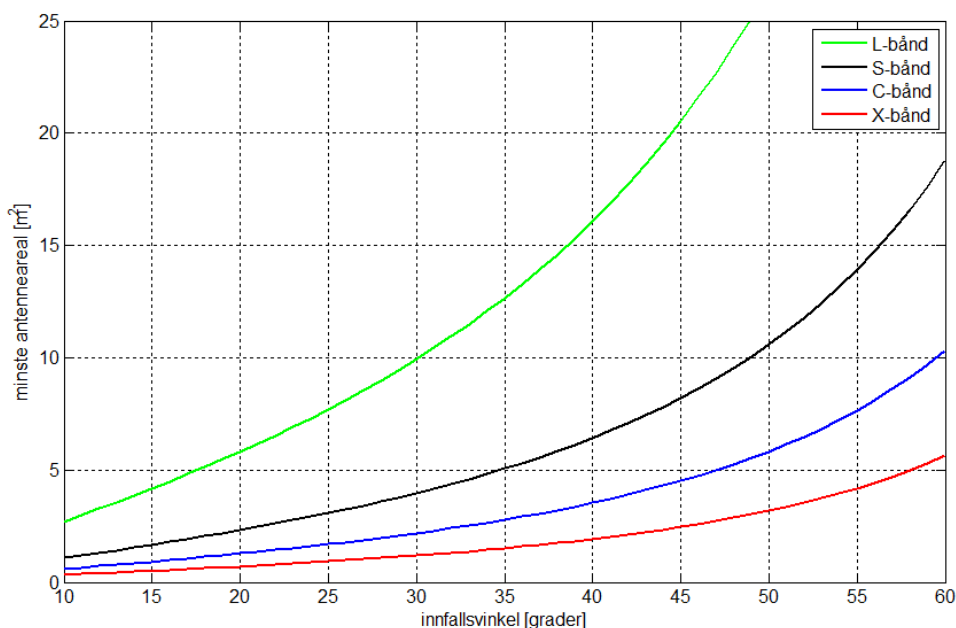
Figur 2.4 Mottatt ekko av bølgefrontene som danner starten på tre etterfølgende pulser (de tre øverste kurvene). Innenfor det avmerkede pulsrepetisjonsintervallet mottas ekkoet av puls nr. 2 sitt sveip over sporet som skal avbildes. Dette er det ønskede signalet. De skraverte arealene angir energi som er reflektert fra områder utenfor scenen

Fra A i Figur 2.3 og innover i scenen vil man få et skyggebilde av områdene utenfor B. På tilsvarende måte kan deler av strålingsdiagrammet under beamen gi skyggebilder som legger seg fra B og innover i scenen. Skyggebildene vil være dårlig fokusert. Dette blir nærmere beskrevet i avsnitt 2.4.

Ambiguitetsfri avbildning forutsetter at både Likning (2.5) og Likning (2.12) er oppfylt, helst med god margin. Uten noen margin kan de to PRF-kravene slås sammen til følgende krav:

$$A_e > \frac{4v_p R \lambda \tan \theta}{c} \quad (2.13)$$

A_e er antennens effektive aperture og er således en nedre grense for antennens areal. De fleste radarsatellitter har større antenneareal enn dette. En margin på mer enn en faktor 2 er ikke uvanlig. Kravet er plottet for ulike frekvenser og innfallsvinkler på Figur 2.5.



Figur 2.5 Minste effektive antenneareal som gjør det mulig å oppfylle samplingskravene for en stripmap SAR-sensor i 500 km høyde

Det er mulig å bli kvitt en del av asimut-ambiguitetene langs flanken av antennebeamen (Skraverte områder på Figur 2.2) ved båndpassfiltrering av Doppler-spekteret. En ulempe med denne metoden er dårligere oppløsning i asimut. Beste mulige asimut-oppløsning er normalt gitt som:

$$\Delta r_a = \frac{l}{2} \quad (2.14)$$

Samplingskravet i Likning (2.5) gir da

$$\Delta r_a > \frac{v_p}{PRF} \quad (2.15)$$

Doppler-filtrering endrer dette til

$$\Delta r_a > \frac{v_p}{B_p} \quad (2.16)$$

der B_p er den prosesserte Doppler-båndbredden, som er mindre enn PRF. En av de viktigste konsekvensene av denne filtreringen er færre looks. Å benytte flere looks er en vanlig metode for å redusere speckle (En støyliknende effekt som skyldes at bidrag fra mange små spredere innenfor en oppløsningscelle vekselvis summeres konstruktivt og destruktivt ved koherent prosessering). Båndbredden eller den syntetiske aperturen deles opp, det gjøres uavhengige SAR-avbildninger (looks) av samme scene med de ulike delene, og disse summeres inkoherent. Doppler-filtrering innebærer også at mer av den utsendte energien går til spille, noe som betyr lavere signal-til-støy-forhold.

Et mål på et SAR-systems evne til ambiguitetsundertrykkelse er det såkalte ambiguitet-til-signal-forholdet (ASR). Dette er forholdet mellom mottatt signaleffekt fra alle ambiguiteter og mottatt signaleffekt fra den sektoren man ønsker å avbilde. Mottatt signaleffekt er gitt av radarligningen:

$$S = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (2.17)$$

P_t er utsendt spisseffekt, G_t og G_r er antennegain på sending og mottak, σ er spredersens radartverrsnitt, R er avstanden til spredere og L er systemtap. I beregningen av ASR kan man se bort fra ledd i radarligningen som er like for ambiguiteter og ønsket signal. Det er naturlig å regne med distribuert tilbakespredning, som uttrykkes med det normaliserte radartverrsnittet σ^0 . Med en gitt avbildningsgeometri fins det enkle sammenhenger mellom asimutvinkelen ϕ og Doppler-frekvensen f_d og mellom elevasjonsvinkelen θ og tidsforsinkelsen τ mellom utsendt og mottatt signal. De vinkelavhengige parameterne i radarligningen kan derfor skrives som funksjoner av f_d og τ . Fra Figur 2.2 ser vi at asimut-ambiguitetene (De skraverte arealene) kan finnes ved integrasjon over Doppler-båndbredden av en serie med asimut-antennediagrammer med frekvensskift lik $m \cdot PRF$, der m er et heltall forskjellig fra 0. På tilsvarende måte kan range-ambiguitetene (De skraverte arealene på Figur 2.4) finnes fra en serie med antennediagrammer med tidsskift lik $n \cdot PRI$. Ut fra disse sammenhengene kan ASR skrives [3;7]:

$$\text{ASR}(\tau) = \frac{\sum_{m,n \neq 0} \int_{-B_p/2}^{B_p/2} G_t(f_{d,A}, \tau_A) G_r(f_{d,A}, \tau_A) \sigma^0(f_{d,A}, \tau_A) / R^4(f_{d,A}, \tau_A) df_d}{\int_{-B_p/2}^{B_p/2} G_t(f_d, \tau) G_r(f_d, \tau) \sigma^0(f_d, \tau) / R^4(f_d, \tau) df_d} \quad (2.18)$$

der

$$f_{d,A} = f_d + m \cdot \text{PRF} \quad (2.19)$$

$$\tau_A = \tau + n / \text{PRF} \quad (2.20)$$

Formelen kan benyttes til simuleringer. Uttrykket i Likning (2.6) eller andre mer spesifikke antennediagrammer kan settes inn for G_t og G_r . For maritime scenarier fins det en rekke σ^0 -modeller av havflaten i litteraturen [8-11]. Simuleringsresultatene kan blant annet gi svar på hvor bredt spor som kan avbildes med tilfredsstillende ambiguitetsundertrykkelse. Ved design av SAR-systemer er det vanlig å kreve et lavt ASR, gjerne rundt -20 dB, og forsøke å oppnå dette ved tilpasning av PRF til et gitt antennediagram eller tilpasning av antennes dimensjoner og vekting til en gitt PRF [3]. Ytelsen avtar nær antennebeamens flanker i elevasjon, så det er trolig svært vanskelig å oppnå et ASR på rundt -20 dB i hele den maksimale bredden W_s som er vist i Figur 2.3. Med et så strengt krav må vi forvente at den brukbare sporbredden blir mindre.

2.2 SAR-fokusering

En detaljert forståelse av ambiguiteter og metoder for ambiguitetsundertrykkelse forutsetter grunnleggende kjennskap til SAR-avbildning. I dette avsnittet gis en overordnet beskrivelse basert på matched-filtrering i tidsdomenet og rektangulære (range-Doppler-) koordinater. Dette er gjort for å gi en enkel forståelse av prinsippene. Det må nevnes at SAR-prosessering i praksis er enklere å utføre i frekvensdomenet, men at konkrete SAR-prosesseringsalgoritmer er utenfor temaet for denne rapporten.

2.2.1 Matched-filtrering og range-kompresjon

I SAR-systemer benyttes relativt lange pulser. En viktig begrunnelse for lange pulser er muligheten for å sende ut en betydelig energimengde med lav spisseffekt. Ettersom range-oppløsningen er gitt av pulsbredden, ville lange umodulerte pulser ført til lav oppløsning. Det er imidlertid vanlig å modulere pulsene med en større båndbredde. Dette muliggjør såkalt pulskompresjon, og høy oppløsning kan dermed oppnås med lange pulser.

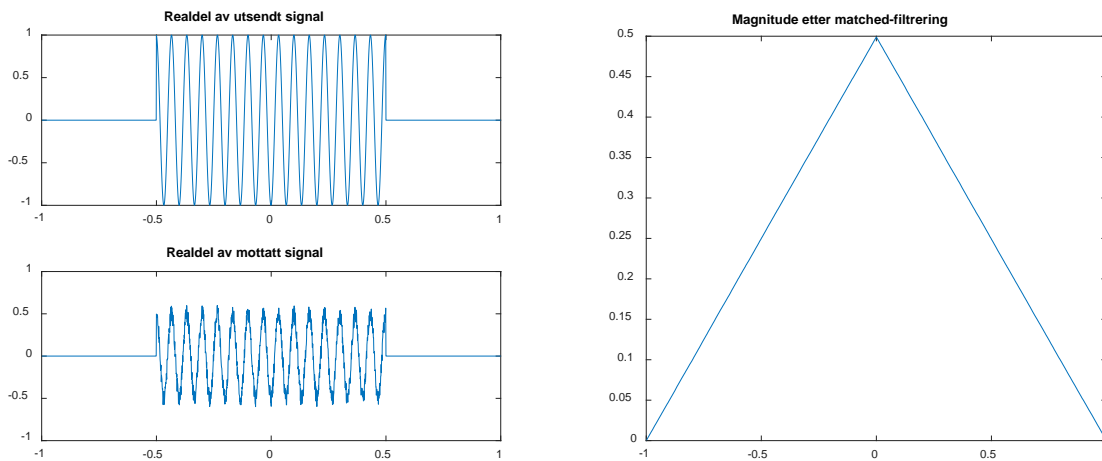
Pulskompresjon henger sammen med matched-filtrering. Et matched filter er i utgangspunktet et filter for maksimering av signal-støyforholdet (SNR). Det kan bevises [3] at det optimale lineære filteret for maksimering av SNR i tilfelle additiv og stokastisk støy har impulsrespons lik

$$h(t) = k \cdot s^*(-t) \quad (2.21)$$

k er en konstant og $s(t)$ er det utsendte signalet. Filterets impulsrespons er altså proporsjonalt med en tidsreversert kompleks-konjugert versjon av signalet. Et filters utgangssignal er inngangssignalet konvolvert med impulsresponsen. For et matched filter kan dette skrives:

$$s_o(t) = s(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau = k \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) s^*(\tau - t) d\tau \quad (2.22)$$

Det siste uttrykket har samme form som autokorrelasjonsfunksjonen. Det skiller bare en konstant. Matched-filtrering i en radar med umodulerte pulser er illustrert på Figur 2.6.



Figur 2.6 Matched-filtrering av radarpuls med konstant frekvens. Etter filtrering har den mottatte pulsen trekantform når den plottes med lineær skala

For umodulerte pulser er produktet mellom pulsbredden og båndbredden, det såkalte tid-båndbredde-produktet (TBP), lik 1. I radarsystemer er det svært vanlig å benytte frekvens- eller fasemodulerte pulser med $TBP > 1$. Den klart vanligste modulasjonsformen i SAR-systemer er linær chirp. På kompleks form kan signalet skrives

$$s(t) = e^{j\phi(t)} \quad (2.23)$$

der

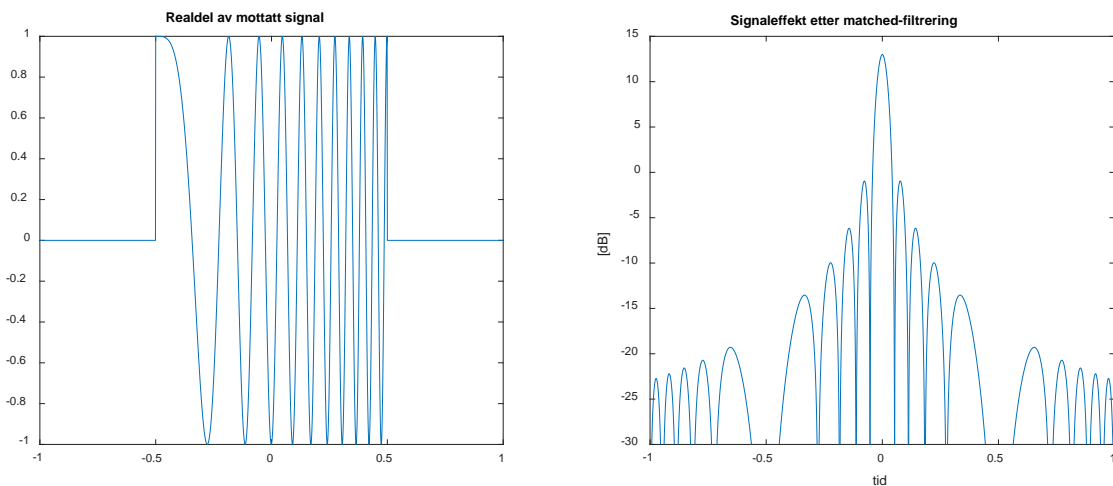
$$\phi(t) = 2\pi \left(f_1 t + \frac{k}{2} t^2 \right) \quad (2.24)$$

$$k = \frac{f_2 - f_1}{T} \quad (2.25)$$

$\phi(t)$ er fasen, k kalles chirp-raten, f_1 og f_2 er henholdsvis start- og sluttfrekvensen og T er pulsbredden. Faseforløpet gjennom pulsen er altså kvadratisk, mens frekvensforløpet er lineært:

$$f(t) = f_1 + kt \quad (2.26)$$

Figur 2.7 illustrerer matched-filtrering av en lineær chirp.



Figur 2.7 Matched-filtrering av en lineær chirp med tid-båndbredde-produkt lik 20 (13 dB)

En lineær chirp med magnitudo lik 1 får følgende signaleffekt etter matched-filtrering:

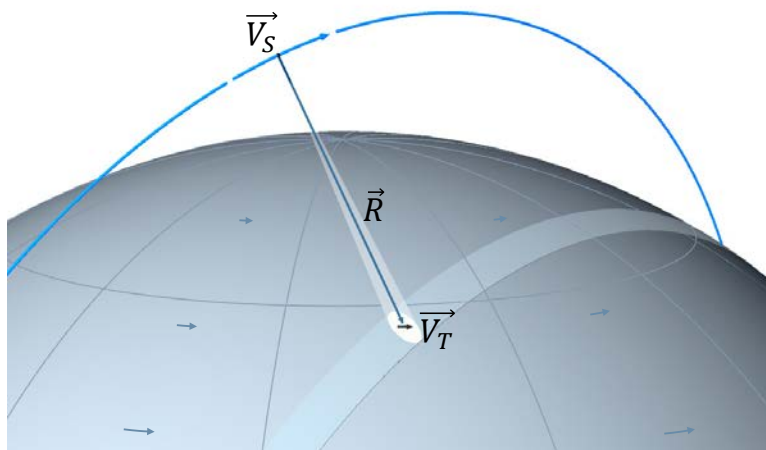
$$s_o^2(t) \approx TB \cdot \frac{\sin^2(\pi Bt)}{(\pi Bt)^2} \quad (2.27)$$

Filteret komprimerer pulsen i tid- eller range-dimensjonen. Signaleffekten (som inngår i SNR) øker med en faktor lik tid-båndbredde-produktet. Pulsbredden reduseres med samme faktor, og range-oppløsningen får en tilsvarende forbedring. Disse gevinstene ved pulskompresjon gjelder ikke bare for chirp-signaler, men er generelle sammenhenger som gjelder for alle modulasjonsformer.

Range-kompresjon innebærer en fokusering av SAR-bildet i range-dimensjonen. Som beskrevet i neste avsnitt, kan tilsvarende metoder benyttes for fokusering i asimut- eller Doppler-dimensjonen. Tiden som inngår i likningene kalles gjerne “fast-time” i range-dimensjonen og “slow-time” i asimut.

2.2.2 Asimut-kompresjon

Fokusering av SAR-bildet i asimut-dimensjonen kan betraktes som matched-filtrering av det reflekterte signalet som mottas mens satellitten flyr den syntetiske aperturelengden. Signalet fra et mål på overflaten vil ha en fasehistorie som er gitt av hvordan avstanden mellom sensoren og målet forandrer seg over tid. En nøyaktig beregning av denne avstanden er ikke triviell, da man må ta hensyn til både satellittens bane, scenens bevegelse som følge av jordrotasjonen og eventuelle bevegelser i målet. En enkel illustrasjon er vist på Figur 2.8.



Figur 2.8 Satellittgeometri med avstands- og hastighetsvektorer

Innenfor avbildningsintervallet kan avstand som funksjon av asimut-tid t_a (“slow time”) tilnærmes med en Taylor-rekke omkring et tidspunkt $t_a = 0$. De første leddene i rekken er:

$$\vec{R}(t_a) \approx \vec{R} + t_a \vec{V} + \frac{1}{2} t_a^2 \vec{A} \quad (2.28)$$

\vec{R} , \vec{V} og \vec{A} er vektorer som uttrykker målets posisjon, hastighet og akselerasjon relativt til satellitten ved $t_a = 0$:

$$\vec{R} = \vec{R}_S - \vec{R}_T \quad (2.29)$$

$$\vec{V} = \vec{V}_S - \vec{V}_T \quad (2.30)$$

$$\vec{A} = \vec{A}_S - \vec{A}_T \quad (2.31)$$

Indeksene S og T refererer til satellitt og mål, og vektorene er gitt i et referansesystem med origo i jordens sentrum. I forbindelse med høyoppløselig SAR må det inkluderes flere ledd i rekkeutviklingen. Eksakte løsninger for 4. orden er vist i [12], men for de overordnede analysene i denne rapporten antar vi at ledd av høyere orden enn 2 kan sløyfes.

Vi ønsker å finne et uttrykk for den relative avstanden som funksjon av asimut-tid:

$$R_r(t_a) = \sqrt{\vec{R}(t_a)^2} \approx \sqrt{\vec{R}^2 + 2t_a \vec{R} \cdot \vec{V} + t_a^2 (\vec{R} \cdot \vec{A} + \vec{V}^2)} \quad (2.32)$$

En rekkeutvikling av kvadratroten kan finnes ved hjelp av følgende formel:

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 \quad (2.33)$$

Vi får da:

$$R_r(t_a) \approx R + \frac{\vec{R} \cdot \vec{V}}{R} t_a + \left(\frac{(\vec{R} \cdot \vec{A} + \vec{V}^2)}{2R} - \frac{(\vec{R} \cdot \vec{V})^2}{2R^3} \right) t_a^2 \quad (2.34)$$

$R = |\vec{R}|$ er avstanden mellom satellitten og målet ved $t_a = 0$, som er det sentrale tidspunktet i avbildningsintervallet. Forskjellen i avstand mellom et tidspunkt t_a og null-tidspunktet, $R_r(t_a) - R$, kalles range migration.

Fasehistorien til det mottatte signalet som funksjon av asimut-tid er definert som:

$$\Phi_a(t_a) = -\frac{4\pi}{\lambda} R_r(t_a) \quad (2.35)$$

Doppler-frekvensen er definert som:

$$f(t_a) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_a}{dt_a} \quad (2.36)$$

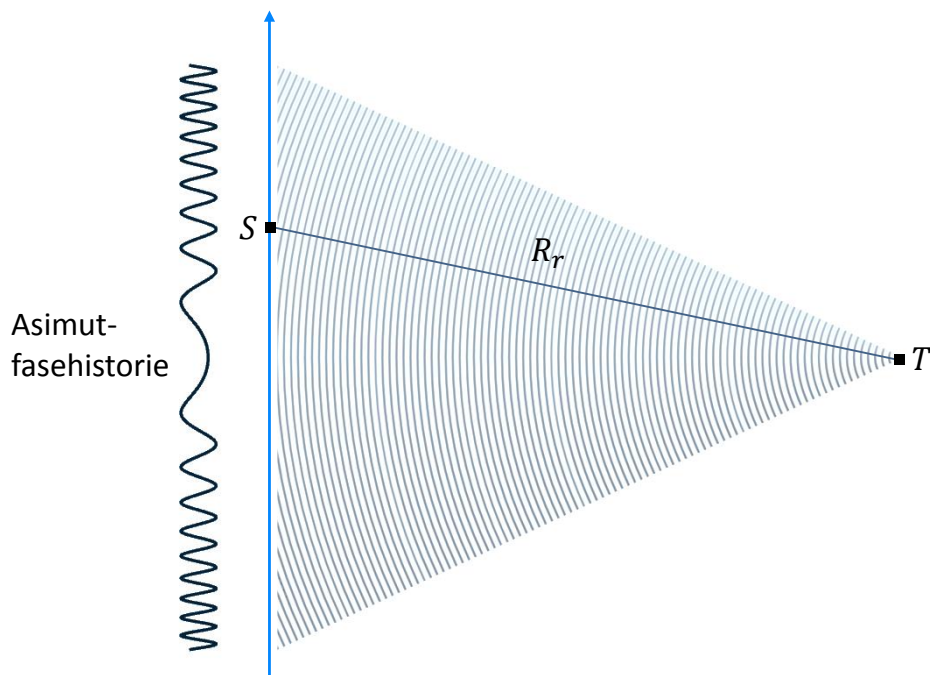
Ved å benytte uttrykket for $R_r(t_a)$ kan Doppler-frekvensen tilnærmes med en form som vi kjenner igjen som en chirp:

$$f(t_a) \approx a_1 + a_2 t_a \quad (2.37)$$

$$a_1 = -2 \frac{\vec{V} \cdot \vec{R}}{\lambda R} \quad (2.38)$$

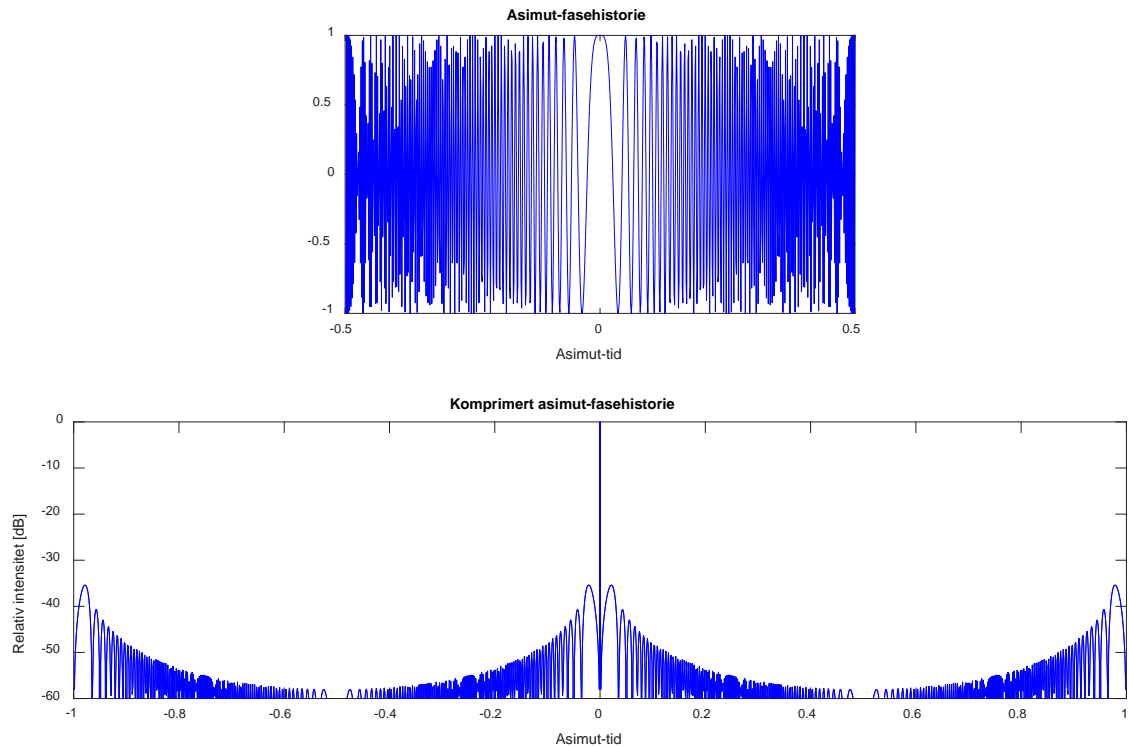
$$a_2 = -2 \frac{(\vec{R} \cdot \vec{A} + \vec{V}^2)}{\lambda R} + 2 \frac{(\vec{V} \cdot \vec{R})^2}{\lambda R^3} \quad (2.39)$$

a_1 kalles Doppler-sentroiden, og a_2 kalles asimut Doppler-rate. Vi kan merke oss at asimut-Doppler-raten vil være dominert av leddet $-2\frac{\bar{v}^2}{\lambda R}$, som er omvendt proporsjonalt med slant range og radarens bølgelengde. Figur 2.9 gir en forenklet fremstilling av fasehistorien over aperturen når man har kompensert for Doppler-sentroiden.



Figur 2.9 Asimut-fasehistorie når man har kompensert for Doppler-sentroiden. T er et sjasjonært mål, og S er satellitten

I en stasjonær scene vil hver posisjon gi opphav til en unik asimut-fasehistorie. Fokusering av SAR-bildet i asimut-dimensjonen kan gjøres på tilsvarende måte som pulskompresjon i range-dimensjonen. Det vil si som matched-filtrering, eller korrelasjon med den forventede fasehistorien i hvert punkt. Et eksempel er vist på Figur 2.10.



Figur 2.10 Adekvat samplet asimut-fasehistorie før og etter fokusering

Vi kan definere en kompresjonsfaktor i asimut som har samme rolle i forbindelse med asimut-kompresjon som tid-båndbreddeproduktet har i forbindelse med range-kompresjon:

$$K_a = T \cdot \Delta f \quad (2.40)$$

T er integrasjonstiden, og Δf er Doppler-båndbredden, som kan finnes fra likningene (2.37) til (2.39). Hvis vi antar at PRF så vidt oppfyller Nyquist-kriteriet (Jf. Figur 2.2 med foregående diskusjon), finner vi at kompresjonsfaktoren er lik antall integrerte pulser:

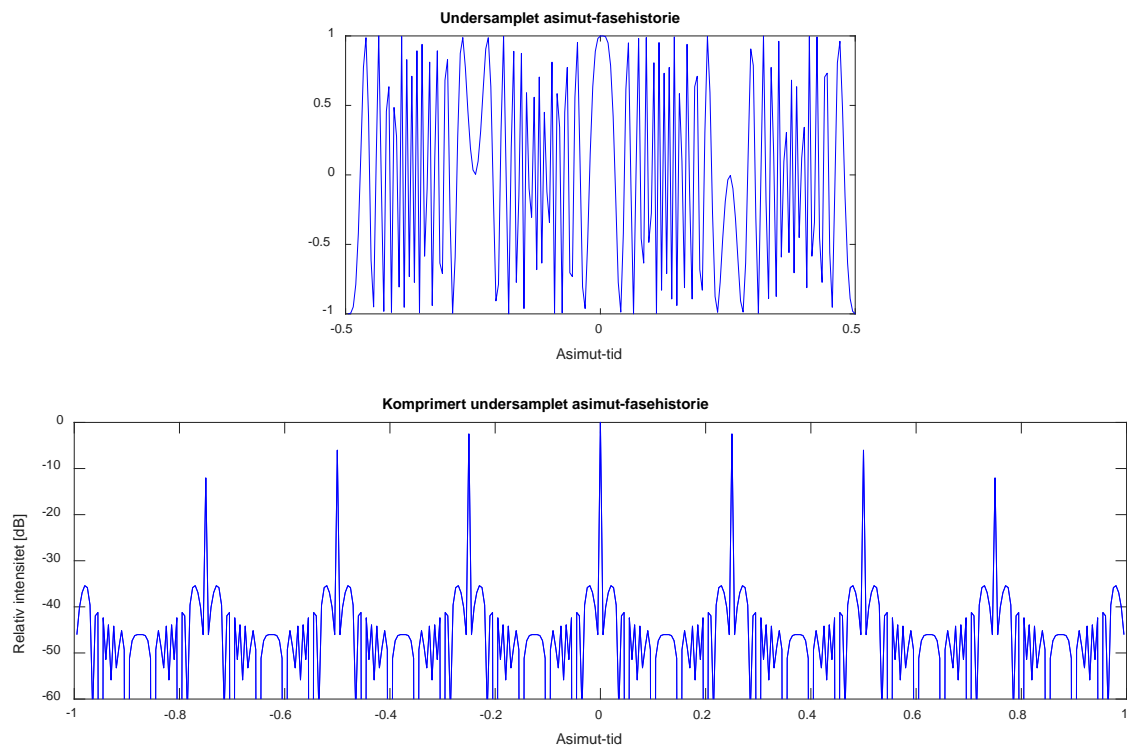
$$K_a \approx T \cdot \text{PRF} = n \quad (2.41)$$

Eventuell oversampling vil ikke øke asimut-oppløsningen, så i tilfelle oversampling må uttrykket i Likning (2.41) deles på oversamlingsfaktoren.

2.3 Asimut-ambiguiteter

Asimut-ambiguiteter ble introdusert i avsnitt 2.1. Vi skal her se nærmere på hva som karakteriserer disse ambiguitetene og gi en oppsummering av mulige strategier for å bekjempe dem.

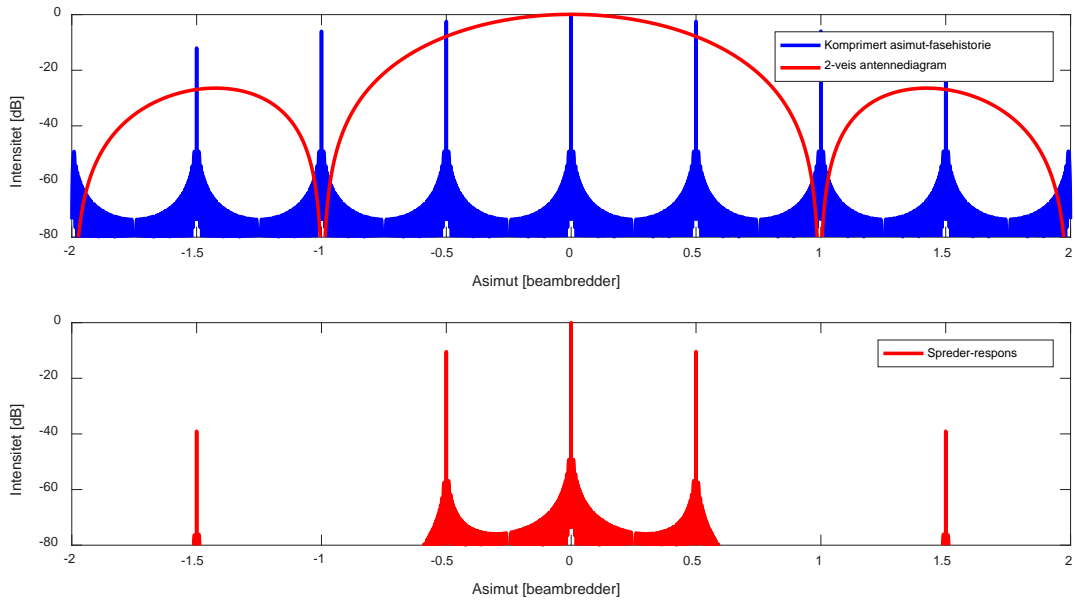
Nivået på ambiguitetene er i hovedsak gitt av en relasjon mellom PRF og antennediagrammet i asimut. En måte å studere betydningen av PRF på er å betrakte de mottatte pulsene som sampler av asimut-fasehistorien. PRF blir da samplingsfrekvensen. Fra Nyquists samplingsteorem kan det fastslås at PRF må være minst 2 ganger den høyeste frekvensen i asimut-fasehistorien. Lavere PRF vil gi opphav til ambiguiteter. Et eksempel er vist på Figur 2.11. Ambiguitetene har samme form som gitterlober (Grating lobes) fra en array-antenne med for stor avstand mellom elementene.



Figur 2.11 Undersamlet asimut-fasehistorie før og etter fokusering

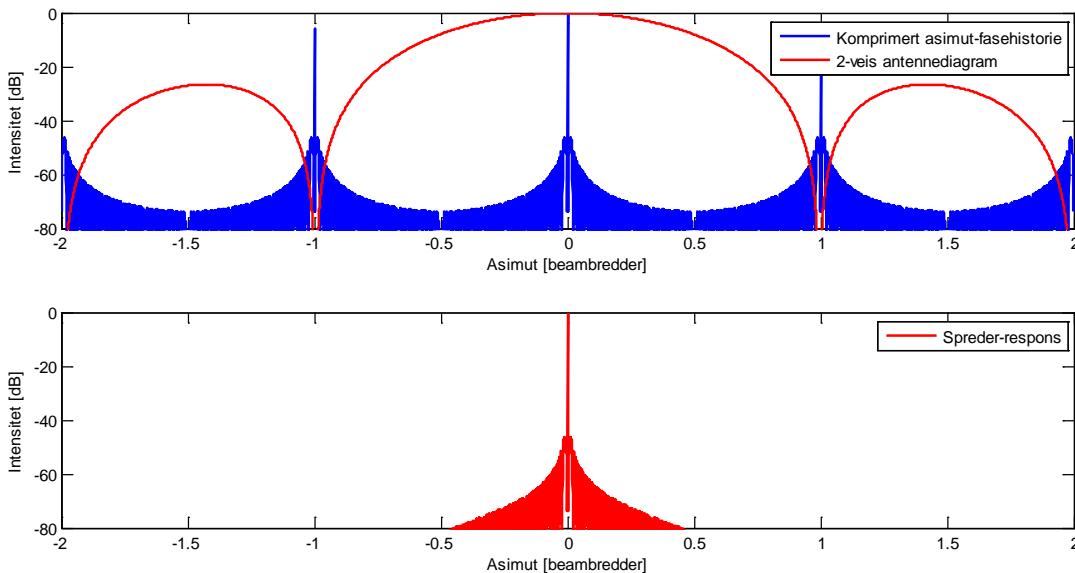
Lav PRF fører altså til at det oppstår flere replika av sprederen (“ghosts”). Disse vil ligge tilnærmet på linje i asimut-retningen og ha en fast avstand gitt av PRF. På Figur 2.11 ser det ut til at ambiguitetene er like godt fokusert som den ønskede responsen fra målet, men det skyldes at asimut-fasehistorien er tilnærmet med en perfekt chirp. En viss defokusering ville trolig vært synlig hvis man isteden hadde benyttet det mer nøyaktige uttrykket i Likning (2.39). Men vi antar at dette er av mindre betydning for hvorvidt ambiguitetene kan detekteres i bildet. Skip på havet vil uansett være litt ufokuserte på grunn av bevegelse, og innenfor en aperturtid på flere tidels sekunder kan tilbakespredningen fra et skip som ruller i bølgene variere betydelig. I den videre analysen antar vi for enkelhets skyld at asimut-fokuseringen bare gir ubetydelige forskjeller mellom den ekte responsen og de nærmeste ambiguitetene.

Ambiguitetene blir dempet av antennediagrammet som vist på Figur 2.12.

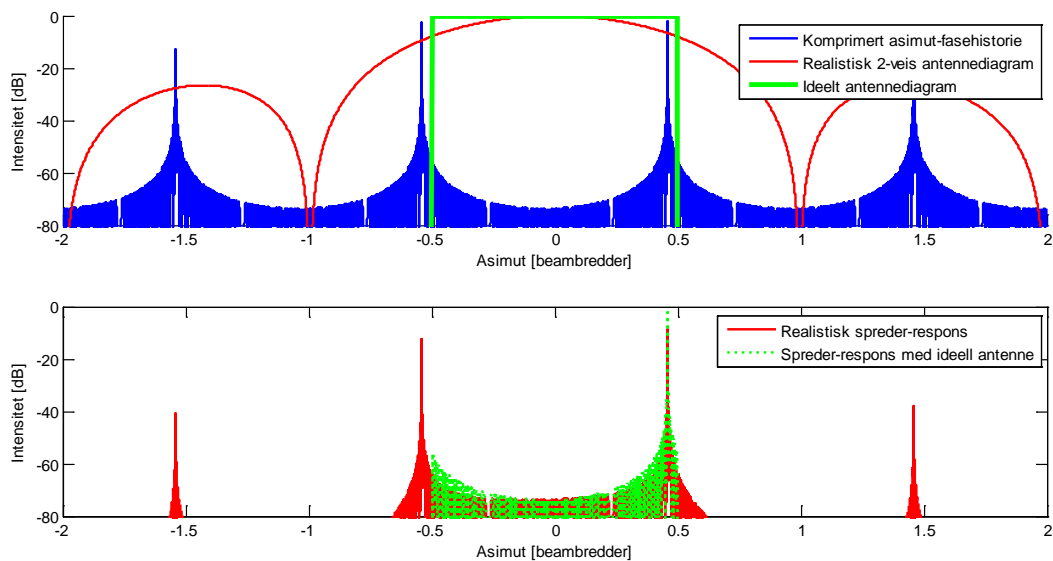


Figur 2.12 Undersamplet respons fra en spredder. Øverst: Antennediagram og responsen for antennediagrammet er tatt hensyn til. Nederst: Etter multiplikasjon med antennediagrammet både på sender- og mottakersiden

Typisk velges PRF slik at første gitterlobe havner i eller nær antennediagrammets første nullpunkt. Ambiguiteter fra spreddere midt i antennebeamen vil da effektivt undertrykkes, mens ambiguiteter fra spreddere på flankene blir mindre undertrykt. Dette er illustrert på Figur 2.13 og Figur 2.14.



Figur 2.13 Adekvat samplet respons fra en spredder midt i antennebeamen ved bruk av et realistisk antennediagram



Figur 2.14 Adekvat samplet respons fra en spredner på flanken av antennebeamen ved bruk av realistisk og ideelt antennediagram

Ytterligere økning av ambiguitetsundertrykkelsen kan oppnås med forming av antennediagrammet. Vekting av antennen på en måte som gir lavere sidelober kan være fordelaktig. Dette vil imidlertid gi bredere hovedlobe og dermed kreve høyere PRF, noe som øker ambiguitetsutfordringene i range-dimensjonen.

I forbindelse med skipsdeteksjon på åpent hav kan scenen under gunstige forhold betraktes som en begrenset mengde med punktmål. I slike tilfeller kan det være aktuelt å akseptere høye ambiguitetsnivåer og heller prøve å diskriminere mellom ekte og falske målsignaturer. Det kan tenkes ulike strategier for å løse opp i ambiguitetene. I radarer for deteksjon av luftmål benyttes såkalt staggering. Dette innebærer at pulsene sendes i bursts med litt ulik PRF. De falske målene vil da flytte seg i avstand fra burst til burst, mens det ekte målet ligger fast. I prinsippet kunne noe lignende vært gjort i lav-PRF SAR, for eksempel multi-look SAR-avbildning med en liten endring i PRF fra ett look til det neste. De falske målene ville da hatt ulike asimut-posisjoner i forskjellige looks. En metode som er foreslått i [13] baserer seg på forskjeller i range migration mellom ekte mål og ambiguiteter. Det må understrekes at slike metoder ikke vil være brukbare i kystnære farvann der man får ambiguiteter fra distribuerte mål med høy tilbakespredning.

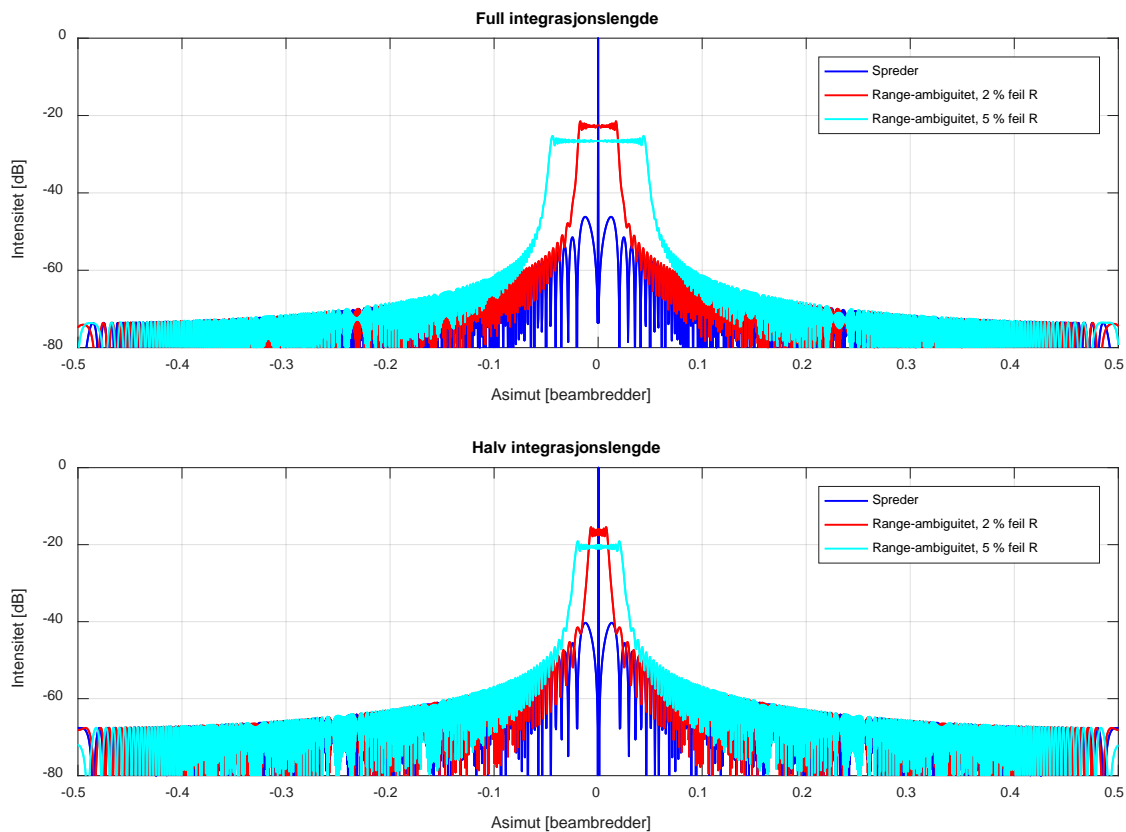
Compressed Sensing (CS) er en ekstremt regnekrevende teknikk som kan vurderes på lengre sikt som alternativ til tradisjonell SAR-prosessering dersom mye mer datakraft blir tilgjengelig [14-19]. Idéen med CS er, sagt på en svært forenklet måte, at et signal kan rekonstrueres på komprimert form fra færre sampler enn Nyquists samplingsteorem krever dersom signalet er komprimerbart. En maritim SAR-scene som inneholder noen punktmål og ellers for det meste består av hav med tilbakespredning under støygulvet kan antas å være komprimerbar. Det kan da tenkes at et komprimert SAR-bilde kan rekonstrueres fra et pulstog med gjennomsnittlig PRF betydelig lavere enn grensen i Likning (2.5). Pulsene må være utsendt med tilfeldig PRI.

2.4 Range-ambiguiteter

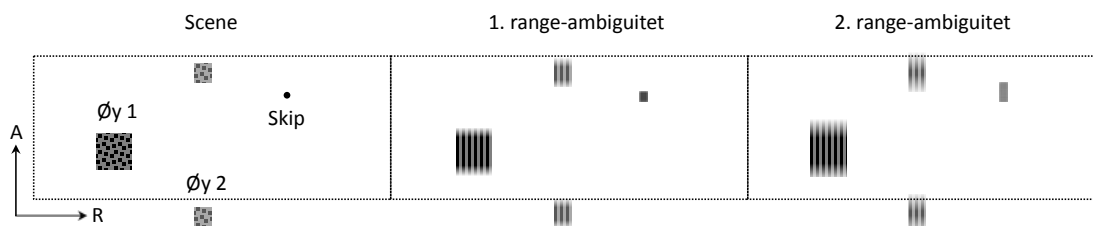
Range-ambiguiteter ble introdusert i avsnitt 2.1. Vi skal her se nærmere på hva som karakteriserer disse ambiguitetene og gi en oppsummering av mulige strategier for å bekjempe dem.

Nivået på range-ambiguitetene avhenger av flere faktorer. Det viktigste er relasjonen mellom PRF og antennediagrammet i elevasjon, som illustrert på Figur 2.3 og Figur 2.4. Spredernes avstand til radaren har også stor betydning. Områdene innenfor sporet som dekkes av hovedloben vil gi kraftigere ambiguiteter enn områdene utenfor sporet, ettersom avstanden til radaren er kortere.

Range-ambiguiteter vil generelt være mindre fokuserte enn asimut-ambiguiteter. Asimut-fokusering av et punkt i scenen kan betraktes som matched-filtrering eller korrelasjon med den forventede fasehistorien i punktet. Denne er bestemt av asimut-Doppler-raten, som er gitt i Likning (2.39). Asimut-Doppler-raten er dominert av leddet $-2\vec{V}^2/\lambda R$, og dette er omvendt proporsjonalt med slant range. Et matched filter tilpasset et punkt i scenen vil derfor ikke være tilpasset punkter som befinner seg i helt andre avstander fra radaren. Energi fra spredere utenfor scenen blir asimut-komprimert med feil Doppler-rate. Den relative feilen er gjerne flere prosent, noe som fører til en betydelig utsmøring i asimut. For en punktspreder innebærer dette at ambiguitetens intensitet i bildet blir mye lavere enn om sprederen var godt fokusert. Derimot blir ambiguiteter fra områder med stor utstrekning i asimut i snitt ikke dempet, men bare glattet ut i asimut-retningen. Eksempler er vist på Figur 2.15 og Figur 2.16. Når den maksimale syntetiske aperturelengden benyttes i stripmap-modus (Single look), er asimut-oppløsningen en halv antennelengde, mens energien fra en range-ambiguitet blir fordelt over flere hundre meter. Defokuseringen tilsvarer mer enn 20 dB redusert intensitet. Hvis halve integrasjonslengden benyttes (2 looks), reduseres oppløsningen med en faktor 2 samtidig som defokuseringen av ambiguiteter blir om lag en faktor 2 mindre. Dette innebærer at kontrasten mellom ekte og falske mål blir ca. 6 dB dårligere.



Figur 2.15 Range-ambiguiteters defokusering i asimut som følge av at de komprimeres med et matched filter tilpasset en annen range



Figur 2.16 Illustrasjon av ambiguiteter når det er tatt hensyn til antennens direktivitet i asimut, men ikke i elevasjon. Området er avgrenset til én beambredde i asimut. Øy 2 blir foldet inn i scenen som en asimut-ambiguitet. Range-ambiguitetene er defokusert i asimut, men for de distribuerte målenes del innebærer dette bare en glatting. Alle range-ambiguitetene både av punktmål og distribuerte mål er så kraftige at de må undertrykkes av antennediagrammet i elevasjon. Det må understrekes at denne figuren og de tilsvarende senere i rapporten bare er tegnede illustrasjoner, ikke simuleringsresultater

Et tradisjonelt tiltak for å redusere nivået av range-ambiguiteter er å oppfylle Likning (2.12), og dermed også Likning (2.13), med større margin. Dette vil føre til mindre sporbredde. Det er også mulig å forme antennediagrammet med tanke på lavere sidelover i elevasjon.

En helt annen strategi er pulskoding. Påfølgende pulser kan ha ulik bølgeform eller sendes ut med forskjellige faseskift. Idéen er at ønskede signaler fra en spreder i scenen blir korrekt range- og asimut-komprimert, mens uønskede signaler i samme posisjon ikke vil være tilpasset filteret og blir dermed filtrert bort, smurt ut eller forflyttet. Dette er temaet for Kapittel 3.

Dersom nivået av range-ambiguiteter gjør det umulig å oppnå den ønskede sporbredde med én antennebeam, kan det benyttes en SAR-modus med flere sub-spor. Dette vil øke kompleksiteten i systemet. Modusene ScanSAR [20] og TOPS [21] er mulig med én mottakerkanal (Eventuelt to eller fire i henholdsvis dual- og fullpolarimetrisk systemer). ScanSAR er teknisk sett den enkleste og krever bare elektronisk styring av antennebeamen i elevasjon, mens TOPS krever elektronisk styring i begge dimensjoner. En stor ulempe med disse modusene er lav oppløsning. I forhold til stripmap SAR er asimut-oppløsningen redusert med en faktor lik antall sub-spor. Høyere oppløsning i et bredt spor er mulig hvis radaren utstyres med flere parallelle mottakerkanaler. En mulig modus kan være ScanSAR med flere samtidige beamposisjoner [22-24]. En annen aktuell modus benytter bred senderbeam og en rekke samtidige mottakerbeamer i elevasjon [25;26]. Det må understrekes at kravet til minimum antenneareal (Likning (2.13)) også gjelder for SAR-moduser med flere subspor.

2.5 Oppsummering av kapittel 2

Ambiguiteter vil forekomme både i asimut og range. I asimut er de falske målene relativt godt fokuserte og vil fremstå som svakere replika av spredere som befinner seg et visst stykke unna (Typisk flere kilometer) langs satellittens fartsretning. Range-ambiguiteter er svake replika av spredere som befinner seg innenfor eller utenfor sporet som dekkes av mottakerbeamen. Disse vil være mindre fokuserte. De vil ha en viss utsmøring eller glatting i asimut-retningen.

Det mest fundamentale tiltaket for å unngå høye ambiguitetsnivåer er tilpasning av PRF til antennediagrammet. I asimut-retningen leder dette til en minimumsgrense for PRF. Under normale forutsetninger betyr det en maksgrense for sporbredde, ettersom man ikke kan ha flere identiske pulser på scenen til enhver tid. Antennediagrammet i elevasjon leder sammen med kravet om én puls på scenen til en maksgrense for PRF. Kravene kan slås sammen til et minimumskrav til effektivt antenneareal. Dette kravet er en funksjon av frekvens og innfallsvinkel. For eksempel ble en SAR-satellitt i 500 km høyde for operasjon i C-bånd med innfallsvinkler ut til 45° skissert i [1]. Kravet til fysisk antenneareal ble her estimert til over $6,2 \text{ m}^2$, noe som er mye i forbindelse med en mikrosatellitt.

Det er ønskelig å finne teknikker som gjør det mulig å komme utenom kravet til antenneareal og begrensningene i sporbredde. I asimut-dimensjonen er det med dagens teknologi ingen praktiske muligheter til å omgå samplingskravet og samtidig oppnå akseptabel ambiguitetsundertrykkelse.

I range-dimensjonen er utsiktene bedre, da det kan tenkes at kravet om bare én puls på scenen kan omgås ved hjelp av koding av pulsene. Dette blir nærmere behandlet i neste kapittel.

Ambiguiteter fra punktmål vil være enklere å håndtere enn ambiguiteter fra distribuerte mål. I forbindelse med skipsdeteksjon på åpent hav kan det derfor være aktuelt å akseptere høye ambiguitetsnivåer og heller prøve å diskriminere mellom ekte og falske målsignaturer i skipsdeteksjonsalgoritmen eller en preprosessering for denne. Hvis antennebeamen nærmer seg distribuerte mål med høy intensitet, det vil si landclutter eller enkelte typer sjøis, blir problemene mye større.

3 Ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding

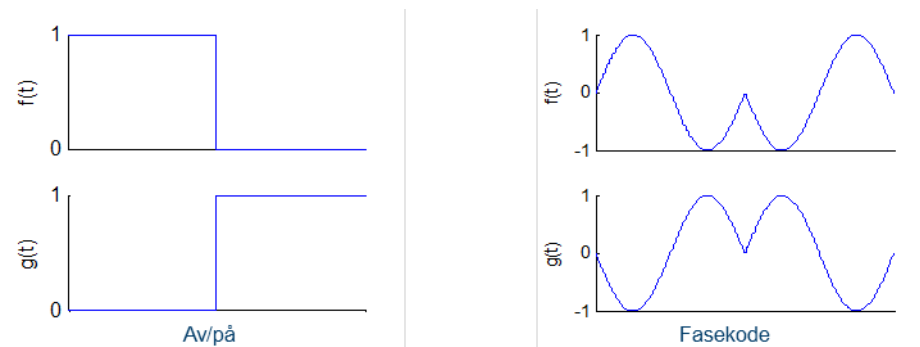
I et tradisjonelt SAR-system kreves det at det kun er én puls på scenen til enhver tid. Dette leder til et minimumskrav til effektivt antenneareal og en maksgrense for sporbredde som kan avbildes med akseptable ambiguitetsnivåer. En mulighet til å omgå kravet er svært ønskelig i et mikrosatellittsystem for avbildning av store arealer. Koding av det utsendte signalet, ved at påfølgende pulser har ulik frekvens, modulasjon eller ulike faseskift, er foreslått som en mulig løsning. I dette kapitlet undersøkes potensialet for håndtering av ambiguiteter med ulike metoder basert på pulskoding.

3.1 Introduksjon til ambiguitetshåndtering ved hjelp av pulskoding

Radarsignalet kan kodes ved at de enkelte pulsene har ulik frekvens eller moduleres med ulike koder (Intra-puls koding), eller at et tog av pulser til sammen utgjør en kode ved at enkeltpulserne for eksempel har ulik fase (Inter-puls koding). Kodingen har som formål å skille mellom ønsket og uønsket signal – i vårt tilfelle at tilbakespredningen fra ekte mål blir integrert opp, mens falske målsignaturer forsvinner. Et viktig begrep i den forbindelse er ortogonalitet. To funksjoner $f(t)$ og $g(t)$ er ortogonale i intervallet fra a til b dersom

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (3.1)$$

Enkle eksempler på ortogonale funksjoner er vist på Figur 3.1. Ortogonale koder er særlig aktuelt i forbindelse med fasekodete signaler. I et ideelt tilfelle kan vi tenke oss at to signaler er modulert med hver sin sekvens av $\pm 180^\circ$ faseskift, sekvens F og sekvens G . Hvis de to sekvensene er ortogonale, vil multiplikasjon av signal F med kode G og motsatt gi fullstendig kansellering.

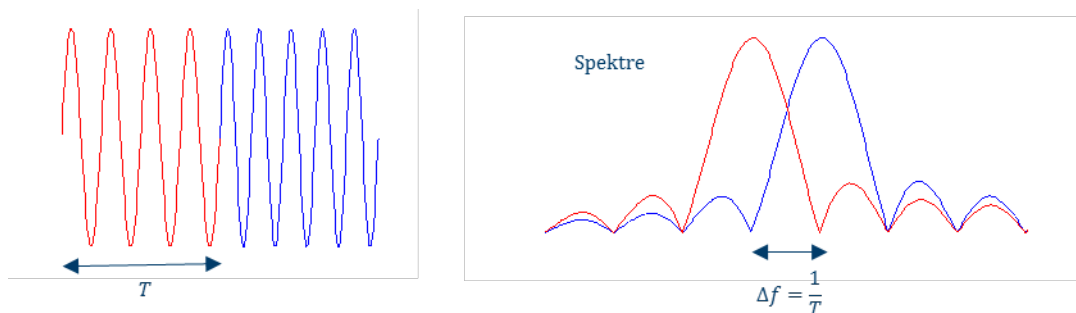


Figur 3.1 Enkle eksempler på ortogonale funksjoner

Ortogonalitet er også aktuelt i forbindelse med frekvensmodulasjon, der pulser moduleres med en sekvens av frekvenssprang. Frekvensene er ortogonale dersom avstanden mellom dem, Δf , og varigheten av et symbol, T , følger relasjonen

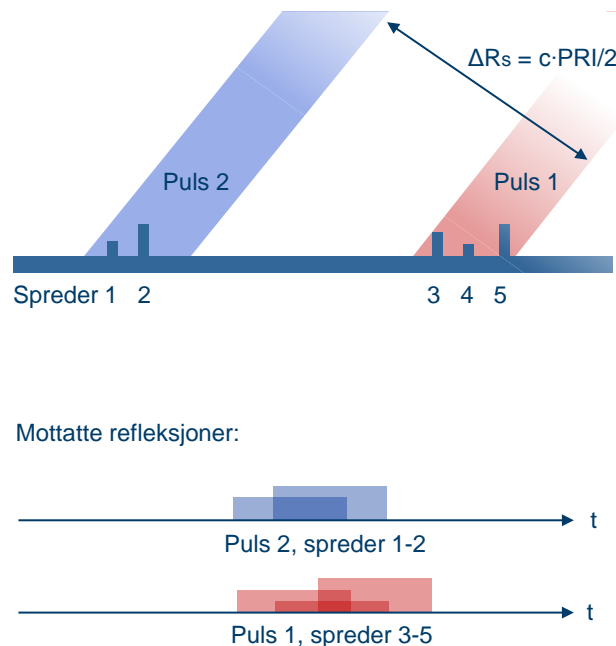
$$\Delta f = \frac{N}{T} \quad (3.2)$$

der N er et heltall. Dette er illustrert på Figur 3.2. Det fremgår her at symbolenes spektre er sentrert i hverandres nullpunkter. Modulasjonsformen Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) bygger også på denne relasjonen. En rekke bæreølger moduleres med for eksempel en form for fasekoding, og avstanden mellom bæreølgefrequensene er tilpasset symbol lengden i henhold til Likning (3.2).



Figur 3.2 Ortogonalitet som følge av en relasjon mellom frekvensdifferanse og symbol lengde

Koder som gir perfekt ortogonalitet under forutsetning av at det ikke er noen tidsforskyvning mellom $f(t)$ og $g(t)$ viser seg å ha begrenset nytteverdi i forbindelse med undertrykkelse av range-ambiguiteter i et SAR-system. Dette fordi det generelt er en tidsforskyvning mellom signalene som skal skilles fra hverandre, som illustrert på Figur 3.3.



Figur 3.3 Illustrasjon av overlapp i tid mellom reflekterte pulser fra en rekke sprederer

Robusthet overfor denne tidsforskyvingen kan lede til et krav om at signalene skal være ortogonale for vilkårlige tidsskift. Det kan imidlertid vises at signalene da må ha ikke-overlappende spektre [27]. Hvis man antar at det i praksis ikke trengs perfekt ortogonalitet, men svært lav krysskorrelasjon mellom signalene som skal skilles fra hverandre, kan såkalte kvasiortogonale bølgeformer med identiske spektre benyttes [28].

Som det vil fremgå av de neste avsnittene har bruk av bølgeformer med like og ulike spektre forskjellige styrker og svakheter. En fundamental forskjell gjelder mulighetene til å filtrere bort energi fra ambiguiteter. Hvis funksjonene $f(t)$ og $g(t)$ har like spektre som vi kan kalle $F(f)$ og $G(f)$, vil et matched filter tilpasset $f(t)$ også slippe gjennom alle frekvenskomponenter i $G(f)$. Det følger da av Parsevals teorem at energien i signalet $g(t)$ er bevart etter filtreringen [27]. Parsevals teorem uttrykker at den samlede energien i signalet er den samme enten den integreres opp i tid eller frekvens:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |G(2\pi f)|^2 df \quad (3.3)$$

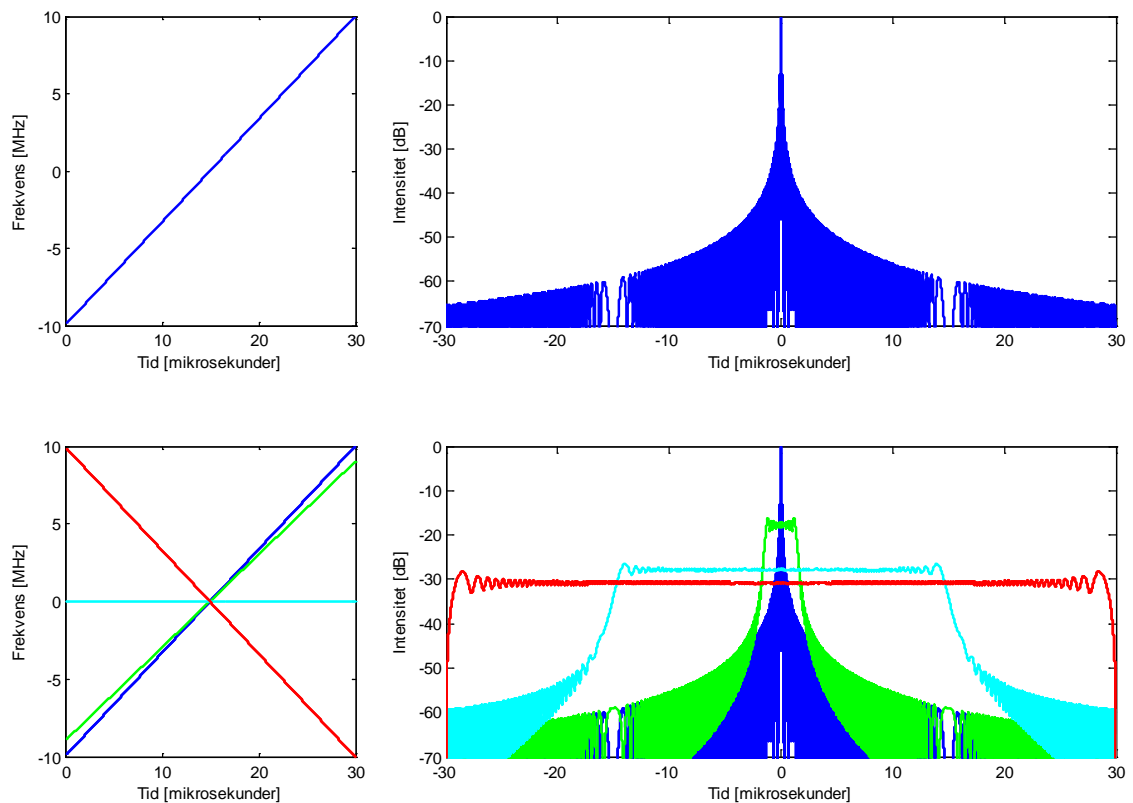
Dette innebærer at energien i ambiguitetene ikke forsvinner hvis det benyttes pulser med like spektre. Den blir bare smurt ut eller forflyttet. Hvis (sub-)sporet som avbildes er smalere enn en pulslengde, vil en del av energien falle utenfor sporet og bli filtrert bort. Men dette vil ikke være tilfelle i et SAR-system for avbildning av et bredest mulig spor. All energien fra ambiguitetene vil da være fordelt i SAR-bildet. Hvis det derimot benyttes pulser med ulike spektre, kan energien i ambiguitetene filtreres bort.

3.2 Range-koding ved hjelp av pulser med like spektre

Refleksjoner fra pulser med identiske spektre kan skilles fra hverandre dersom pulsene har ulik modulasjon. Modulasjonene må være slik at et matched filter som fokuserer én pulstype smører ut eller forflytter energien fra de andre pulstypene. Dette betyr at bølgeformenes autokorrelasjonsfunksjoner må ha én smal topp, mens de innbyrdes krysskorrelasjonsfunksjonene må være lave.

3.2.1 Opp- og ned-chirp

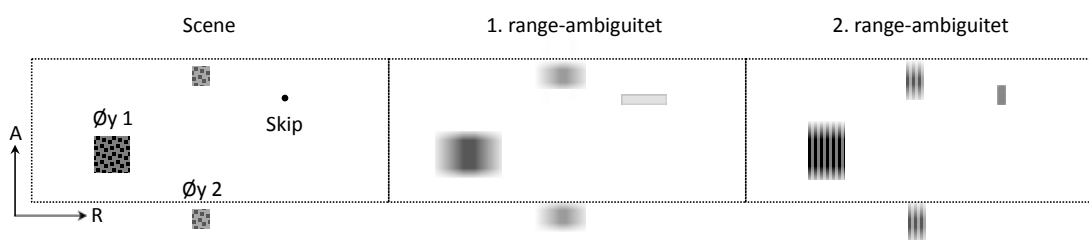
Lineær chirp er en enkel form for frekvensmodulasjon som benyttes i de aller fleste SAR-systemer. Dersom modulasjonen varieres slik at påfølgende pulser har chirp-rate med motsatt fortegn (opp- og ned-chirp), danner pulsene et kvasiortogonalt sett med lengde 2. Som vist på Figur 3.4, har autokorrelasjonsfunksjonen en gunstig form. Den synker bratt til svært lave verdier.



Figur 3.4 *Kompresjon av pulser med ulike chirp-rater. Til venstre: Frekvensforløp gjennom pulsene. Til høyre: Sprederespons etter range-kompresjon med et matched filter tilpasset den øverste pulsen. En umodulert puls vil distribueres over en pulsbredden, mens en puls modulert med motsatt chirp-rate vil distribueres over 2 pulsbredden*

Krysskorrelasjonen mellom opp- og ned-chirp er nesten helt flat over en lengde på 2 pulsbreder. Ettersom forskjellen i signaleffekt mellom komprimert og ukomprimert puls er lik tid-båndbredde-produktet, er forskjellen mellom en komprimert puls og den samme energien distribuert over 2 pulsbreder lik 2 ganger TBP. I eksemplet på figuren er pulsbredden $30 \mu\text{s}$ og båndbredden 20 MHz . TBP er altså 600. Dette vil gi en ground-range-oppløsning på $10,6 \text{ m}$ ved 45° innfallsvinkel, mens en range-ambiguitet fra et punktmål vil være distribuert over $12,7 \text{ km}$ i ground-range. Utsmøringen i range tilsvarer en reduksjon i intensitet på $30,8 \text{ dB}$. Man må huske på at range-ambiguiteter også vil være ufokusert i asimut (Jf. Kapittel 2.4), og det kan antas at dette bidrar til en reduksjon i intensitet på i størrelsesorden $10\text{-}20 \text{ dB}$ i stripmap-modus med få looks. Ved bruk av opp- og ned-chirp vil dermed en range-ambiguitet fra en punktspreder bli distribuert over flere km^2 og ha en intensitet som ligger i størrelsesorden $40\text{-}50 \text{ dB}$ lavere enn en ekte spreder av samme størrelse i samme avstand.

Undertrykkelse av range-ambiguiteter ved bruk av opp- og ned-chirp er undersøkt ved simuleringer i [29-31]. Ytelsen mot punktmål er lovende, men distribuerte mål vil bare bli glattet. Dette er illustrert på Figur 3.5.

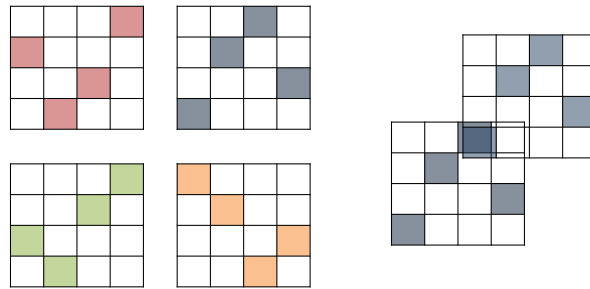


Figur 3.5 Illustrasjon av ambiguiteter ved veksling mellom opp- og ned-chirp når det er tatt hensyn til antennens direktivitet i asimut, men ikke i elevasjon. Skipets intensitet er kraftig redusert i første range-ambiguitet og mindre redusert i den andre. Det betyr at i alle fall andre range-ambiguitet må ytterligere undertrykkes av antenediagrammet i elevasjon

I et scenario uten distribuerte mål og bare relativt svake punktmål kan refleksjonene fra én puls skilles fra foregående og etterfølgende puls ved bruk av opp- og ned-chirp. Dette innebærer lettelse i kravene til minimum antenneareal og maksimal (sub-)sporbredde. Hvis man ønsker å tillate flere enn to pulser på scenen, trengs det et større sett av innbyrdes kvasiortogonale koder. Dette behandles i de neste avsnittene.

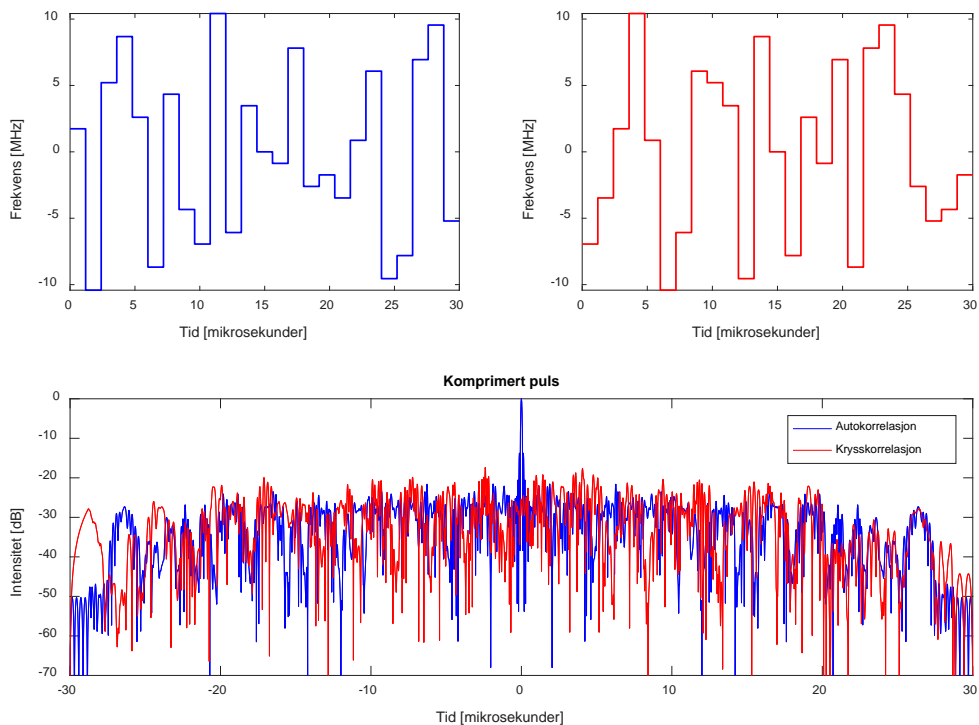
3.2.2 Costas-koder

Radarpulser kan moduleres med ulike sekvenser av frekvenssprang. Et attraktivt sett av sekvenser er basert på Costas-arrayer [32]. Dette er matriser der hver rad og hver kolonne bare har ett element og ingen forflytningsvektorer mellom elementer er like. Det siste kriteriet innebærer at overlappet mellom elementer i et array og en vilkårlig forskjøvet versjon av det samme arrayet maksimalt blir lik 1. Dette er illustrert på Figur 3.6.

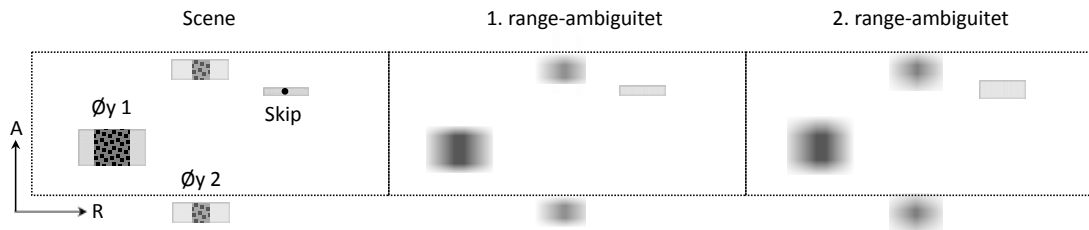


Figur 3.6 Til venstre: 4 eksempler på Costas-arrayer av orden 4. Til høyre: Overlapp mellom det ene arrayet og en forskjøvet versjon

En radarpuls kan konstrueres fra et Costas-array av orden M ved at frekvensen gjør M sprang mellom M verdier etter samme mønster som arrayet. Avstanden mellom frekvensene og tiden mellom sprangene bør følge relasjonen i Likning (3.2). Pulsens autokorrelasjonsfunksjon vil ha én smal topp og lavt sidelobenivå med støyliknende form. Responsen på Doppler-skift vil ha tilsvarende form. Krysskorrelasjonen mellom pulser konstruert fra ulike Costas-arrayer av samme orden vil også være støyliknende. Et eksempel er vist på Figur 3.7, og en illustrasjon av range-ambiguitetene som oppstår hvis påfølgende pulser kodes med ulike Costas-koder er vist på Figur 3.8.



Figur 3.7 Øverst: Frekvensforløp gjennom to pulser modulert med Costas-koder av orden 25. $TBP = 600$ (30 dB). Nederst: Den ene pulsens autokorrelasjon og krysskorrelasjonen mellom pulsene



Figur 3.8 Illustrasjon av ambiguiteter ved veksling mellom pulser modulert med ulike Costas-koder. Både første og andre range-ambiguitet av skipet har kraftig redusert intensitet

I eksemplet er TBP lik 600. Både autokorrelasjonsfunksjonen (Utenom hovedloben) og krysskorrelasjonsfunksjonen har da et nivå på rundt -30 dB i nesten hele range-utstrekningen på 2 pulsbredder. Ettersom range-ambiguiteter også vil være ufokusert i asimut når det benyttes stripmap SAR-avbildning med få looks (Jf. Kapittel 2.4), antar vi at en range-ambiguitet fra en punktspreder vil ha en intensitet som jevnt over ligger i størrelsesorden 40-50 dB lavere enn en ekte spreder av samme størrelse i samme avstand. Det vil imidlertid være mange høyere støytopper. Hvor høye støytopper som kan forekomme varierer mye mellom de ulike Costas-kodene av samme orden. Man må derfor søke gjennom mange koder for å finne et sett der ingen av de innbyrdes krysskorrelasjonsfunksjonene har høye topper. En modifikasjon som kan gi jevnere krysskorrelasjonsfunksjoner er fasekoding av signalet innenfor hvert av intervallene med konstant frekvens [33].

Relasjonen mellom frekvensdifferanser og tiden mellom frekvenssprang gjør at stor total båndbredde krever lange pulser. En båndbredde på 100 MHz tilsvarer for eksempel en pulsbredde på 150 μ s. Dette øker utfordringene med eclipsing. For enkelte store tid-båndbreddeprodukter kan det også være vanskelig å finne gode sett av Costas-koder, ettersom antallet Costas-arrayer som er funnet for hver orden varierer mye. Nye arrayer må finnes ved "data mining". Alle arrayer opp til orden 28 og svært mange av ordener opp til flere hundre er funnet, så for vårt formål vil det være nok arrayer å velge mellom i tilgjengelige databaser [34].

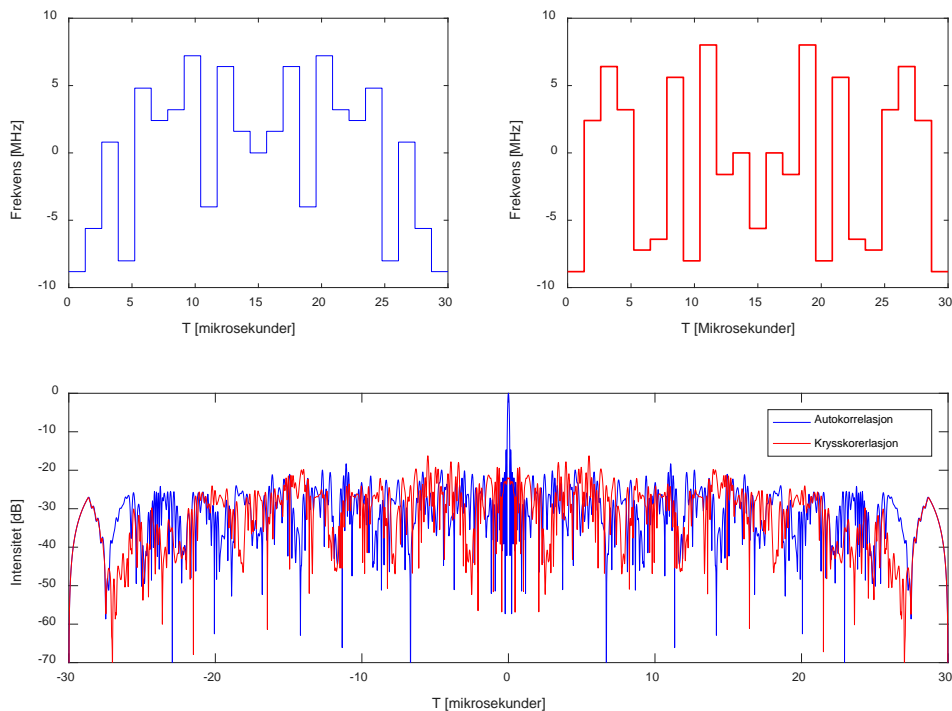
3.2.3 Andre frekvenskoder

Som alternativ til Costas-koder kan pulser moduleres med andre sekvenser av frekvenssprang. Frekvensen trenger heller ikke å være konstant mellom sprangene. De tilfellene vi har undersøkt tyder på at så lenge frekvensforløpet gjennom pulsene har en form som ser pseudo-random ut, får korrelasjonsfunksjonene i grove trekk en støyliknende form med nivåer som i stor grad er gitt av TBP. Periodisitet og frekvenssprang som ikke følger relasjonen i Likning (3.2) ser ut til å gi større innslag av høye topper i korrelasjonsfunksjonene. To forskjellige metoder er beskrevet nedenfor.

En type frekvenskoder kalt Quadratic Congruential (QC)-koder er foreslått i [35]. Disse kodene skal gi sammenlignbare autokorrelasjonsfunksjoner og generelt lavere krysskorrelasjonsfunksjoner enn tilfeldig utplukkede Costas-koder. Sekvensene dannes ved hjelp av formelen

$$y_k = \left(a \frac{k(k+1)}{2} \right) \bmod N, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.4)$$

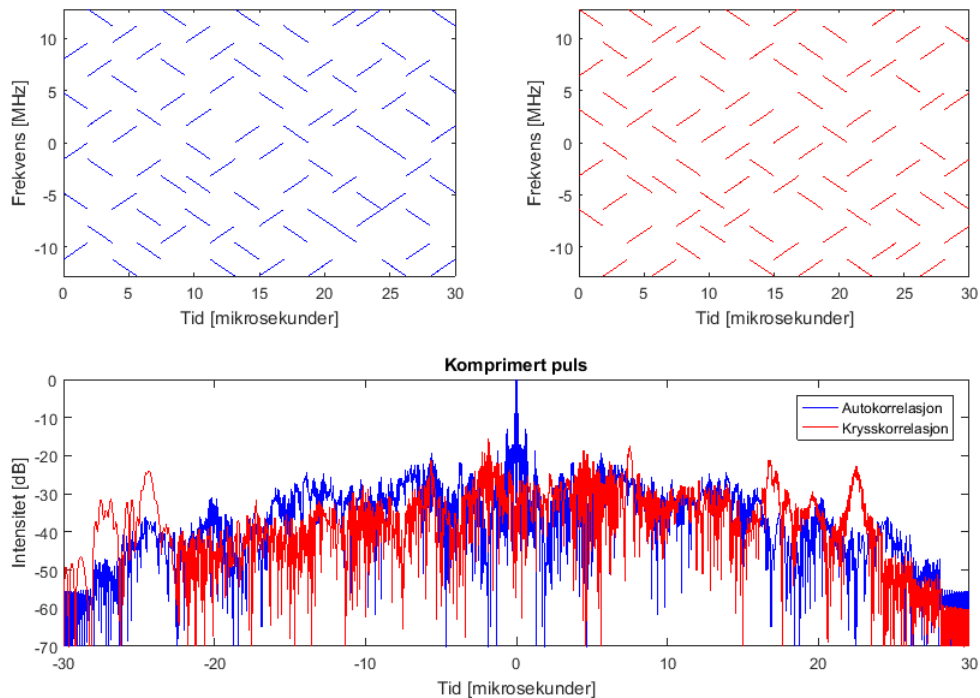
der N er et positivt primtall. Et eksempel er vist på Figur 3.9.



Figur 3.9 Øverst: Frekvensforløp gjennom to pulser modulert med QC-koder av orden 23. $TBP = 529$ (27,2 dB). Nederst: Den ene pulsens autokorrelasjon og krysskorrelasjonen mellom pulsene

Ettersom hver frekvens forekommer to ganger i sekvensen, må vi forvente litt dårligere autokorrelasjonsegenskaper enn med et godt valg av Costas-koder. Det at N må være et primtall legger begrensninger for hvilke tid-båndbredde-produkter som kan benyttes dersom Likning (3.2) skal oppfylles.

En svært annerledes form for frekvensmodulasjon er foreslått i [36;37]. Her består det totale signalet av en rekke samtidige sub-signaler modulert på ortogonale bærebølger. Hvert sub-signal består av en sekvens av korte opp- og ned-chirper. Et eksempel er vist på Figur 3.10. Dersom det totale signalet kan betraktes som en koherent sum av sub-signalerne, får vi pulser modulert med en sekvens av frekvenssprang og lineært stigende eller synkende frekvensforløp mellom sprangene.



Figur 3.10 Øverst: Frekvensforløp gjennom to pulser bestående av samtidige chirp-sekvenser modulert på 16 bærebølgefrequenser. TBP = 529 (27,2 dB). Nederst: Den ene pulsens autokorrelasjon og krysskorrelasjonen mellom pulsene

Det ser ut til at auto- og krysskorrelasjonsfunksjonene har en del til felles med de tilsvarende funksjonene for Costas- og QC-modulerte pulser, men at autokorrelasjonsfunksjonen er mindre “spikerformet” og noe mer avtakende mot kantene.

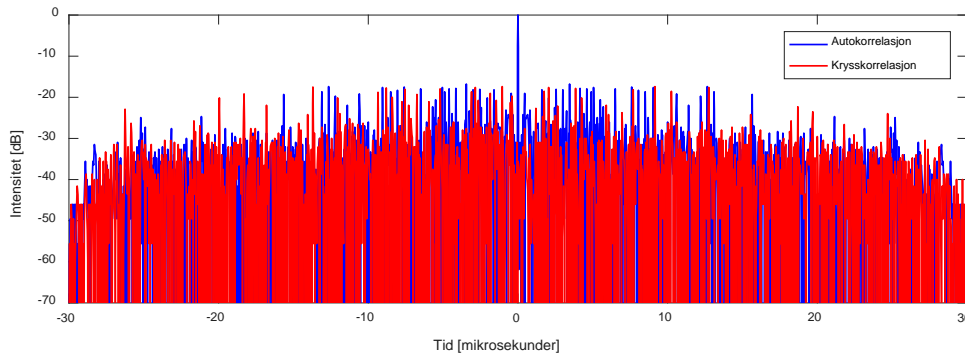
3.2.4 Fasekoder

Fasemodulasjon kan tenkes som et alternativ til frekvensmodulasjon. Radarpulsene moduleres da med en sekvens av faseskift. I bifasemodulasjon benyttes faseskiftene 0° og 180°, men det fins også metoder basert på mindre faseskift. Båndbredden er gitt som

$$B = \frac{1}{T_c} \tag{3.5}$$

der T_c er intervallet mellom faseskift. For eksempel vil en båndbredde på 20 MHz kreve faseskift med 50 ns intervall. Kompresjonsfaktoren er gitt av TBP, som er lik antall faseskift gjennom pulsen. I radarsystemer der lav kompresjonsfaktor (I størrelsesorden 10) er tilstrekkelig, kan det benyttes spesifikke sekvenser som sikrer lave sideløber i autokorrelasjonsfunksjonen. Det er ikke kjent noen svært lange sekvenser av slike typer. I vårt eksempel ønsker vi en kompresjonsfaktor på ca. 600. Det kan da benyttes pseudo-random sekvenser som for eksempel kan plukkes ut fra såkalte maksimum-lengde-sekvenser (m-sekvenser) generert ved hjelp av et shift-register med feedback. Auto- og krysskorrelasjon for

bifasemodulerte pulser generert på denne måten er vist i Figur 3.11. De har en støyliknende form og ligger for en stor del i underkant av -30 dB, men har en mengde støytopper på rundt -20 dB.

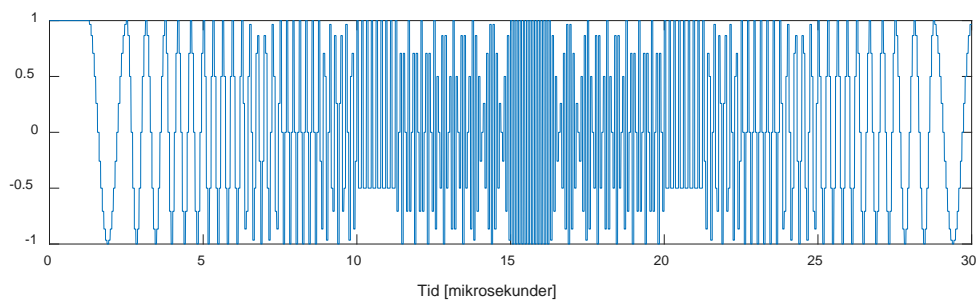


Figur 3.11 Auto- og krysskorrelasjonsfunksjon for bifasemodulerte pulser med pseudo-random faseskiftsekvens. $TBP = 600$

Mindre faseskift enn 180° kan benyttes for blant annet å forbedre robustheten overfor Dopplerskift. Et ekstremt tilfelle er N-fase Frank-koder når N blir stor. Faseskiftene er her $2\pi/N$, og det er N^2 faseskift gjennom pulsen. De individuelle faseskiftene er [38]:

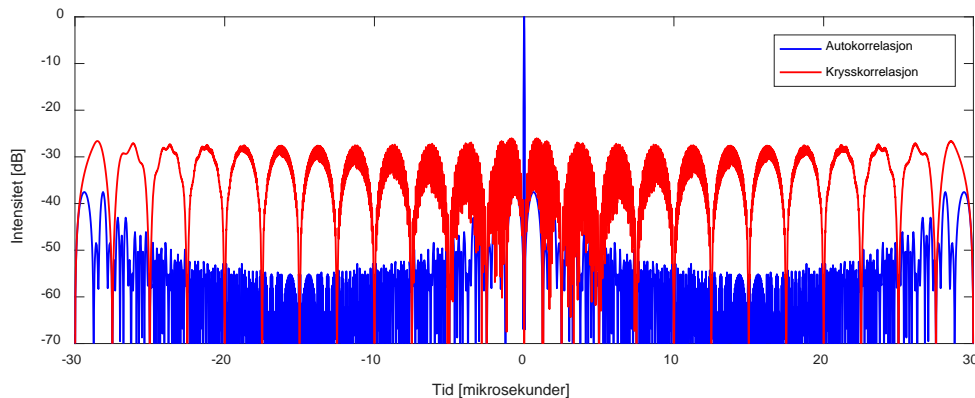
$$\phi_{i,j} = \left(\frac{2\pi}{N} \right) (i-1)(j-1) \quad (3.6)$$

der i og j går fra 1 til N. Dette kan skrives som en matrise. Sekvensen av faseskift gjennom pulsen dannes ved å legge radene i matrisen etter hverandre. For eksempel vil $N = 24$ gi 576 faseskift, hvert på 15° . Pulsen får da form som en chirp, som vist på Figur 3.12.



Figur 3.12 Puls modulert med 576 faseskift i henhold til en 24-fase Frank-kode

Autokorrelasjon og krysskorrelasjon med en baklengs kodet puls er vist på Figur 3.13. Disse har mye til felles med tilsvarende resultater for frekvensmodulasjon med opp- og ned-chirp. Det er ikke vurdert om fasemodulasjon er et praktisk alternativ til frekvensmodulasjon eller om det bare er en mye mer tungvint måte å oppnå liknende resultater på.



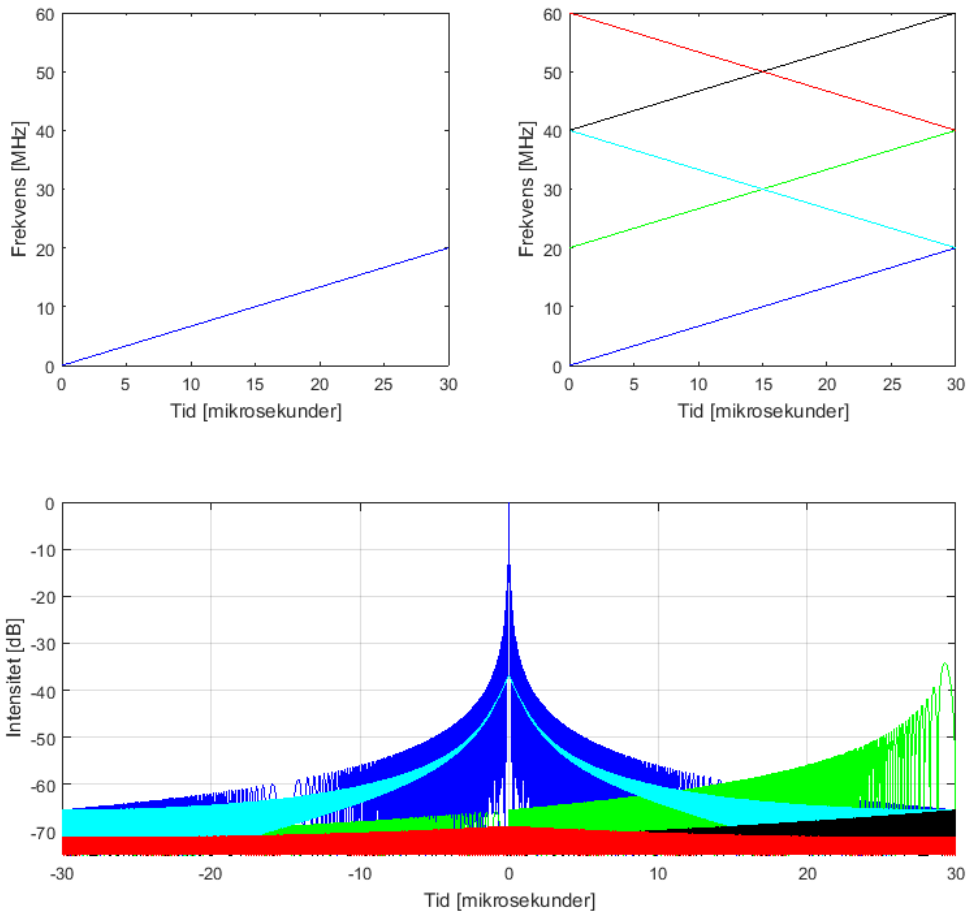
Figur 3.13 Auto- og krysskorrelasjon for pulser modulert med 24-fase Frank-koder. TBP = 576 (27,6 dB)

3.3 Range-koding ved hjelp av pulser med ulike spektre

Med et radarsignal der påfølgende pulser har ulik bære­bølge­frekvens er det mulig å filtrere bort energi fra range-ambiguiteter. Dessverre vil utfordringene med asimet-ambiguiteter øke, og håndtering av disse ambiguitetene vil være krevende.

3.3.1 Energi i range-retningen

Figur 3.14 viser resultatet av pulskompresjon når opp- og ned-chirper med ulike bære­bølge­frekvenser komprimeres med et matched filter tilpasset en chirp på en annen frekvens. I eksempelet med 20 MHz bånd­bredde gir én bånd­bredde forskjell i bære­bølge­frekvens og motsatt chirp-rate en krysskorrelasjonsfunksjon med topp på ca. -37 dB og raskt avtakende form. En frekvens­differanse på to bånd­bredder og motsatt chirp-rate gir nærmere 70 dB dempning. I tillegg kommer reduksjon i intensitet som følge av defokusering i asimet, som vi tidligere har antatt vil ligge i området 10-20 dB for stripmap SAR med få looks. Ut fra dette kan vi anta at én bånd­bredde frekvens­differanse gir brukbar undertrykkelse av range-ambiguiteter fra de aller fleste punktspredere samt distribuert tilbakespredning med lav til moderat intensitet, mens to bånd­bredder frekvens­differanse gir effektiv fjerning av alle range-ambiguiteter.

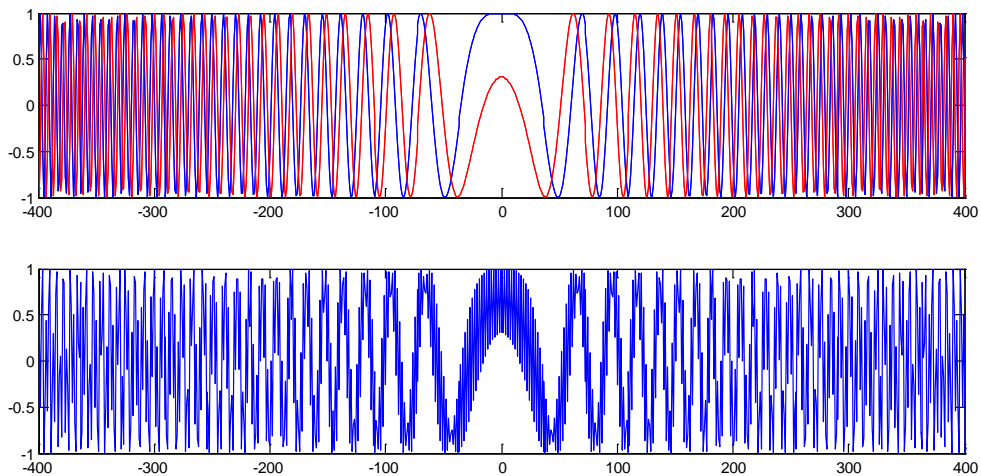


Figur 3.14 Øverst: Frekvensforløp gjennom pulser med forskjellige bærebølgefrequenser og chirp-rater. Nederst: Krysskorrelasjon mellom pulsen øverst til venstre og pulsene øverst til høyre.

3.3.2 Energi i asimut-retningen

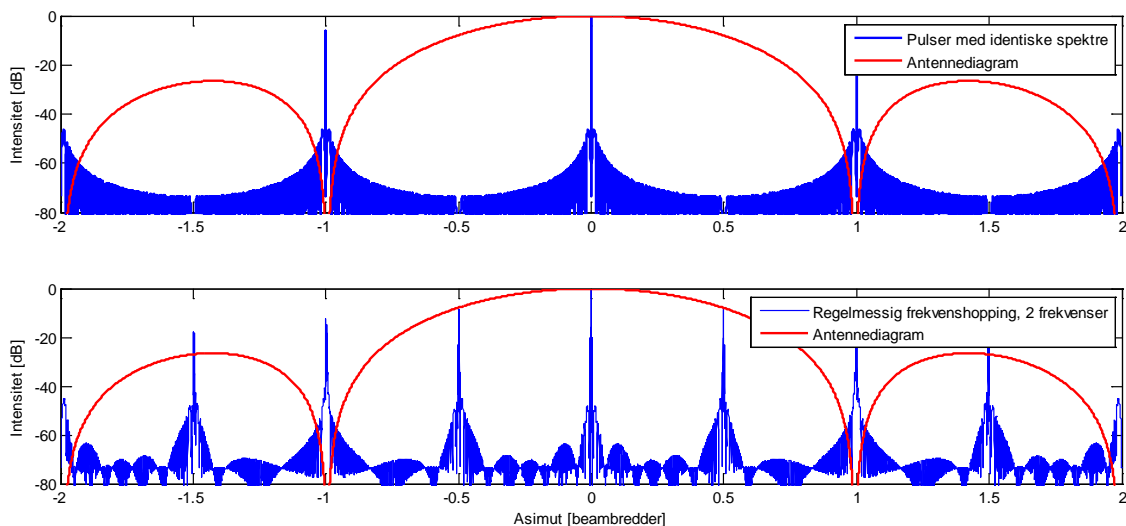
En stor ulempe med bruk av pulser på ulike frekvenser er at metoden gir såkalte sub-asimut-ambiguiteter [39]. Det vil si svakere ambiguiteter som oppstår mellom de ordinære asimut-ambiguitetene som er gitt av PRF. I litteraturen finner vi ingen grundig behandling av dette fenomenet, men en analyse av asimut-fasefunksjonen gir resultater i overensstemmelse med den overordnede beskrivelsen i [39].

Fra likning (2.39) ser vi at det dominerende leddet i asimut-Doppler-raten er omvendt proporsjonalt med bølgelengden. På C-bånd vil for eksempel 20 MHz forskjell i bærebølgefrequens tilsvare ca. 4 % forskjell i asimut-Doppler-rate. Fasen til det mottatte signalet vil veksle mellom to funksjoner fra puls til puls, og den resulterende fasefunksjonen blir en chirp med store forstyrrelser, som vist på Figur 3.15.



Figur 3.15 Øverst: Utsnitt av fasehistorien til to signaler med 4 % forskjell i asimut-Doppler-rate. Nederst: Fasehistorie for et kombinert signal som veksler mellom de to signalene fra puls til puls

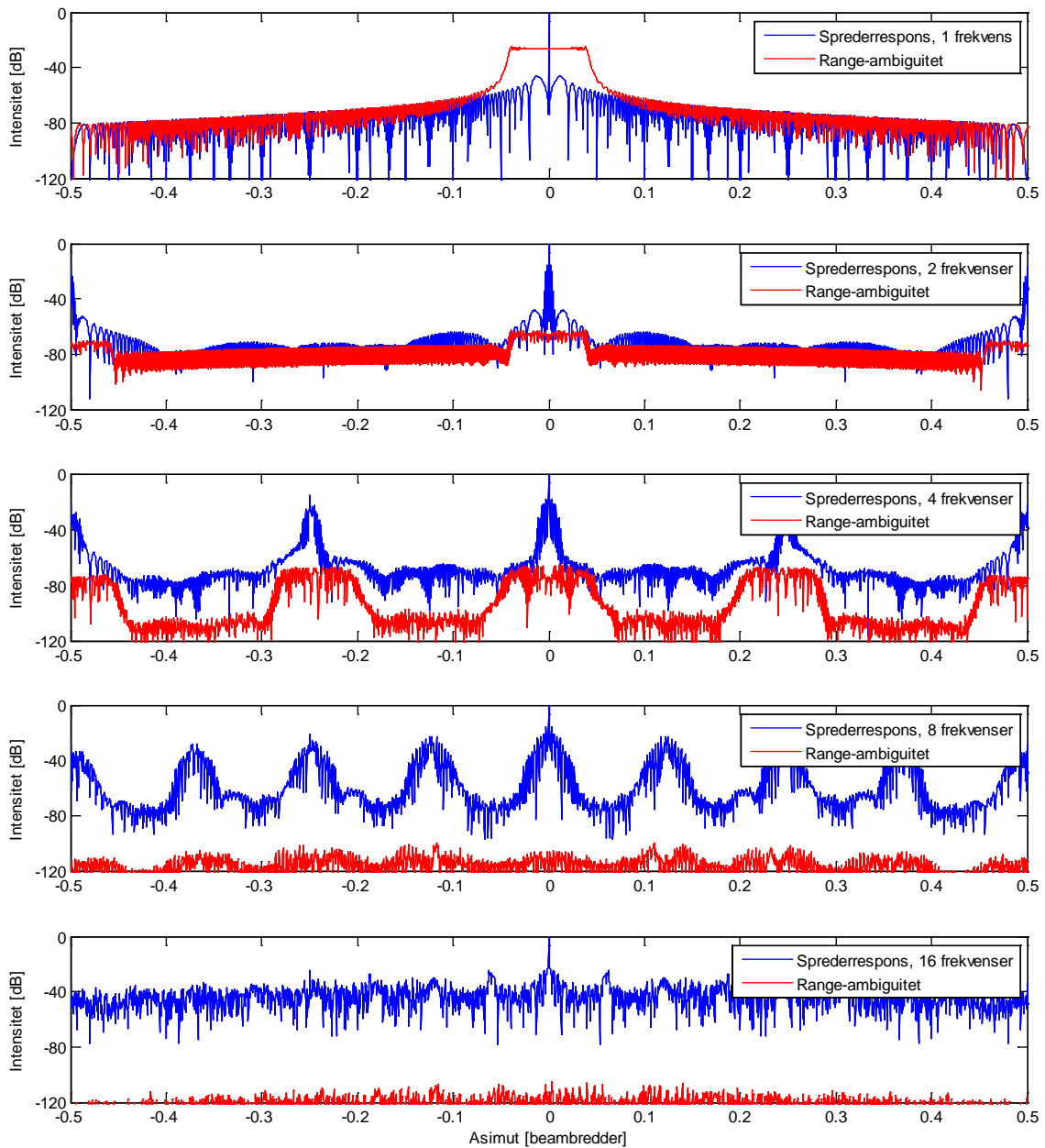
Asimut-kompresjon av fasehistoriene gir resultater som vist på Figur 3.16. Forstyrrelsene i fasehistorien som følger av veksling mellom to frekvenser gjør at asimut-ambiguitetene kommer dobbelt så tett. Ambiguitetsmønsteret ligner mye på det mønsteret som oppstår når PRF halveres (Se Figur 2.12), men toppene er noe lavere. Første sub-asimut-ambiguitet ser ut til å ligge ca. 6 dB lavere enn første ordinære asimut-ambiguitet ved halvert PRF. Veksling mellom N frekvenser gir N ganger så mange asimut-ambiguiteter.



Figur 3.16 Komprimerte asimut-fasehistorier for signal med identiske pulser (øverst) og veksling mellom 2 frekvenser (nederst). I begge tilfeller integreres 2400 pulser over beambredde

Figur 3.17 viser resultater for enkle beregninger av spredderrespons og nærmeste range-ambiguitet innenfor en beambredde i asimut. Det er antatt single-look stripmap, slik at range-

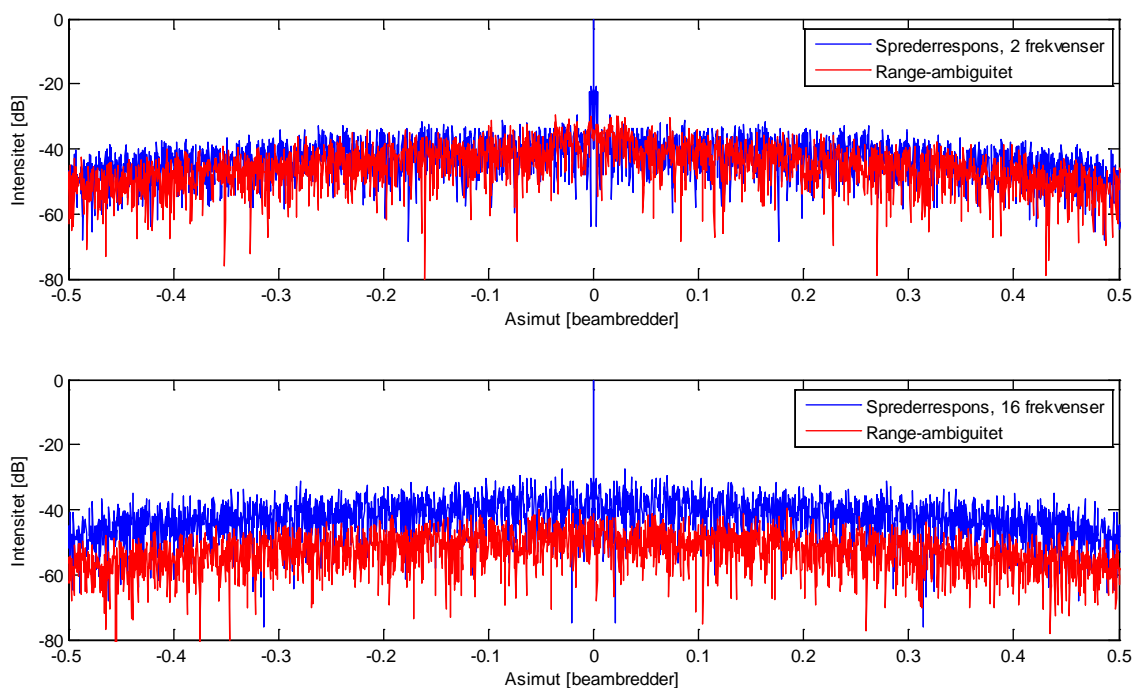
ambiguiteten blir betydelig defokusert. Det er én pulsbandbredde mellom frekvensene, og frekvenshoppingen gjøres i et mønster som maksimerer frekvensdifferansen mellom to påfølgende pulser (For eksempel sekvensen $f_1, f_5, f_2, f_6, f_3, f_7, f_4, f_8$ når det benyttes 8 frekvenser). Når antall frekvenser i koden øker, blir asimut-ambiguitetene bredere, mens den økende frekvensdifferansen mellom påfølgende pulser gjør range-ambiguitetene svært lave.



Figur 3.17 Spredersrespons og første range-ambiguitet ved bruk av 1, 2, 4, 8 og 16 frekvenser. Utsnittet dekker én beambredder i asimut, og sprederen ligger midt i beamen

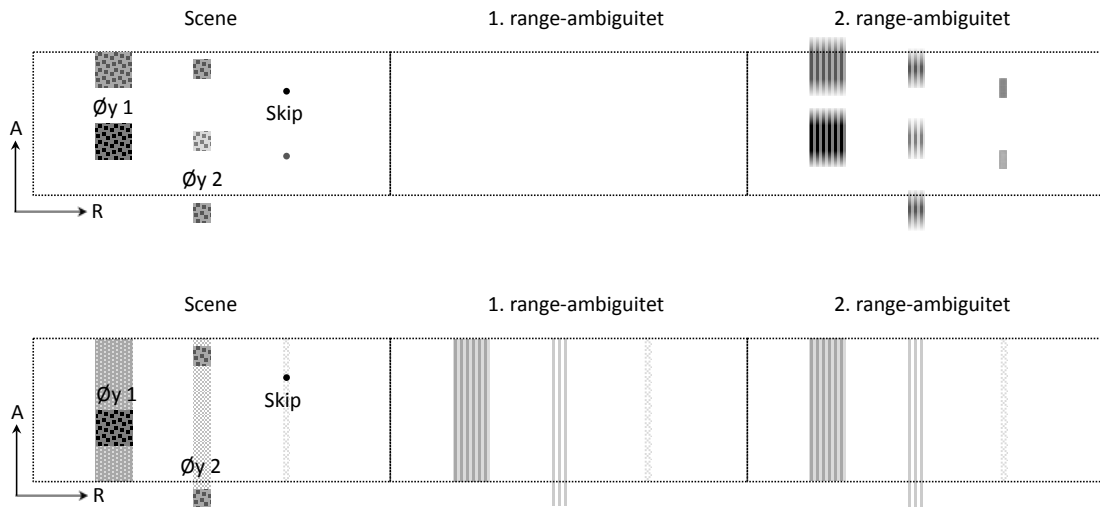
Med svært mange frekvenser i koden får spredresponser en støyliknende form utenom den sentrale toppen. I vårt eksempel med 2400 integrerte pulser blir nivået rundt -37 dB midt i beamen (Den negative dB-verdien til 2 ganger antall pulser). Dempingen mot flankene skyldes at det er lagt på et 2-veis antennediagram.

Avstanden mellom den ekte spredresponser og asimut-ambiguitetene er gitt av kodens periodisitet. Det kan derfor være interessant å undersøke hva som skjer dersom frekvensene sendes ut i et tilfeldig mønster. Resultatene er vist på Figur 3.18. Spredresponser får en støyliknende form utenom den sentrale toppen, mens range-ambiguitetene får mye høyere nivå enn ved bruk av periodisk kode. Det siste skyldes at det enkelte ganger blir sendt ut flere like pulser etter hverandre.



Figur 3.18 Spredrespons og første range-ambiguitet ved veksling mellom 2 frekvenser (øverst) og 16 frekvenser (nederst) i tilfeldige mønstre

Figur 3.19 er en illustrasjon av range- og asimut-ambiguiteter ved bruk av pulser med ikke-overlappende spekter utsendt i periodisk og pseudo-random sekvens.

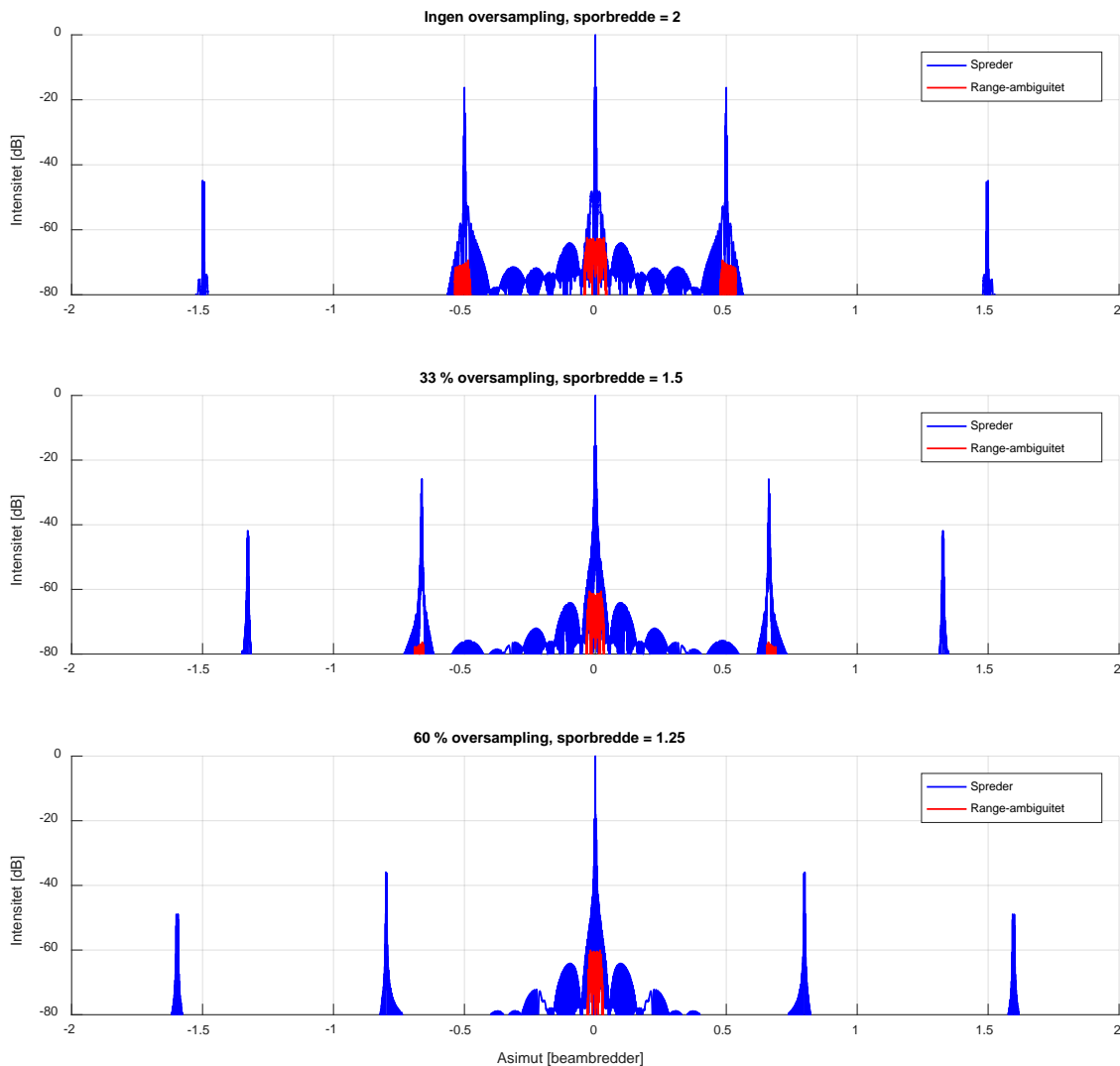


Figur 3.19 Illustrasjon av ambiguiteter ved veksling mellom 2 frekvenser fra puls til puls (øverst) og i et pseudo-random mønster (nederst). I det første tilfellet er det tydelige sub-asimut-ambiguiteter, mens første range-ambiguitet er filtrert bort for alle typer mål. Effektiv sporbredde uten range-ambiguiteter er dermed to ganger sporbredde uten koding. I det andre tilfellet danner målene bånd av forhøyet støynivå både i scenen og sonene for range-ambiguiteter

3.3.3 Håndtering av sub-asimut-ambiguiteter

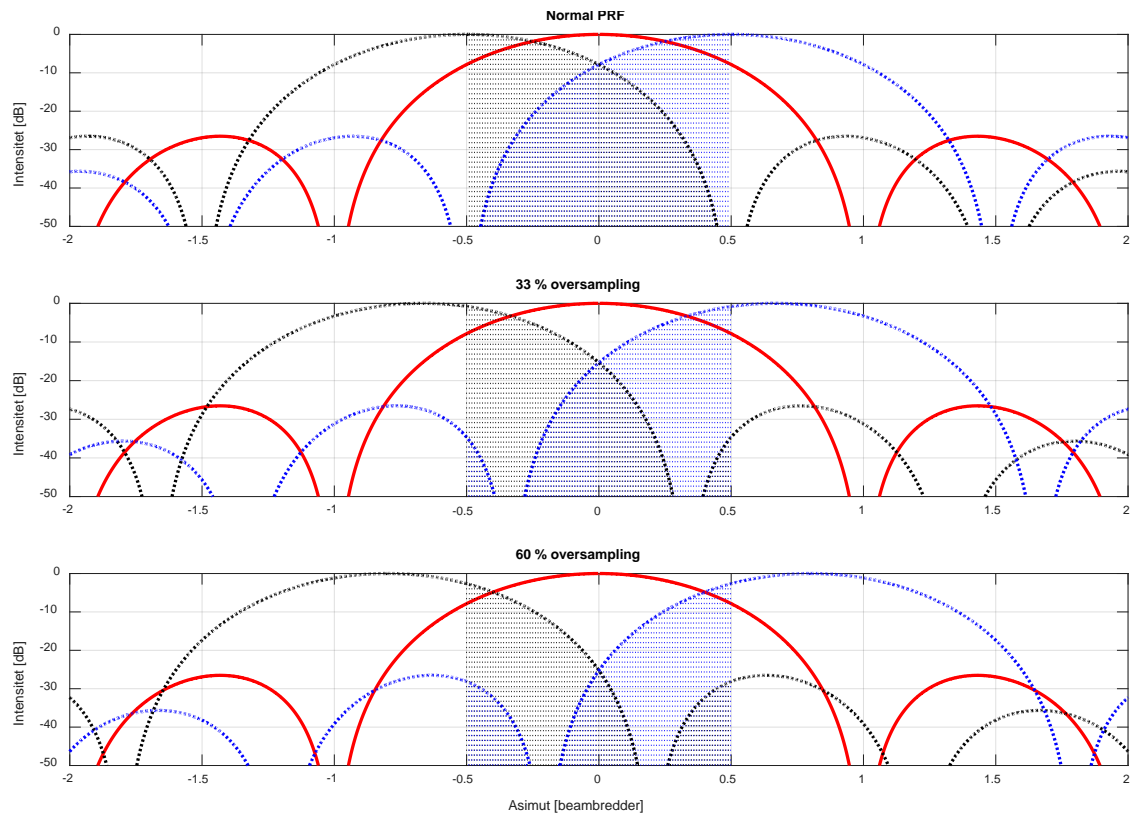
Sub-asimut-ambiguiteter vil gi opphav til falske mål, men på åpent hav kan vi anta at dette er et moderat problem som en avansert skipsdeteksjonsalgoritme kan løse opp i. Nær land vil det i større grad redusere evnen til fartøysdeteksjon, og det er svært ønskelig å finne en metode for å redusere ambiguitetene.

Oversampling, det vil si høyere PRF, reduserer asimut-ambiguiteter, men fører til mindre sporbredde. Hvis målet med frekvenshoppingen er å øke sporbredde, gjør en oversampling som fjerner sub-asimut-ambiguitetene at man er like langt. Det er imidlertid mulig å finne et kompromiss der man oppnår en viss økning av sporbredde, men må akseptere ambiguiteter som er synlige i bildet. Dette er vist på Figur 3.20.



Figur 3.20 Spredderrespons med sub-asimut-ambiguiteter ved ulike grader av oversampling i et system med veksling mellom to frekvenser. Effektiv sporbredde er angitt i forhold til den entydige sporbredde i et system uten pulskoding

Når en Doppler-båndbredde som tilsvarer beambredde prosesseres, vil en økning av PRF medføre at den totale energien fra asimut-ambiguiteter reduseres. Dette er illustrert på Figur 3.21. Her har vi for å være på den sikre siden antatt at det er like mye energi i de første sub-asimut-ambiguitetene som i den sentrale responsen. I virkeligheten er den noe lavere, så replikaene av antennediagrammet kunne vært senket noen dB, men de eksakte verdiene er ikke funnet. Integralet under det sentrale antennediagrammet fra $-0,5$ til $0,5$ representerer den ønskede energien. Energi fra de nærmeste ambiguitetene er representert ved de skraverte arealene. Selv om figuren er for pessimistisk med tanke på energien i ambiguitetene, synes det klart at et akseptabelt forhold mellom ønsket og uønsket energi forutsetter betydelig oversampling.



Figur 3.21 Skraverte arealer angir mottatt energi fra første sub-asimut-ambiguitet på hver side av den sentrale spredderesponsen når en Doppler-båndbredde som tilsvarende beambredden prosesseres. Det antas her at det er like mye energi i sub-asimut-ambiguitetene som i den sentrale responsen. Dette er et svært konservativt anslag, så kurvene for ambiguitetene kunne trolig vært senket noen dB. Merk også at arealene ikke gir et korrekt bilde av energimengdene rent visuelt, da kurvene er plottet med dB-skala

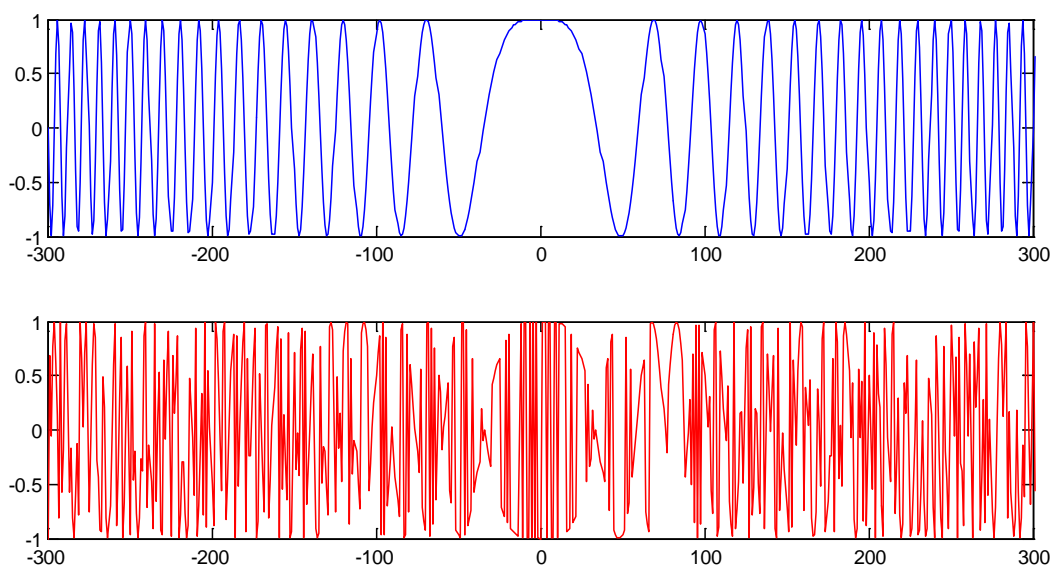
Sub-asimut-ambiguitetene skyldes fluktasjoner i asimut-fasefunksjonen, som vist på Figur 3.15. Ettersom disse fluktasjonene følger et predikterbart mønster, kan det tenkes at det er mulig å kompensere for dem og dermed eliminere ambiguitetene. Kompensasjon av faseforskjellene under utsendelse av pulsene vil være til liten nytte. Differansen mellom asimut-fasefunksjonene til to pulstog med ulike bære­bøl­ge­frekvenser blir en kvadratisk funksjon av asimut-tid, og denne vil være forskjellig for alle punkter i scenen. Dersom det ene pulstog­et sendes ut med faseskift som endres fra puls til puls i henhold til differansefunksjonen for et bestemt punkt, vil ambiguitetene bare fjernes i et lite område omkring dette punktet. For å fjerne ambiguitetene i et større område, må fasekompensasjonen gjøres som del av SAR-prosesserings­en. Under fokusering av et punkt i scenen må det gis et individuelt faseskift til hver mottatte puls som har belyst punktet. Faseskiftene blir forskjellige i hvert punkt. Dette er ikke mulig med tradisjonell SAR-prosesserings­en. Det vil kreve så mye prosesserings­kraft at det trolig ikke er aktuelt med dagens teknologi. Men på lengre sikt kan det være interessant å se nærmere på slike metoder.

3.4 Asimut-fasekoding

Asimut-fokusering kan betraktes som kompresjon av asimut-fasehistorien, som tidligere vist på Figur 2.10. Fasehistorien kan manipuleres ved å gi radarpulsene ulike faseskift når de sendes ut. Sekvensen av faseskift fra puls til puls danner en kode. Sekvensen er kjent og kan kompenseres for ved mottak av reflekterte pulser. Idéen er at det ønskede signalet fra scenen får en korrekt kompensasjon av faseskiftene, så spredene blir fokuserte og havner på riktig sted i SAR-bildet, mens energien i range-ambiguitetene blir smurt ut eller forflyttet i bildet.

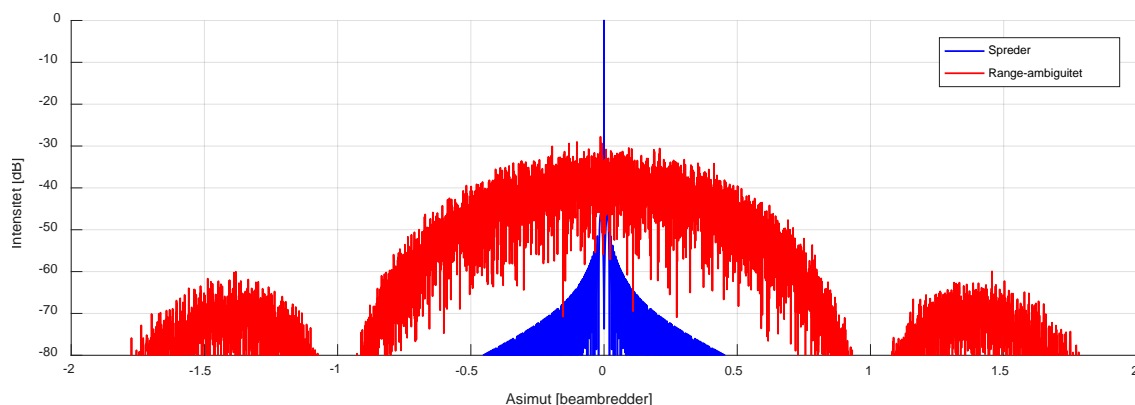
3.4.1 Koder som smører ut energien

Sekvensen av faseskift som legges til radarpulsene kan danne koder på tilsvarende måte som beskrevet i avsnitt 3.2.4. En mulighet er en pseudo-random sekvens av 0° og 180° faseskift. Den samme sekvensen blir trukket fra de mottatte pulsene, og man står igjen med den opprinnelige fasehistorien som kan komprimeres. Range-ambiguitetene vil ha kortere eller lengre tidsforsinkelse mellom sending og mottak enn signalet fra scenen. Sekvensen av faseskift vil dermed være forskyvet i forhold til koden som trekkes fra de mottatte pulsene. Resultatet blir en støyliknende fasehistorie, som vist på Figur 3.22. I eksempelet er koden hentet fra en m-sekvens. En liknende fasekoding basert på de mindre kjente Lüke-Schotten-kodene er beskrevet i [40].



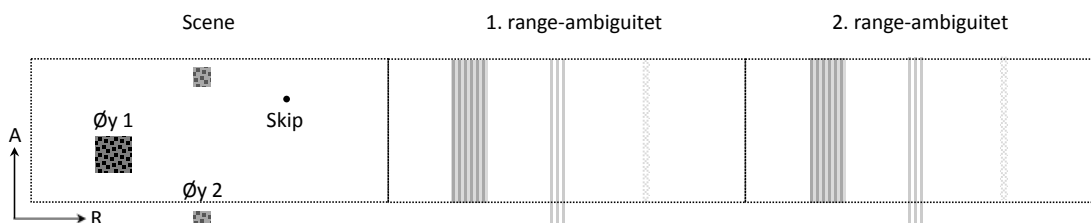
Figur 3.22 Utsnitt fra asimut-fasehistorie med korrekt kompensert faseskiftsekvens (øverst) og med én puls forskyvning av en pseudo-random kode (nederst)

Resultatet av asimut-kompresjonen er vist på Figur 3.23. Energien fra range-ambiguiteten har form av støy og blir fordelt i hele antennediagrammets bredde. I vårt eksempel der det integreres 2400 pulser er nivået innenfor beamen i størrelsesorden -40 dB og med noen få støytopper over -30 dB.



Figur 3.23 Spreaderrespons og range-ambiguitet innenfor ± 2 beambredder i asimut ved bruk av en pseudo-random asimut-fasekode

En range-ambiguitet fra en punktspreader vil fremstå som en stripe med forhøyet støynivå på tvers av hele SAR-bildet. For store skip kan noen støytopper være detekterbare og gi opphav til falske deteksjoner. Små fartøyer vil trolig ikke gi merkbare range-ambiguiteter. Hvis større områder med høy tilbakespredning kommer inn i beamen, heves støynivået betydelig i en sone i bildet. Dette er illustrert på Figur 3.24.



Figur 3.24 Illustrasjon av ambiguiteter ved bruk av en pseudo-random asimut-fasekode. Målene er fokuserte i scenen, men danner bånd av forhøyet støynivå i sonene for range-ambiguiteter

3.4.2 Koder som flytter energien

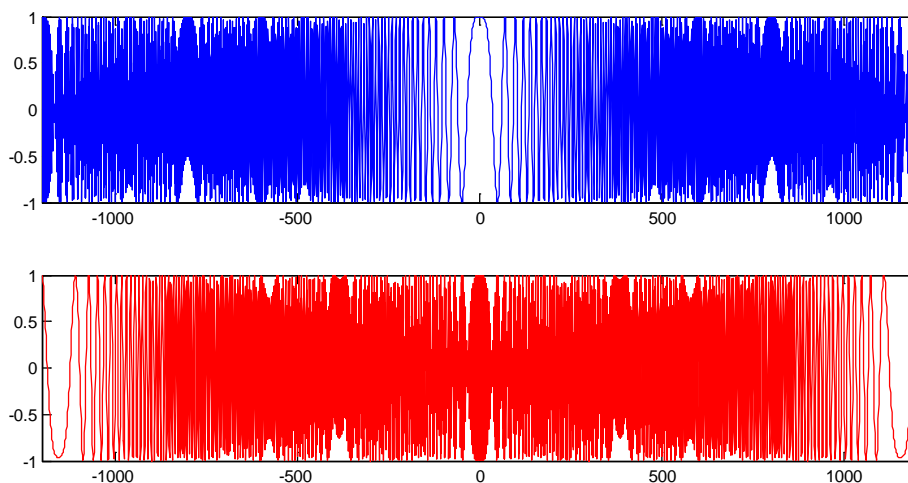
Når en satellitt flyr en syntetisk aperture, vil fasehistorien fra de mottatte pulsene ha form som en lineær chirp. Doppler-frekvensen fra et stasjonært mål vil være null når retningen til målet er 90° på satellittens fartsretning (Når effekten av jordrotasjonen er kompensert for). Hvis pulstoget er modulert slik at faseskiftet fra en mottatt puls til den neste øker eller minker lineært gjennom hele den syntetiske aperture, vil fasehistorien få samme chirp-form som før, men være forskjøvet i asimut. Dette vil føre til en asimut-forflytning av hele scenen i SAR-bildet. Det kan vises at range-ambiguiteter forflyttes i asimut, mens det ønskede signalet blir fokusert opp på riktig sted når de utsendte pulsene moduleres med følgende fasekode [41]:

$$\varphi_m(n) = -\frac{\pi}{M} n^2 \quad (3.7)$$

n er utsendt pulsnummer og M er et heltall større eller lik 2. Faseskiftet er modulo 2π . Når denne faseskiftsekvensen trekkes fra det mottatte pulstoget, står man igjen med følgende sekvens:

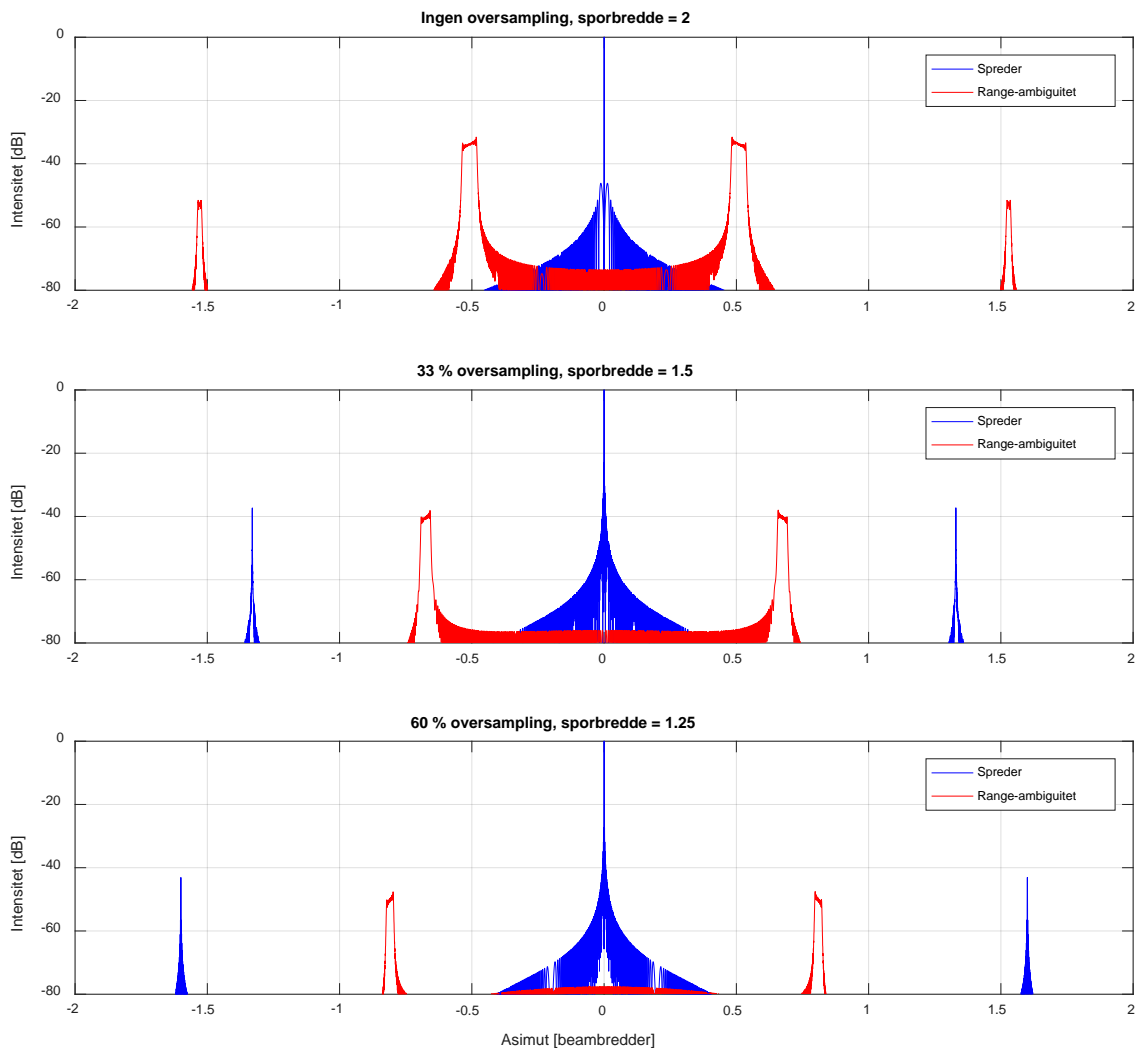
$$\varphi_r(m, k, M) = \frac{2\pi}{M} k \cdot m, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.8)$$

m er mottatt pulsnummer og k er nummeret til range-ambiguitetene. Det vil si at $k = 0$ angir det ønskede signalet fra scenen. Dette signalet har $\varphi_r = 0$, som betyr at asimut-fasehistorien er som for et umodulert pulstog. $k = 1$ angir første range-ambiguitet. Dette signalet har en modulasjon som gjør at det blir flyttet i asimut. Figur 3.25 viser asimut-fasehistoriene til det ønskede signalet og en range-ambiguitet.



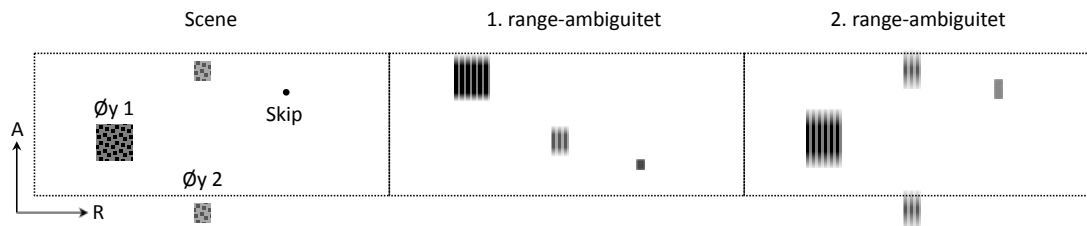
Figur 3.25 Asimut-fasehistorier ved bruk av en fasekode som flytter energien i asimut. Øverst en korrekt kompensert fasehistorie for et punkt i scenen ($k=0$). Fasehistorien får samme form når $M=2$ og k er et partall. Nederst fasehistorie med forskyvning når $M=2$ og k er et oddetall

Vi ønsker å flytte de nærmeste range-ambiguitetene så langt som mulig i asimut-retning. De mulige forflytningene er bestemt av PRF. Med normal PRF kan ambiguitetene maksimalt flyttes en halv beambredde. Det oppnås ved å velge $M = 2$. Ambiguitet nr. $\pm 1, \pm 3$ og så videre blir da flyttet en halv beambredde, mens ambiguitet nr. $\pm 2, \pm 4$ og så videre ikke blir forflyttet. Høyere PRF vil gi større forflytning av ambiguitetene, men redusere sporbredde. Dette er vist på Figur 3.26.



Figur 3.26 Spredersrespons og første range-ambiguitet ved ulike grader av oversampling i et system med asimut-fasekoding som flytter energien. Den betydelige defokuseringen av range-ambiguiteten forutsetter single-look-avbildning. Flere looks vil gi mer konsentrerte og høyere ambiguitetstopper

Med normal PRF vil de nærmeste ambiguitetene fra en spredner midt i beamen flyttes ut på flankene, mens energi fra spredere utenfor beamen flyttes inn i bildet. I sum er det ingen gevinst av dette hvis den prosesserte Doppler-båndbredden er lik PRF. Med oversampling og Doppler-filtrering vil derimot en del av den uønskede energien bli filtrert bort, på tilsvarende måte som illustrert på Figur 3.21. Range-ambiguitetene vil ha en utsmøring i asimut, som beskrevet i avsnitt 2.4. Med oversampling blir range-ambiguitetene mindre defokuseret, ettersom den fysiske avstanden mellom pulsene er kortere. En illustrasjon av ambiguiteter ved bruk av asimut fasekoding som flytter energien er vist på Figur 3.27.



Figur 3.27 Illustrasjon av ambiguiteter ved bruk av en fasekode som flytter energien i asimut. Første range-ambiguitet flyttes en halv beambredde, mens den andre ikke har noen netto forflytning

Når betegnelsen Azimuth Phase Coding (APC) benyttes i SAR-litteraturen, er det i all hovedsak denne metoden det siktes til. Det er gjort en del teoretiske undersøkelser av metoden [41-43], og den er også blitt testet med suksess i et spesielt forsøk med TerraSAR-X [44].

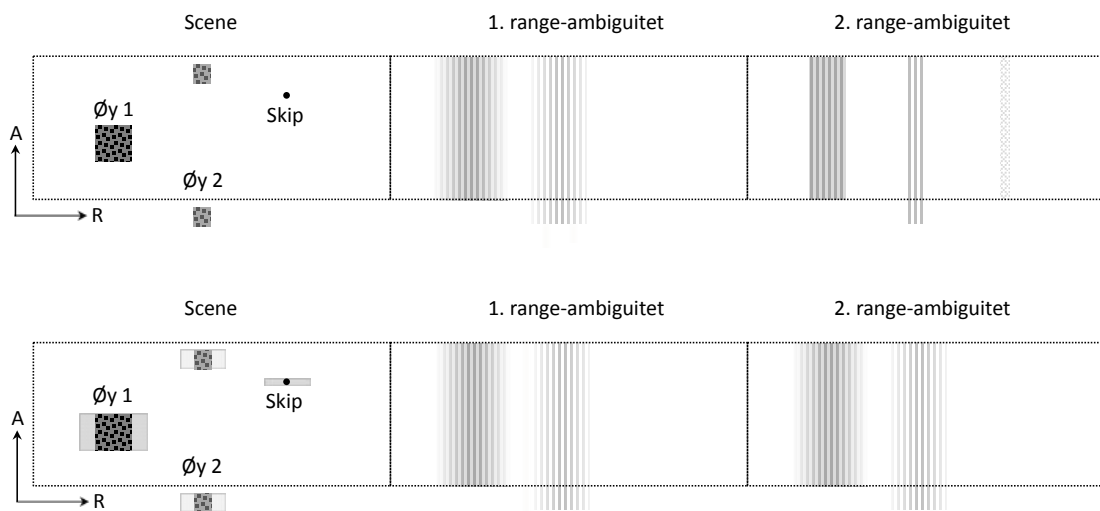
3.5 Kombinasjoner av metoder

I litteraturen finner vi ingen omtale av samtidig koding i range- og asimut-dimensjonen, men det vil etter vår vurdering være mulig. Vi kan ikke se at ulike frekvensmodulasjoner på en og samme bærebølge, som for eksempel opp- og ned-chirp, vil være til hinder for koding av asimut-fasehistorien. Et faseskift fra en puls til den neste vil heller ikke påvirke range-kompresjon av frekvensmodulerte pulser. Det kan ikke utelukkes at fasekoding både i range og asimut kan komme i konflikt, men frekvenskoding i range og fasekoding i asimut vil være mulig. Det åpner for en rekke interessante kombinasjoner tilpasset ulike forhold.

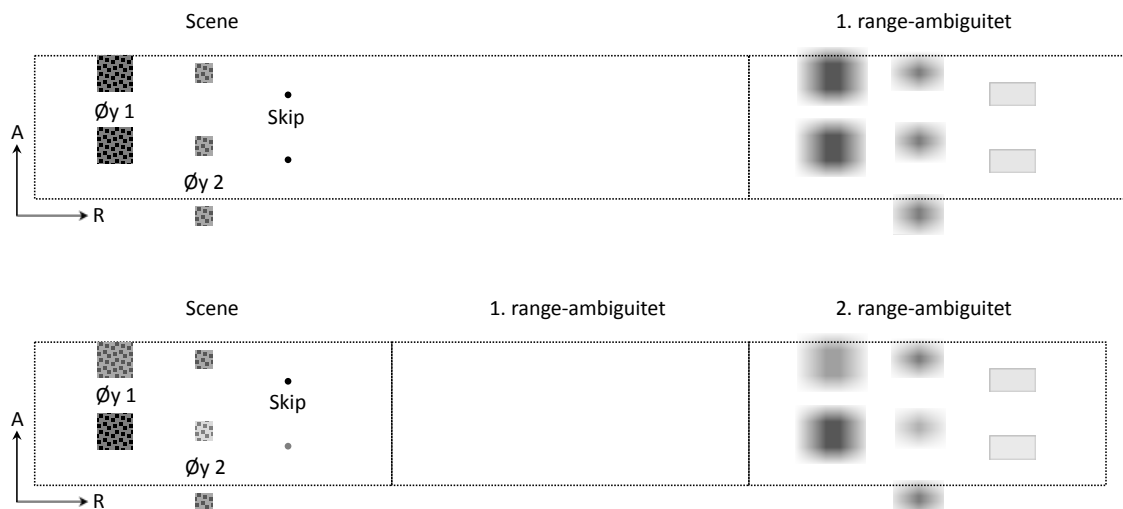
En strategi for undertrykking av ambiguiteter fra punktmål kan være å smøre energien maksimalt ut både i range og asimut. Dette er særlig aktuelt på åpent hav og ved store innfallsvinkler, der det er relativt få mål og clutternivået er svært lavt. Et sentralt spørsmål er hvor mye intensiteten trenger å reduseres. I [45] er det funnet en variasjon på 57 dB i totalt RCS blant 1805 havgående fartøyer. Det laveste radartvernsnittet på $9,8 \text{ dBm}^2$ tilhørte et seilskip av tre, og det høyeste på $66,6 \text{ dBm}^2$ tilhørte et containerskip. Når ekstremtilfellene inkluderes, er det svært stor variasjon. Men RCS-fordelingene tyder på at et intervall på 35 dB vil omfatte både 90 % av de aller største fartøyene og 90 % av fartøyer med 30 m lengde. Hvis en kraftig fartøyssignatur smøres ut over et stort område, bør intensiteten reduseres til et nivå langt under de svakeste målene man trenger å detektere. Dette fordi støynivået i det aktuelle området heves, og høyere støynivå medfører flere falske deteksjoner dersom deteksjonsterskelen ikke er satt med svært god margin. En terskel ca. 14 dB over støynivået gir deteksjonssannsynlighet på 90 % og falsk-alarm-rate på 10^{-6} [5]. Så god falsk-alarm-rate er ikke nødvendig for vårt formål, men støyen bør i det minste ligge ca. 12 dB under terskelen. Dette indikerer at en kraftig fartøyssignatur som smøres ut i bildet bør få minst 47 dB redusert intensitet i systemer med marginalt SNR. I systemer med bedre SNR trenger ikke dempningen være fullt så stor. Der utsmurte ambiguiteter fra flere mål overlapper, summeres de enkelte bidragene til heving av støynivået. Det blir altså større sjanse for falske mål dersom det for eksempel er mange store

containerskip i scenen. Men det skal en mengde fiskefartøyer til for å heve støynivået like mye som ett stort containerskip.

Utsmøringen i asimut kan gjøres med en pseudo-random fasekode som beskrevet i avsnitt 3.4.1. I range kan det benyttes opp- og ned-chirp. Med radarparametere som i de foregående eksemplene vil dette til sammen gi 60-70 dB reduksjon av intensiteten til range-ambiguitet nr. ± 1 , ± 3 og så videre. Range-ambiguitet nr. ± 2 , ± 4 og så videre vil få 30-40 dB demping, noe som ikke er tilstrekkelig for å fjerne alle falske mål fra de største skipene. Men effekten av antennediagrammet i elevasjon kommer i tillegg. Et antennediagram som skal undertrykke ambiguitet nr. 2 istedenfor nr. 1 stiller en faktor 2 mindre krav til minimum antenneareal. En kombinasjon av pseudo-random fasekode i asimut og Costas-kode i range vil gi 60-70 dB reduksjon av alle range-ambiguiteter fra punktmål, så man i praksis ikke har noe krav til minimum antenneareal under gunstige forhold på åpent hav. En viktig ulempe med denne kombinasjonen er støy i autokorrelasjonsfunksjonen i range-retning. Vi må anta at hvert skip med stort radartverrsnitt vil omgi seg med en stripe av svakere falske mål som strekker seg flere kilometer i range. En økning av tid-båndbredde-produktet ville redusert denne effekten. Eventuelle falske mål må håndteres av skipsdeteksjonsalgoritmen eller en preprosessering til denne. Hvis man skyver mer av ansvaret for ambiguitetshåndteringen over på disse algoritmene, er andre metoder også aktuelle. En illustrasjon av metoder som muliggjør stor sporbredde på åpent hav er vist på Figur 3.28 og Figur 3.29.

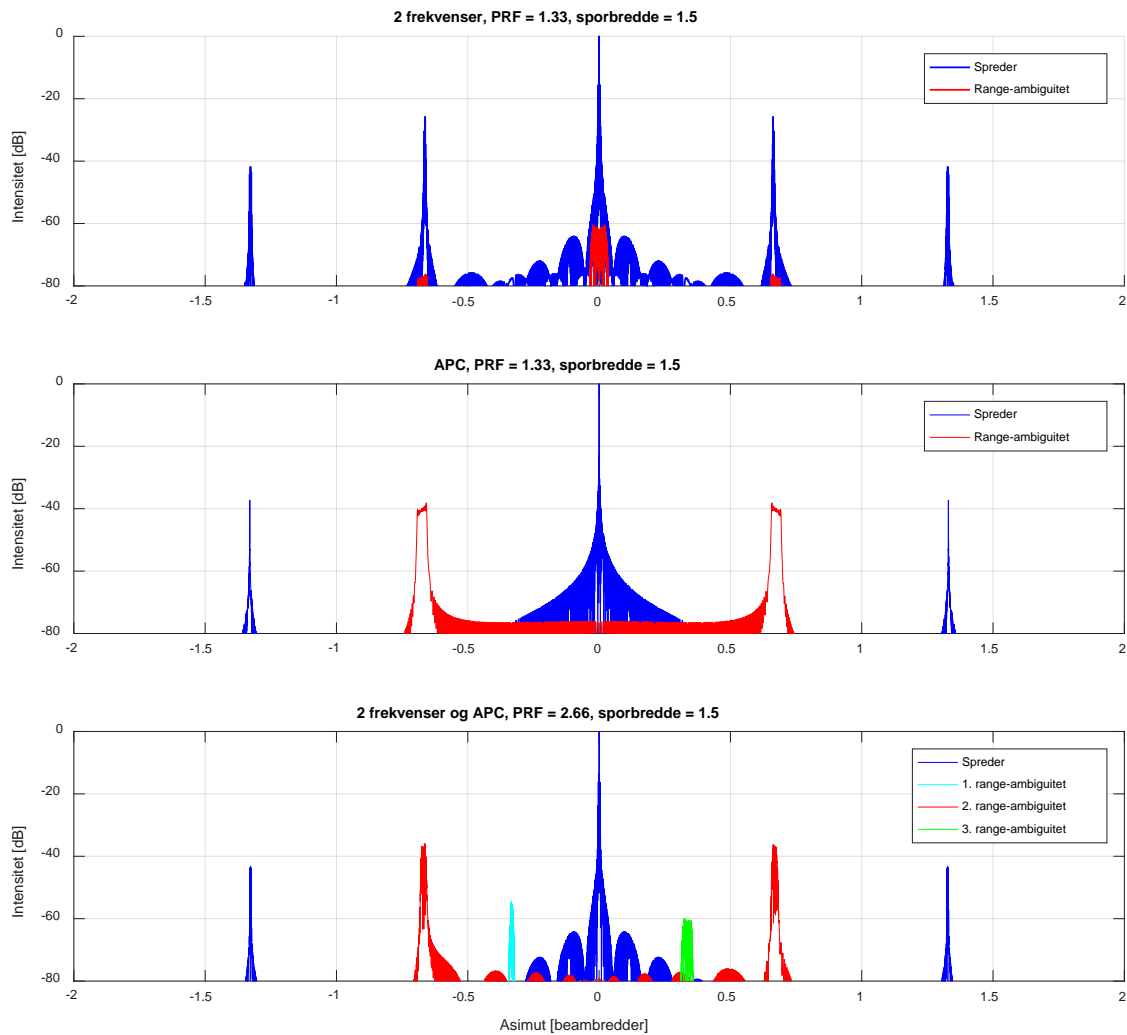


Figur 3.28 Illustrasjon av ambiguiteter ved bruk av bifasekoding med pseudo-random sekvens i asimut i kombinasjon med opp- og ned-chirp (øverst) og Costas-kode (nederst). I begge tilfeller danner distribuerte mål soner med forhøyet støynivå, mens første range-ambiguitet fra punktmål i praksis forsvinner. I det andre tilfellet forsvinner også de neste range-ambiguitetene fra punktmål. Til gjengjeld er det støy omkring målene i scenen



Figur 3.29 Illustrasjon av fjerning av range-ambiguiteter på bekostning av flere asimut-ambiguiteter. Øverst: Halvering av PRF i kombinasjon med opp- og ned-chirp. Ingen frekvenshopping. Nederst: Veksling mellom to frekvenser i kombinasjon med opp- og ned-chirp. I begge tilfeller blir den effektive sporbredde uten range-ambiguiteter dobbel så stor som i et system uten pulskoding. Det introduseres imidlertid falske mål i scenen. Disse er noe dempet i det siste tilfellet

Metodene beskrevet ovenfor er lite egnet når det er distribuerte mål med betydelig tilbakespredning innenfor antennens hovedlobe eller i høye sidelober. Da trengs det metoder som ikke bare smører ambiguitetene utover, men filtrerer bort det meste av energien eller flytter den nær nullpunkt i antennediagrammet. Videre er det ønskelig at innslaget av asimut-ambiguiteter i scenen økes minst mulig. Metodene vist på Figur 3.30 er særlig interessante i kombinasjon med opp- og ned-chirp. I eksemplene er sporbredde 1,5 ganger større enn de tradisjonelle grensene som følger av at det kun kan være én puls på scenen til enhver tid i et system uten pulskoding.



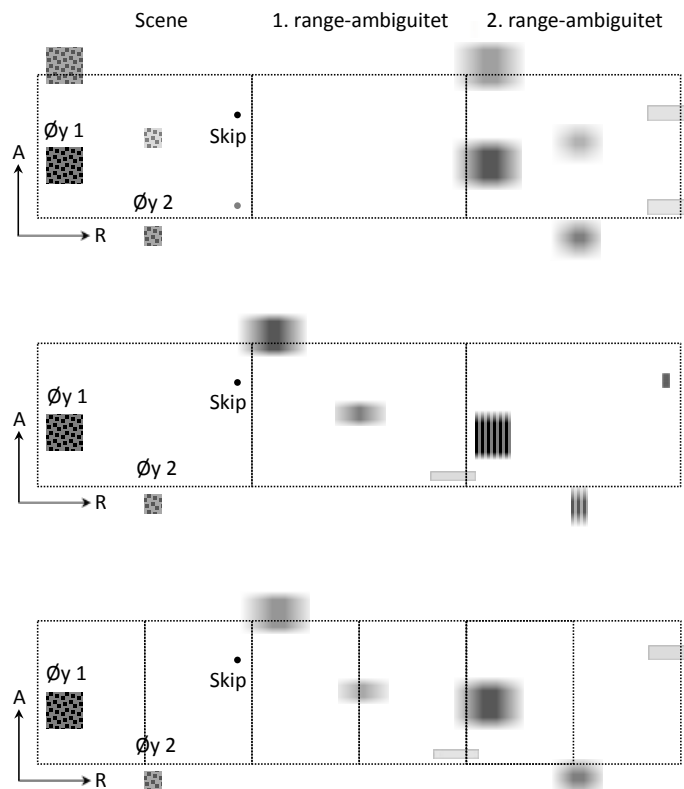
Figur 3.30 Spredrespons og range-ambiguiteter ved bruk av ulike pulskoder og en viss grad av oversampling. Øverst: Veksling mellom 2 frekvenser i et regelmessig mønster. I midten: Asimut-fasekoding som flytter energien. Nederst: Kombinasjon av de to metodene. Eventuell demping av range-ambiguitetene som følge av pulskoding som smører ut energien i range-dimensjonen kommer i tillegg

Frekvenshopping mellom to frekvenser har den store fordel at range-ambiguitet nr. ± 1 , ± 3 og så videre blir filtrert bort. Med tilstrekkelig stor frekvensdifferanse kan man for alle praktiske formål se bort fra disse ambiguitetene. Hvis pulser med lik frekvens veksler mellom opp- og ned-chirp, blir range-ambiguitet nr. ± 2 , ± 4 og så videre utsmurt i range. Dette er fordelaktig med tanke på undertrykkelse av punktmål. Sub-asimut-ambiguiteter er en stor ulempe ved frekvenshopping. Disse ambiguitetene vil være relativt godt fokuserte. Nær fartøyer på åpent hav vil de føre til falske deteksjoner som det trengs en algoritme for å fjerne. I kystnære farvann må man forvente mange falske deteksjoner når kraftig landclutter befinner seg i få kilometers avstand i asimut-retning. Med oversampling og Doppler-filtrering vil metoden også tåle et visst innslag av distribuerte mål. Den kan særlig være aktuell i situasjoner der range-ambiguiteter er

en større bekymring enn asimut-ambiguiteter, for eksempel hvis antennediagrammet har en mer ugunstig form i elevasjon enn i asimut. Det må likevel påpekes at metoden ikke gir mye bedre resultater enn om man droppet frekvenshoppingen og halverte PRF.

Asimut-fasekoding som flytter de nærmeste range-ambiguitetene ut på flankene er en annen metode som blir mer interessant i kombinasjon med opp- og ned-chirp. I dette tilfellet er det mest hensiktsmessig å la påfølgende pulser veksle mellom opp- og ned-chirp, slik at første range-ambiguitet både blir asimut-forflyttet og utsmurt i range. Ambiguiteter fra punktmål vil dermed få en reduksjon på 60-70 dB i bilder med 1-2 looks. Flere looks gjør reduksjonen noe mindre. Med oversampling og Doppler-filtrering vil metoden tåle et visst innslag av distribuerte mål. Ambiguitetene fra disse blir glattet i range, noe som trolig er en fordel med tanke på falske deteksjoner. Det forutsettes at range-ambiguitet nr. ± 2 , ± 4 og så videre blir tilstrekkelig undertrykt av antennediagrammet i elevasjon.

Det er også mulig å kombinere både frekvenshopping, asimut-fasekoding og opp-/ned-chirp. Dette har noen fordeler, men også ulemper. Med riktig valg av parametere er det mulig å unngå kraftige asimut-ambiguiteter og samtidig dempe alle range-ambiguitetene. Range-ambiguitet nr. ± 1 , ± 3 og så videre blir i stor grad filtrert bort på grunn av frekvenshoppingen. Ambiguitet nr. ± 2 og ± 6 forflyttes til flanken og dempes av antennediagrammet i asimut, og alle partalls-ambiguitetene kan dessuten defokuseres i range ved hjelp av opp- og ned-chirp. Ettersom vekslning mellom to frekvenser fører til sub-asimut-ambiguiteter, må PRF dobles for å gi sammenlignbar ytelse mot distribuerte mål. Så høy PRF vil normalt føre til eclipsing, det vil si at det oppstår soner uten data på tvers av SAR-bildene, da radaren ikke kan motta mens en puls er under utsendelse. Flere looks med litt forskjellig PRF kan benyttes for å fylle inn de blinde sonene, men SNR blir litt dårligere der man ikke har data i alle looks. For øvrig kan energien i de enkelte pulsene reduseres ved oversampling, ettersom den totale energien som belyser målet gjennom avbildningsintervallet er avgjørende for SNR. Det kan benyttes lavere spisseffekt eller kortere pulser. En illustrasjon av metoder som tåler et visst innslag av distribuerte mål er vist på Figur 3.31.



Figur 3.31 Illustrasjon av ambiguiteter ved bruk av ulike pulskodingsteknikker i kombinasjon med opp- og ned-chirp, samt oversampling og Doppler-filtrering. Øverst: Veksling mellom to frekvenser. I midten: Asimut-fasekoding som flytter energien. Nederst: Både veksling mellom to frekvenser og asimut-fasekoding. Den uønskede energien er fokusert og innenfor scenen med den første metoden, mens den er utsmurt og forflyttet med de andre metodene. Den totale mengden uønsket energi ser ut til å være sammenlignbar i de tre tilfellene

3.6 Oppsummering av kapittel 3

Kravet til minimum aperture i et SAR-system kan omgås hvis det tillates samtidig mottak av reflekterte signaler fra mer enn én avstandssone i scenen. En forutsetning for dette er koding av pulsene. Kodingen kan gjøres på mange måter. Endring av modulasjonen eller bærebølgefrequensen fra en puls til den neste gir koding i range-dimensjonen. Ved endring av fasen mellom påfølgende pulser kan asimut-fasehistorien kodes.

Metodene har ulike styrker og svakheter. En enkel metode er bruk av pulser med forskjellig modulasjon, men identisk spekter. Det mest nærliggende eksemplet er veksling mellom opp- og ned-chirp. Frekvensmodulasjon med Costas-koder er en annen aktuell mulighet. En ulempe med disse metodene er at energien i range-ambiguiteter ikke kan filtreres bort. Den kan bare smøres ut eller forflyttes i range. En av fordelene er at det ikke introduseres nye asimut-ambiguiteter.

En annen strategi er å benytte pulser med ulik bæreølgefrekvens. Dette gjør det mulig å filtrere bort det meste av energien i range-ambiguitetene. En stor svakhet med metoden er at det introduseres såkalte sub-asimut-ambiguiteter. Tettheten av ambiguiteter i asimut øker med antall frekvenser i koden. Veksling mellom 2 frekvenser gir et lignende ambiguitetsmønster som ved en faktor 2 undersampling, men med noe lavere toppe.

Koding av asimut-fasehistorien kan isolert sett ikke fjerne energi fra ambiguiteter, men bare smøre den ut eller forflytte den i asimut.

Disse grunnleggende metodene kan kombineres på en rekke måter. Det er identifisert forskjellige kombinasjoner som er hensiktsmessige i ulike situasjoner. På åpent hav med lavt clutternivå synes det som en god strategi å smøre energien fra asimut-ambiguitetene maksimalt ut både i range og asimut. Opp- og ned-chirp i kombinasjon med en pseudo-random asimut-fasekode reduserer i våre eksempler den første range-ambiguitetens intensitet med 60-70 dB. Det er tilstrekkelig lavt til at det ikke introduseres falske mål hvis ikke antall fartøyer i scenen er svært stort. Med denne metoden kan SAR-systemets sporbredde økes med en faktor 2 i forhold til de tradisjonelle grensene som ligger til grunn for minimum-aperture-kravet.

Det er ikke funnet noen måte å komme utenom minimum-aperture-kravet på i forbindelse med SAR-avbildning på land. Men i kystnære farvann, der det meste av scenen er sjø og det kan være et visst innslag av landclutter, tyder resultatene på at det går an å slakke på kravet med noen titalls prosent. Metodene som er undersøkt involverer asimut-fasekoding og/eller frekvenshopping, samt opp- og ned-chirp. Alle metodene involverer også oversampling og Doppler-filtrering. Hvilken konkret kombinasjon som vil gi best ytelse avhenger blant annet av antennediagrammets form i asimut og elevasjon, og det kreves mer omfattende simuleringer for å finne den beste metoden og bestemme ytelsen.

Vurderingene ovenfor forutsetter at SAR-prosesseringen ikke trenger å være fundamentalt forskjellig fra de algoritmene som benyttes i dag. Det kan imidlertid tenkes at det fins en mer generell vei utenom minimum-aperture-kravet dersom hvert punkt i scenen fokuseres individuelt. Med tanke på at prosesseringskapasitet av en helt annen størrelsesorden enn det man har i dag kan bli tilgjengelig en gang i fremtiden, kan det være interessant å undersøke denne strategien nærmere.

4 Konklusjoner

En sentral faktor i forbindelse med dekning av store havområder er sporbredde. Økning av sporbredden fører til større utfordringer med ambiguiteter. I et SAR-system leder forutsetningene for å unngå ambiguiteter til et minimumskrav til effektivt antenneareal. Ambiguiteter er en særlig aktuell problemstilling i forbindelse med mikrosatellitt-SAR, der det

er strenge grenser for hvor stort antenneareal som er praktisk mulig. Det er derfor ønskelig å finne teknikker som gjør det mulig å komme utenom de tradisjonelle begrensningene i sporbredde og kravet til antenneareal.

Kravene kan omgås hvis det tillates samtidig mottak av reflekterte signaler fra mer enn én avstandssone i scenen. En forutsetning for dette er koding av pulsene. Det er gjort en bred studie av mulige pulskodingsteknikker for ambiguitetsundertrykkelse. Bruk av slike teknikker krever et SAR-system der signalet kan endres fra en puls til den neste. Endringene gjelder modulasjon og/eller bæreølgefrekvens, samt faseskift. Det må også tillates oversampling, det vil si høyere PRF. Undersøkelsene har ledet frem til aktuelle kombinasjoner av teknikker som ikke tidligere er beskrevet i litteraturen.

Resultatene tyder på at det med dagens teknologi ikke finnes noen generell mulighet til å komme utenom kravet til minimum aperture ved avbildning av krevende scener, det vil si når det er mye kraftig landclutter innenfor antennebeamen. På åpent hav stiller det seg annerledes. Det er mulig å finfordele range-ambiguitetenes energi i SAR-bildet slik at den kun bidrar til høyere støynivå. Med relativt få kraftige punktmål og lavt sjøclutternivå vil den i praksis ikke være merkbar. Sporbredden kan da dobles og kravet til effektivt antenneareal halveres i forhold til ved SAR-avbildning over land.

Kystnære farvann der scenen hovedsakelig er vannflate med lav tilbakespredning, men med et visst innslag av distribuerte mål, vil havne i en mellomstilling. Resultatene indikerer at det her kan slakkes noen titalls prosent på kravene som gjelder for SAR-avbildning over land. Flere teknikker basert på veksling mellom modulasjoner, faseskift og eventuelt frekvenshopping er aktuelle, og det trengs mer omfattende simuleringer med realistiske antennediagrammer og scener for å bestemme hvilken metode som egner seg best og hvor høy ytelse den har.

Det kan tenkes et fleksibelt SAR-system der modusen tilpasses forholdene. Over havet vil det være naturlig å benytte store innfallsvinkler, så antennebeamen dekker et bredt spor og clutternivået blir lavt. Nær land kan antennebeamen rettes noe brattere, så den dekker et smalere spor. En ytterligere reduksjon av innfallsvinkelen vil være naturlig dersom det skulle være aktuelt å gjøre avbildning over land. Ulike kombinasjoner av pulskodingsteknikker bør benyttes i de forskjellige modusene.

Det anbefales videre utredninger av et system med stor fleksibilitet. Mer omfattende simuleringer basert på realistiske antennediagrammer vil være nyttig. Det er dessuten identifisert to fremgangsmåter som potensielt kan gjøre det mulig å komme utenom minimum aperture-kravet. Den ene er individuell SAR-fokusering av hvert punkt i scenen. Den andre er Compressed Sensing. Disse er ikke undersøkt i denne omgang, da de krever prosesseringskapasitet av en helt annen størrelsesorden enn det som er tilgjengelig i dag og som vi dermed antar ikke kan bli aktuelle for operativ bruk før om mange år. På lengre sikt anbefales det imidlertid å se nærmere på disse metodene.

Referanser

- [1] Atle Onar Knapskog, "Norsk SAR-mikrosatellitt - innledende vurdering av radarløsninger," FFI-RAPPORT 16/00226, 2016.
- [2] Donald R. Wehner, *High-Resolution Radar*, Second ed Artech House, 1995.
- [3] John C. Curlander and Robert N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing* John Wiley & Sons, 1991.
- [4] David K. Barton, *Modern Radar System Analysis* Artech House, 1988.
- [5] Merrill I. Skolnik, *Radar Handbook*, Third ed McGraw-Hill Book Company, 2008.
- [6] Merrill I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, Second ed McGraw-Hill Book Company, 1981.
- [7] F.K. Li and W.T.K. Johnson, "Ambiguities in Spaceborne Synthetic Aperture Radar Systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-19, no. 3 1983.
- [8] H. Hersbach, A. Stoffelen, and S. de Haan, "The improved C-band geophysical model function CMOD5," *Proc. of the 2004 Envisat & ERS Symposium*, 2004.
- [9] Donald R. Thompson, Tanos M. Elfouhaily, and Bertrand Chapron, "Polarization ratio for microwave backscattering from the ocean surface at low to moderate incidence angles," *Proc. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 1998.
- [10] Xiao-Ming Li and Susanne Lehner, "Algorithm for Sea Surface Wind Retrieval From TerraSAR-X and TanDEM-X Data," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 5, pp. 2028-2939, 2014.
- [11] Osamu Isoguchi and Masanobu Shimada, "An L-band Ocean Geophysical Model Function Derived From PALSAR," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no. 7, pp. 1925-1936, 2009.
- [12] Knut Eldhuset, "A New Fourth-Order Processing Algorithm for Spaceborne SAR," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 3 1998.
- [13] Pasquale Iervolino, Martin Cohen, Raffaella Guida, and Philip Whittaker, "Ship-detection in SAR imagery using Low Pulse Repetition Frequency Radar," *Proc. 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2014.
- [14] Vishal M. Patel, Glenn R. Easley, J. Dennis M. Healy, and Rama Chellappa, "Compressed Synthetic Aperture Radar," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, no. 2 2010.

-
-
- [15] Mariví Tello Alonso, Paco López-Dekker, and Jordi J.Mallorquí, "A Novel Strategy for Radar Imaging Based on Compressive Sensing," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 12 2010.
- [16] Dehong Liu and Petros T.Boufounos, "High resolution SAR imaging using random pulse timing," *Proc. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2011.
- [17] Dehong Liu and Petros T.Boufounos, "High Resoultion Scan Mode SAR Using Compressive Sensing," *Proc. 2013 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, 2013.
- [18] Jian Fang, Zongben Xu, Bingchen Zhang, Wen Hong, and Yirong Wu, "Fast Compressed Sensing SAR Imaging Based on Approximated Observation," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 7, no. 1 2014.
- [19] Joachim Ender, "A Brief Review of Compressive Sensing Applied to Radar," *Proc. 14th International Radar Symposium IRS 2013*, 2013.
- [20] Richard K.Moore, John P.Claassen, and Y.H.Lin, "Scanning Spaceborne Synthetic Aperture Radar with Integrated Radiometer," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 17, no. 3 1981.
- [21] Francesco De Zan and Andrea Monti Guarnieri, "TOPSAR: Terrain Observation by Progressive Scans," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 44, no. 9 2006.
- [22] Liu Yadong and Chen Qian, "A novel ultra-wide swath SAR based on variable PRF and Digital Beamforming," *Proc. IET International Radar Conference 2013*, 2013.
- [23] Gerhard Krieger, Marwan Younis, Nicolas Gebert, S.Huber, Federica Bordoni, A.Patyuchenko, and Alberto Moreira, "Advanced Digital Beamforming Concepts for Future SAR Systems," *Proc. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2010.
- [24] Gerhard Krieger, Sigurd Huber, Michelangelo Villano, Felipe Queiroz de Almeida, Marwan Younis, Paco López-Dekker, Pau Prats, Marc Rodriguez-Cassola, and Alberto Moreira, "SIMO and MIMO System Architectures and Modes for High-Resolution Ultra-Wide-Swath SAR Imaging," *Proc. 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2016.
- [25] Qian Chen, Yadong Liu, Yunkai Deng, Robert Wang, and Wei Xu, "Investigation on an Ultra-Wide-Swath, Multiple-Elevation-Beam SAR Based on Sweep-PRI Mode," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 50, no. 4 2014.
- [26] A.Freeman, Gerhard Krieger, P.Rosen, Marwan Younis, W.T.K.Johnson, S.Huber, R.Jordan, and Alberto Moreira, "SweepSAR: Beam-forming on receive using a reflector-phased array feed combination for spaceborne SAR," *Proc. 2009 IEEE Radar Conference*, 2009.

-
-
- [27] Gerhard Krieger, "MIMO-SAR: Opportunities and Pitfalls," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 5 2014.
- [28] Byron M.Keel, J.Mike Baden, and Ted H.Heath, "A Comprehensive Review of Quasi-Orthogonal Waveforms," *Proc. 2007 IEEE Radar Conference*, 2007.
- [29] Josef Mittermayer and José Márquez Martínez, "Analysis of Range Ambiguity Suppression in SAR by Up and Down Chirp Modulation for Point and Distributed Targets," *Proc. IEEE 2003 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 03)*, 2003.
- [30] José Márquez-Martínez and Josef Mittermayer, "Analysis of Range Ambiguity Suppression methods in SAR by using a Novel Range Ambiguity Raw Data Simulator," *Proc. 5th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2004.
- [31] U.Stein and M.Younis, "Suppression of Range Ambiguities in Synthetic Aperture Radar Systems," *Proc. EUROCON*, vol. 2, pp. 417-421, 2003.
- [32] J.P.Costas, "A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 8 1984.
- [33] Touati Nadjah, Tatkeu Charles, Rivenq Atika, and Chonavel Thierry, "Multiuser Phase Coded Costas Signals with Improved Cross-correlation and partial Cross-ambiguity Properties," *Proc. 2014 International Radar Conference*, 2014.
- [34] James K.Bead, "Database of 663,702 Costas arrays of orders 2 through 200, http://jameskbeard.com/jameskbeard/Files_for_download/VISS2006_CDROM_Image.zip," 2006.
- [35] Edward L.Titlebaum, Svetislav V.Maric, and Jerome R.Bellegarda, "Ambiguity Properties of Quadratic Congruential Coding," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 27, no. 1 1991.
- [36] Wen-Qin Wang, "Space-Time Coding MIMO-OFDM SAR for High-Resolution Imaging," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 8 2011.
- [37] Wen-Qin Wang, "Mitigating Range Ambiguities in High-PRF SAR With OFDM Waveform Diversity," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 10, no. 1 2013.
- [38] A.De Maio and A.Farina, "Waveform Diversity: Past, Present, and Future," *RTO-EN-SET-119 (2009)*, 2009.
- [39] G.D.Callaghan and I.D.Longstaff, "Wide-swath space-borne SAR and range ambiguity," *Proc. of IET Radar 97*, pp. 248-252, 1997.
- [40] Gerd Krämer, "Suppression of Ambiguities by Phase Coding," *Proc. 4th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2002.

-
-
- [41] Jørgen Dall and Anders Kusk, "Azimuth Phase Coding for Range Ambiguity Suppression in SAR," *Proc. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, vol. 3, pp. 1734-1737, 2004.
- [42] Diego Cristallini, Matteo Sedehi, and Pierfrancesco Lombardo, "SAR Imaging Solutions Based on Azimuth Phase Coding," *Proc. 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2008.
- [43] Federica Bordoni, Marwan Younis, and Gerhard Krieger, "Ambiguity Suppression by Azimuth Phase Coding in Multichannel SAR Systems," *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, vol. 50, no. 2 2012.
- [44] Federica Bordoni, Christopher Laux, Steffen Wollstadt, Marwan Younis, Josef Mittermayer, and Gerhard Krieger, "First demonstration of Azimuth Phase Coding Technique by TerraSAR-X," *Proc. 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 2014.
- [45] Paris W.Vachon, Ryan A.English, and John Wolfe, "Ship Signatures in RADARSAT-1 ScanSAR Narrow B Imagery," DRDC Ottawa TM 2007-052, 2007.

About FFI

The Norwegian Defence Research Establishment (FFI) was founded 11th of April 1946. It is organised as an administrative agency subordinate to the Ministry of Defence.

FFI's MISSION

FFI is the prime institution responsible for defence related research in Norway. Its principal mission is to carry out research and development to meet the requirements of the Armed Forces. FFI has the role of chief adviser to the political and military leadership. In particular, the institute shall focus on aspects of the development in science and technology that can influence our security policy or defence planning.

FFI's VISION

FFI turns knowledge and ideas into an efficient defence.

FFI's CHARACTERISTICS

Creative, daring, broad-minded and responsible.

Om FFI

Forsvarets forskningsinstitutt ble etablert 11. april 1946. Instituttet er organisert som et forvaltningsorgan med særskilte fullmakter underlagt Forsvarsdepartementet.

FFIs FORMÅL

Forsvarets forskningsinstitutt er Forsvarets sentrale forskningsinstitusjon og har som formål å drive forskning og utvikling for Forsvarets behov. Videre er FFI rådgiver overfor Forsvarets strategiske ledelse. Spesielt skal instituttet følge opp trekk ved vitenskapelig og militærteknisk utvikling som kan påvirke forutsetningene for sikkerhetspolitikken eller forsvarsplanleggingen.

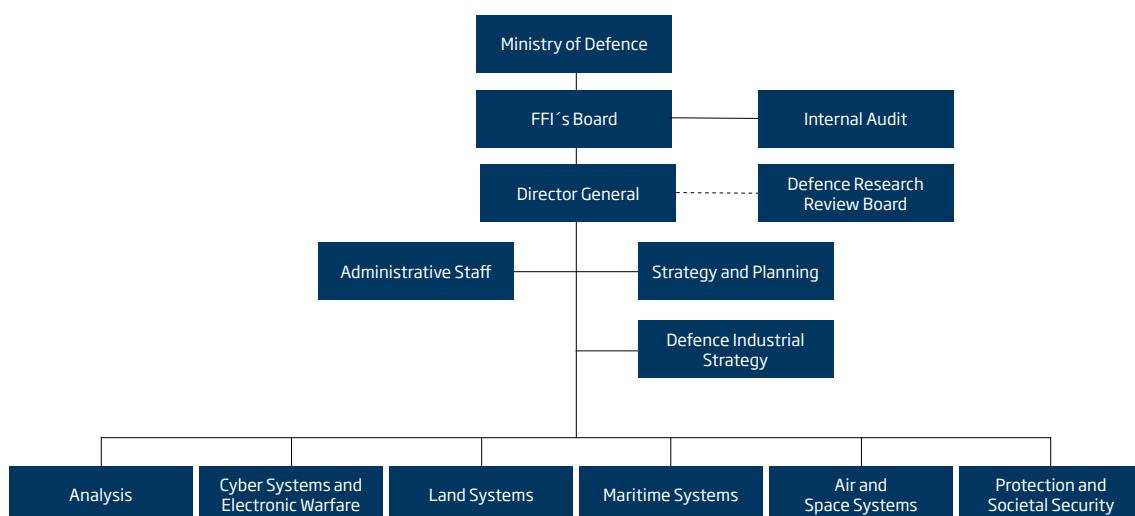
FFIs VISJON

FFI gjør kunnskap og ideer til et effektivt forsvar.

FFIs VERDIER

Skapende, drivende, vidsynt og ansvarlig.

FFI's organisation



Forsvarets forskningsinstitutt
Postboks 25
2027 Kjeller

Besøksadresse:
Instituttveien 20
2007 Kjeller

Telefon: 63 80 70 00
Telefaks: 63 80 71 15
Epost: ffi@ffi.no

Norwegian Defence Research Establishment (FFI)
P.O. Box 25
NO-2027 Kjeller

Office address:
Instituttveien 20
N-2007 Kjeller

Telephone: +47 63 80 70 00
Telefax: +47 63 80 71 15
Email: ffi@ffi.no