



FFI Forsvarets
forskningsinstitutt

22/00245

FFI-RAPPORT

Simuleringer med utvalgte STAP-metoder for luftbåren radar

Kyrre Strøm

Simuleringer med utvalgte STAP-metoder for luftbåren radar

Kyrre Strøm

Emneord

Radar
Signalbehandling
Adaptive filter
Simulering

FFI-rapport

22/00245

Prosjektnummer

1588

Engelsk tittel

Simulations with selected STAP methods for airborne radar

Elektronisk ISBN

E: 978-82-464-3387-5

Godkjenner

Børge Torvik, *forskningsleder*
Trygve Sparr, *forskningsdirektør*

Dokumentet er elektronisk godkjent og har derfor ikke håndskreven signatur.

Opphavsrett

© Forsvarets forskningsinstitutt (FFI). Publikasjonen kan siteres fritt med kildehenvisning.

Sammendrag

Simuleringer er utført for en luftbåren pulset radar i bevegelse med Uniform rektangular array (URA) antenne. Rom-tid signalprosesseringsmetoder er testet på simulert signalmiljø med modeller for homogent landclutter, sjøclutter, volumclutter, støyjammer og mål. Signal til clutter-pluss-støy forhold (SCNR) som er avgjørende for radarens deteksjonsevne, er undersøkt for de ulike metodene og sammenliknet for noen eksempelscenarioer med forskjellig type interferensforhold. Det er gitt en detaljert beskrivelse av modellene og beregningene som ligger til grunn for de utførte simuleringene. Simuleringene indikerer at konvensjonell beamforming og puls-dopplerprosessering blir blendet av bakkeclutter der Rom-tid adaptiv prosessering (*Space-time adaptive processing*) (STAP) oppnår gode SCNR. Suboptimale STAP-metoder som krever betydelig mindre regneressurser enn full STAP, gir tilnærmet like gode SCNR i de simulerte eksempelscenarioene. De suboptimale metodene testet er beam-space- og element-space versjoner av post-Doppler Redusert dimensjon STAP (RD-STAP) og pre-Doppler RD-STAP.

Summary

Simulations have been conducted for an airborne pulsed radar in motion carrying an [URA](#) antenna. Space-time signal processing methods have been tested on a simulated signal environment with models for homogeneous landclutter, seaclutter, volumeclutter, barrage jammer and target. [SCNR](#) that is crucial for the radar's detection ability, has been examined for the different methods and compared for some example scenarios with different types of interference conditions. A detailed description is given of the models and calculations that form the basis for the simulations performed. The simulations indicate that conventional beamforming and pulse-Doppler processing is blinded by ground clutter where [STAP](#) achieves good [SCNR](#). Suboptimal STAP methods that require significantly less computing resources than full STAP, provide almost as good [SCNRs](#) in the simulated example scenarios. The suboptimal methods tested are beamspace and element-space versions of post-Doppler [RD-STAP](#) and pre-Doppler RD-STAP.

Innhold

Sammendrag	3
Summary	4
1 Introduksjon	7
2 Signalmodell for pulset radar med gruppeantenne	8
2.1 Målsignal og støyjammer	9
2.2 Overflateclutter	11
2.2.1 Forfining i elevasjon	13
2.3 Volumclutter	14
2.3.1 Radaravstandslikning for deler av kuleskall	14
2.3.2 Volumgitter	15
3 Signalprosessering	17
3.1 Suboptimale STAP metoder	18
3.1.1 Post-Doppler STAP	19
3.1.2 Pre-Doppler STAP	19
3.2 Beamspacefiltre	22
4 Simuleringer	25
4.1 Landclutter	25
4.1.1 Landclutter og jamming	31
4.1.2 Suboptimal STAP mindre regnekrevende	31
4.2 Sjø- og regn-clutter	32
4.3 Kommentarer til simuleringene	34
5 Konklusjon	39
Forkortelser	40
Referanser	41



1 Introduksjon

Radar er et viktig redskap for overvåking og situasjonsforståelse som fungerer uavhengig av lys og værforhold. Mange radarer befinner seg på luftbårne plattformer, og FFI har flere prosjekter som undersøker deteksjonsegenskaper til radar på bevegelige plattformer.

Bakkerefleksjoner har større innvirkning på deteksjonsevnen til en luftbåren radar i bevegelse enn for en stillestående bakkebasert overvåkningsradar. Overflateclutter vil spre seg ut i dopplerfrekvens, siden bakkens relative hastighet til plattformen avhenger av vinkelen mellom stråleretningen og plattformens marsjretning. Konvensjonell puls-dopplerprosessering vil da oppleve problem med å skille ut bevegelige mål fra bakkeclutteret i motsetning til hva er tilfellet for en stasjonær radar. Hovedlobebredden og sidelobenivået til en radar i bevegelse har betydning for styrkenivået på dopplerspredningen av bakkeclutteret. Refleksjoner fra sjø eller kraftig regnvær vil ha liknende effekt, om enn i mindre grad. Vi undersøker signalprosesseringsmetoder for pulset radar med **URA**-antenne, og gjennom simuleringer sammenlikner vi deres evner til å undertrykke clutter og interferens. Signal-støyforholdet metodene oppnår har avgjørende betydning for deteksjonsevnen til radaren. Signalmiljøet under simuleringene er simulerte data for refleksjoner fra punktmål, landoverflate, sjø, regn og interferens samt termisk støy. Signalmodellene beskriver signalmiljøet for radaren i bevegelse og er hentet fra [1, 2, 3].

Rom-tid prosesseringsalgoritmer behandler data for én avstandscelle av gangen, og input til prosesseringsalgoritmene er sampleverdier av signalmodellene over et kuleskall eller en avstandsring. To ulike typer signalprosesseringsalgoritmer er undersøkt og sammeliknet. Den ene er konvensjonell beamforming i kombinasjon med konvensjonell puls-dopplerprosessering, og kan benyttes av en Passive electronic steering array (**PESA**)-radar med en enkel mottakskanal. Den andre typen er rom-tid adaptiv prosessering, **STAP**, som krever arrayantenne med flere subarrayer og en mottakskanal for hver subarray. En digital-beamforming radar med digitalisering av hver mottakskanal kan utføre STAP. Full STAP er svært ressurskrevende, og langt mindre regnekrevende suboptimale STAP-metoder blir benyttet i praksis. Vi undersøker STAP-metoder som har reduserte romlige frihetsgrader ved adaptiv prosessering, såkalt beam-space-metoder, og **RD-STAP**-metoder som utfører adaptiv prosessering med reduserte temporale frihetsgrader. Se [3, 4] for en oversiktlig beskrivelse av slike metoder.

I de simulerte signalmiljøene er clutter og interferens fullstendig kjent, og kovariansen av de uønskede signalene over antenneelementer og pulsrepetisjonsintervaller er kjent. Rom-tid korrelasjonsmatrisen er en essensiell ingrediens i STAP og må estimeres når STAP benyttes på reelle data. Gode estimater for korrelasjonsmatrisen er en forutsetning for velfungerende STAP, og i Seksjon 3.1 kommenterer vi kort på en mye benyttet estimeringsmetode. I våre simuleringer benytter vi imidlertid at vi kjenner eksakt kovariansen over rom-tid avlesningspunktene av de modellerte signalene og dermed har kjente uttrykk for kovariansmatrisen.

Signalmodellen beskrives i Kapittel 2 og er en noe modifisert versjon av et arbeid beskrevet i vedlegg til [5]. Optimal STAP og suboptimale STAP-metoder beskrives i Kapittel 3. Kapittel 4 rapporterer resultater fra simuleringer med de ulike metoden anvendt på noen eksempler av signalmiljø med ulike clutter- og interferensforhold. Simuleringene er utført for korte Koherent prosesseringsintervall (*Coherent processing interval*) (**CPI**) og homogent clutter. Det finnes omfattende litteratur om arrayprosessering og **STAP**, se for eksempel [6, 2, 3, 7].

2 Signalmodell for pulset radar med gruppeantenne

Vi ser på en signalmodell for pulset radar med gruppeantenne holdt av en plattform i bevegelse. En radarplattform i bevegelse har vinkel-dopplerrespons fra clutter som er forskjellig fra stasjonær plattform, og målet til rom-tid prosessering er å utnytte dette [4]. Clutter-dopplerfrekvensen avhenger av vinkelen mellom flyretningen og retningen til den enkelte clutterspreder. Retningsavhengigheten til clutterets dopplerfrekvens leder til STAP [2]. Vi benytter en modell for signalomgivelsen fanget av en fasestyrt gruppeantenne i bevegelse som tar hensyn til koblingen mellom retning og dopplerforskyvning i det tilbakespredte ekkosignalet. Signalrefleksjoner vil være sterkest sentralt i hovedloben, men ekko fra sprederne med stort Radartverrsnitt (*Radar cross section*) (RCS) vil ha betydning også når de havner i utkanten av hovedloben eller i sidelobene. Hver clutterflatelapp er betraktet som en ikke-fluktuerende punktrefleksor, og vi antar at radarsignalet er smalbåndet. I simuleringene i Kapittel 4 er båndbredden 1 % av bærefrekvensen. Faseforskjellen registrert av to antenneelementer for en innkommende plan bølge er bestemt av propagasjonsretningen og bølgelengden. Signalets båndbredde vil derfor føre til en viss dekorrelasjon i det mottatte signalet fra en punktrefleksor. Dette er ikke modellert i simuleringene. Heller ikke spredning i doppler og vinkel på grunn av fluktasjoner innen én og samme reflektor er modellert. Slike fluktasjoner vil kunne ha effekt for sprederne med myke overflater og intern bevegelse [2]. Simuleringer er utført for korte CPI, og det er ikke tatt hensyn til dekorrelasjon pga. range-walk gjennom en CPI. Vi antar også homogent clutter. Å ta hensyn til heterogent clutter med kraftige distinkte sprederne ville krevet en mer omfattende signalmodell enn modellen benyttet her. For eksempel vil en radar ved lange CPI kunne motta betydelige signaler fra distinkte, relativt nære sprederne som endrer retning gjennom integrasjonsperioden pga. plattformens egenhastighet. Dette faller utenfor vår modell.

Rom-tid-prosessering er koherent integrasjon av mottatte signaler for en gitt tidsforsinkelse fra pulsene i et pulstog. La $x_{n,m}$ være den komplekse spenningsamplituden avlest fra arrayantennens kanal n etter pulskompresjon for en gitt tidsforsinkelse t_0 av puls nummer m i et pulstog. La videre x være vektoren av lengde MN av avlesningen fra alle kanaler og alle pulser i pulstøget for den samme tidsforsinkelsen, $x = [x_{0,0}, x_{1,0}, \dots, x_{N-1,0}, x_{0,1}, \dots, x_{N-1,M-1}]$. Avlesningsvektoren er ordnet pulsvis slik at avlesningen fra alle kanalene for samme puls er ordnet fortløpende. x omtales gjerne som et øyeblikksbilde (engelsk: snapshot) for tidsforsinkelsen t_0 , eller for avstandscellen $r_0 = ct_0/2$ hvor c er lyshastigheten. I dette kapitlet gir vi en modell for x når x er radarekko signal av formen

$$x = x_T + x_{SC} + x_{VC} + x_J + x_N$$

hvor x_T er signal fra mål, x_{SC} fra overflateclutter, x_{VC} fra volumclutter, x_J fra støyjammer og x_N er termisk støy.

I Kapittel 3 skal vi se nærmere på lineære filtre for x av typen $w^h x$ der w er en kompleks NM vektor og w^h er den komplekskonjugerte transponerte til w . I de metodene spiller kovariansen av mottatte signaler over pulser og antenneelementer en essensiell rolle, og korrelasjonsmatrisen for de uønskede signalene blir derfor viet en god del oppmerksomhet i denne seksjonen. Signaleffekten etter filtrering fra et ikke-fluktuerende mål er $|w^h x_T|^2$. Betegner vi de uønskede signalene $x_U = x_{SC} + x_{VC} + x_J + x_N$, er effekten av cluttersignal, jammesignal og termisk støy gitt ved forventningen $\mathcal{E}(|w^h x_U|^2) = w^h \mathcal{E}(x_U x_U^h) w = w^h R w$. Her er \mathcal{E} forventningsoperatoren og R er rom-tid korrelasjonsmatrisen for de uønskede signalene. Signal til interferens-pluss-støy

forhold (SINR) er da

$$SINR = \frac{|w^h x_T|^2}{w^h R w}. \quad (2.1)$$

Vi vil anta i denne rapporten at refleksjonene fra mål, overflateclutter, volumclutter, jamming og støy er uavhengige variable, og videre at termisk støy er hvit gaussisk slik at

$$R = \mathcal{E}(x_{SC} x_{SC}^h) + \mathcal{E}(x_{VC} x_{VC}^h) + \mathcal{E}(x_N x_N^h) = R_{SC} + R_{VC} + R_J + \sigma_w^2 I_{NM}. \quad (2.2)$$

Vi vil noen ganger benytte betegnelsen SCNR om forholdet mellom målsignal og uønsket signal når det uønskede signalet består av clutter pluss termisk støy. I forkortelsene SCNR, SINR, Signal til støy forhold (*Signal to noise ratio*) (SNR) og Clutter til støy forhold (*Clutter to noise ratio*) (CNR) betegner N den termiske støyen etter den koherente prosesseringen, mens C betegner clutter og er responsen på uønsket signal med opprinnelse eksternt til radaren. I er en samlebetegnelse for uønsket interferens fra både jammer og clutter. S er målsignalet etter prosessering. For en godt designet radar vil den egenproduserte termiske støyen kunne være så lav at støyen fra kosmisk bakgrunnstråling er av samme størrelsesorden. Den kosmiske støyen har lignende karakteristika med termiske støy generert av radaren selv. I denne rapporten vil vi likevel se bort fra kosmisk støy og andre eksterne støykilder med tilsvarende karakteristika.

2.1 Målsignal og støyjammer

Vi antar radaren sender ut tog av pulser med en gitt Pulsrepetisjonsfrekvens (PRF) og bølgelengde λ . Signal til støy forholdet for mottatt signaleffekt av ett antenneelement for én puls av ekkoet fra et punktmål i avstand r og radartverrsnitt σ er gitt ved radaravstandslikningen

$$\xi = \frac{P_t \tau G_t(\eta) g_r(\eta) \lambda^2 \sigma F^4}{(4\pi)^3 r^4 L_s L_a F_N N_0}. \quad (2.3)$$

ξ betegner SNR oppnådd av ett antenneelement ved mottak av én puls etter bølgeformtilpasset filtrering (puls-kompresjon). ξ er utgangspunktet for beregning av SNR oppnådd av radaren etter prosessering av signalene for alle pulsene i et CPI avlest fra alle elementene i gruppeantennen. I (2.3) er P_t utsendt spisseffekt fra radaren, τ er pulslengden, $G_t(\eta)$ antennevinning for sending i retning η og $g_r(\eta)$ elementvinning for mottak fra retningen η . Den termiske støyspektraltettheten er $N_0 = k_B T_0$ hvor k_B er Boltzmann konstant og vi velger $T_0 = 290 \text{ K}$. Videre er F_N støy-tall, L_s systemtap og L_a atmosfærisk tap. Atmosfæretapet avhenger av radiofrekvensen og avstanden r ,

$$L_a(r) = e^{2r(\gamma_s + \gamma_r)} \quad (2.4)$$

hvor γ_r er dempningskoeffisienten for regn og γ_s for oksygen og vanddamp. Begge koeffisientene avhenger av bølgelengden og er spesifisert i [8], [9]. Propagasjonsfaktoren F representerer multipath interferens for signalekko fra mål over sjø og er beskrevet i [10]. For ekko fra mål over land har vi ikke tilsvarende multipatheffekt og vi ser bort fra propagasjonsfaktoren i våre simuleringer for ekko over land ($F = 1$).

For en radar med båndbredde B er termisk støyeffekt pr element og puls

$$\sigma_w^2 = F_N N_0 B$$

Mottatt effekt av signalet fra hvert antenneelement per puls blir $\xi\sigma_w^2$. I våre simuleringer vil vi sette vinning lik direktivitet og benytte $g_r = 2$ for en uniform lineær gruppeantenne med bakplan, og for en URA-antenne benytter vi $g_r(\eta) = \eta_3 dx dy 4\pi/\lambda^2$ der dx, dy er avstanden mellom elementene i URA-antennen, og η_3 er målretningen η sin normalkomponent til antenneplanet.

Mottatte signaler for hver kanal og puls i pulstoget vil være faseforskjøvet i forhold til hverandre avhengig av målets relative hastighet og retning i forhold til radaren og gruppeantennens orientering. Signaltilpasset filtrering (matched filtering) av ekko for pulstoget fra et mål i avstand r ved tidsforsinkelsen $t = 2r/c$ vil gi avlest signalspenning for antenneelement n og puls m lik

$$x_{n,m} = \alpha e^{i2\pi\theta_n} e^{i2\pi m\varpi}, \quad \mathcal{E}(|\alpha|^2) = \sigma_w^2 \xi$$

Her er det antatt at avstanden til målet er så stor at det er en plan bølgefront som treffer radaren. Se for eksempel [3] for en utledning. Spenningsamplituden α er en tilfeldig variabel med størrelse gitt ved signal til støy forholdet ξ fra radaravstandslikningen (2.3) og den termiske støyeffekten σ_w^2 . Faseskiftet $\theta_n = \langle p_n, \eta \rangle / \lambda$ gjenspeiler tiden signalets bølgefront bruker fra antennens referansesenter til antenneelement nr n i relativ posisjon p_n . Her betegner $\langle \cdot, \cdot \rangle$ prikk-produkt mellom vektorer i \mathbb{R}^3 . Videre er $\varpi = f_D T_{pri}$ den normaliserte temporale frekvensen hvor $T_{pri} = 1/PRF$ er pulsrepetisjonsintervallet og $f_D = -2v_{rad}/\lambda$ er målets dopplerfrekvensskift. Målets radielle hastighet er $v_{rad} = \frac{d}{dt}r(t) = \langle v, \eta \rangle$ hvor v er målets hastighetsvektor relative til radaren. Den normaliserte dopplerfrekvensen er gitt ved

$$\varpi = -2 \frac{\langle v, \eta \rangle}{\lambda PRF} \quad (2.5)$$

Målets element-puls avlesning for denne avstanden r kan bli arrangert som en vektor av lengde NM i form av et Kroneckerprodukt av to vektorer,

$$x_T = \alpha s_{st}(\varpi, \eta), \quad \mathcal{E}(|\alpha|^2) = \xi \sigma_w^2 \quad (2.6)$$

hvor $s_{st}(\varpi, \eta) = s_t(\varpi) \otimes s_s(\eta)$ og

$$s_s(\eta) = [e^{i2\pi\theta_0}, \dots, e^{i2\pi\theta_{N-1}}]^T, \quad \theta_n = \langle \eta, p_n \rangle / \lambda \quad \text{og} \quad s_t(\varpi) = [1, e^{i2\pi\varpi}, \dots, e^{i2\pi(M-1)\varpi}]^T$$

Radarstrålen følger en noe krum bane gjennom atmosfæren som bøyes svakt mot jordoverflaten ved standard atmosfære. Uten ducting kan geometrien for jordoverflaten og den krumme banen approksimeres med en geometri der strålebanen er rettlinjert og jordoverflaten er byttet ut med en sfære av utvidet jordradius, $a_e = 4/3r_E$ hvor r_E er jordradien [3]. Anvendelse av cosinussetningen for lengder og vinkler i en trekant gir følgende uttrykk for elevasjonsvinkelen ϑ_t for en stråle som sendes ut fra en plattform i høyde h over havet og treffer et mål som befinner seg i avstand r fra radarplattformen og i høyde h_t over havet,

$$\vartheta_t = -\sin^{-1} \left(\frac{r^2 + h(h + 2(a_e + h_t))}{2r(h + a_e + h_t)} \right) \quad (2.7)$$

Den termiske støyen for hvert antenneelement og puls er antatt uavhengig av hverandre og til å ha hvit gaussisk fordeling med samme styrke

$$x_N = [\alpha_0, \dots, \alpha_{NM-1}]^T, \quad \mathcal{E}(\alpha_i \alpha_j^*) = \sigma_w^2 \delta_{ij}. \quad (2.8)$$

Her er $\delta_{ij} = 1$ når $i = j$ og 0 ellers.

Signalet fra en *støyjammer* i stor avstand fra radaren antas å oppføre seg som en smalbandet plan bølge med en tidsavhengig amplitude. Den tidsavhengige amplituden endrer seg lite under den korte propagasjonstiden over radarantennen, men dekorrelerer i løpet av et pulsrepetisjonsintervall. Jammesignalet ser ut som en plan bølge fra antenneelement til antenneelement ved samme tidspunkt, og som hvit støy fra puls til puls ved samme mottakerelement. Snapshot for jammesignalet over antennelementer og pulser er

$$x_J = \alpha \otimes s_s(\eta), \quad \alpha = [\alpha_0, \dots, \alpha_{M-1}]^T \quad (2.9)$$

$$\mathcal{E}(\alpha_i, \alpha_j^*) = \delta_{ij} \xi_J \sigma_w^2$$

der ξ_J er signal til termisk støyforhold for jammesignal mottatt av hvert antenneelement for ett pulsrepetisjonsintervall, og σ_w^2 er termisk støyeffekt. Spenningsamplituden α_m mottatt under pulsrepetisjonsintervall nr m er den samme for alle antenneelementene. Signal til støyforholdet ξ_J for ett element og en puls er bestemt av avstandslikningen

$$\xi_J = \frac{S_J g_e(\eta) \lambda^2}{(4\pi r)^2 L_a(r/2) N_0 F_N} \quad (2.10)$$

Her er S_J jammerens effektspektralitet, og r er avstanden til jammeren. De andre symbolene er forklart under (2.3). Atmosfæretapet (2.4) skjer her bare for enveisbanen fra jammer til radar. Korrelasjonsmatrisen for jammesignalet over antenneelementer og pulsrepetisjonsintervallene i et pulstog er

$$R_J = \mathcal{E}(x_J x_J^h) = \sigma_w^2 \xi_J I_M \otimes s_s(\eta) s_s(\eta)^h$$

Dersom vi har k støyjammere fra retninger η_0, \dots, η_k , vil vi anta signalene fra jammerne er uavhengige av hverandre slik at summen av signalene $x_J = x_{J_1} + \dots + x_{J_k}$ har en korrelasjonsmatrise som er lik summen av korrelasjonsmatrisene til hver av jammerne.

$$R_J = I_M \otimes S \Sigma_J S^h \quad \text{hvor} \quad (2.11)$$

$$\Sigma_J = \sigma_w^2 \text{diag}(\xi_{J_1}, \dots, \xi_{J_k}), \quad S = [s_s(\eta_1), \dots, s_s(\eta_k)]$$

2.2 Overflateclutter

Vi betrakter clutter som en samling av clutterflatelapper (clutter patches) med hver sin RCS [3, 4]. Clutterflatelapper med samme avstand r_0 fra radaren vil bidra til samme avstandscelle for radarens filter. Videre vil flatelapper med avstander svarende til et helt multiplum av pulsrepetisjonsintervallet gi bidrag til samme avstandscelle slik at flatelapper i avstanden $r_i = r_0 + i r_u$ for $i \in \mathbb{Z}$ der $r_i > 0$ bidrar til samme unike avstandscelle. Her er $r_u = c/(2PRF)$ det unike avstandsintervallet og c lyshastigheten. Vi får derfor ringer av clutterflatelapper som bidrar til hver avstandscelle. Vi deler opp hver clutterring i N_c flatelapper. Har vi N_a flertydige avstander innenfor radarhorisonten vil vi få bidrag fra $N_c N_a$ clutterflatelapper for avstandscelle r_0 hvor radarekko fra fra hver clutterflatelapp antas å være en plan bølge. Spenningsfeltet mottatt av alle antenneelementene for alle pulsene i pulstoget fra clutteret svarende til avstandscellen r_0 tar formen

$$x_{SC} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{k=1}^{N_c} \alpha_{ik} s_{st}(\varpi_{ik}, \eta_{ik}) \quad (2.12)$$

Her er spenningsamplituden α_{ik} gitt av radaravstandslikningen (2.3) for flatelapp ik slik at $\mathcal{E}(|\alpha_{ik}|^2) = \xi_{ik}\sigma_w^2$. ξ_{ik} er signal til støy forhold for refleksjonen fra clutterflatelappen i retningen η_{ik} med RCS $\sigma_{c,ik}$. I denne sammenheng vil propagasjonsfaktoren være omfattet av modellen vi bruker for reflektivitet av sjøclutter slik at faktoren F^4 i (2.3) er inkorporert i radartverrsnittet for clutterflatelappene. Den normaliserte dopplerfrekvensen er gitt ved $\varpi_{ik} = \frac{2T_{pri}}{\lambda} \langle v_p, \eta_{ik} \rangle$ hvor v_p er radarplattformens hastighet. Clutterets hastighet relativ til plattformen er motsatt av plattformhastigheten og tar hånd om fortegnet i uttrykket (2.5) for den normaliserte dopplerfrekvensen. Vi antar spenningsfeltene mottatt fra ulike clutterflatelapper er ukorrelerte tilfeldige variable, $\mathcal{E}(\alpha_{ik}\alpha_{j\ell}^*) = \delta_{ij}\delta_{k\ell}\xi_{ik}\sigma_w^2$. Korrelasjonsmatrisen over alle kanaler og pulser for spenningsfeltet fra clutter i avstand r blir

$$R_{SC} = \mathcal{E}(x_{SC}x_{SC}^h) = \sum_i \sum_k \xi_{ik}\sigma_w^2 s_{st}(\varpi_{ik}, \eta_{ik}) s_{st}(\varpi_{ik}, \eta_{ik})^h \quad (2.13)$$

La φ betegne asimut og ϑ elevasjon i radarplattformens Øst-nord-opp (*East-North-Up*) (ENU) koordinatsystem for retningen η slik at

$$\eta(\varphi, \vartheta) = [\cos(\varphi) \cos(\vartheta), \sin(\varphi) \cos(\vartheta), \sin(\vartheta)]^T \quad (2.14)$$

Retningen til clutterflatelapp ik er da $\eta_{ik} = \eta(\varphi_k, \vartheta_i)$. Når materialet for clutteret har reflektivitet σ_0 , er RCS for clutterflatelapp ik gitt ved

$$\sigma_c(\eta_{ik}) = \sigma_0(\eta_{ik})A_i \text{ der } A_i = r_i \Delta\varphi \Delta r / \cos \psi_{gr} \quad (2.15)$$

Her er A_i arealet av den typiske flatelappen i avstandsring nr i . Sampling med frekvens lik båndbredden gir avstandsceller av lengde $\Delta r = c/(2B)$ hvor c er lyshastigheten. En oppdeling av clutteravstandsringen i clutterflatelapper med asimutbredde lik 3 dB hovedlobebredde ved elevasjon 0 får vi ved å velge $\Delta\varphi = \lambda/(Nd)$. Her er N antall elementer langs den første aksen i det rektangulære antenneelementgriddet til URA antennen, og for dette estimatet er antennen orientert slik at den første elementaksen er horisontal og parallell til horisontalplanet gjennom clutter-avstandsringen. Streifvinkel ψ_{gr} er vinkelen mellom innkommende stråle og tangentplanet til underlaget i skjæringspunktet for strålen. En trekantbetraktning og anvendelse av cosinussetningen gir et uttrykk for streifvinkel [3]. For en stråle som sendes ut i høyde h over havet og treffer havet i en avstand r fra radarplattformen har ψ_{gr} følgende uttrykk

$$\psi_{gr} = -\sin^{-1} \left(\frac{r^2 - h(h + 2a_e)}{2ra_e} \right) \quad (2.16)$$

Elevasjonsvinkelen ϑ_c for den samme strålen ved utsending fra radaren får vi fra ϑ_t i (2.7) ved å sette $h_t = 0$. Avstand til horisonten r_{hrz} for radaren i høyde h over havet får vi ved å sette streifvinkel lik null slik at strålebanen tangerer havoverflaten, $r_{hrz} = \sqrt{2a_e h + h^2}$. En skjematisk tegning for streifvinkelen og elevasjonsvinkel er vist i Figur 2.1.

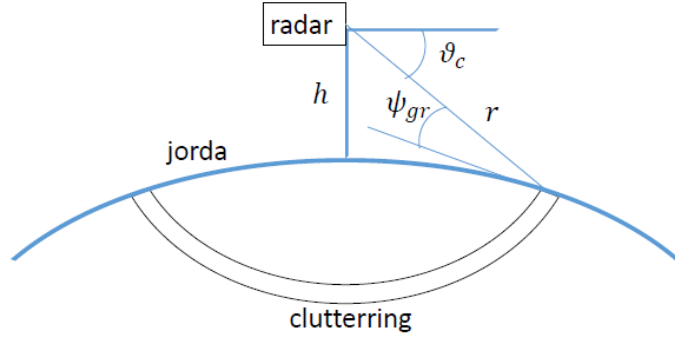
To modeller for reflektiviten (2.15) er benyttet under simuleringene. For landclutter benytter vi en konstant- γ modell [3]

$$\sigma_0(\eta) = \gamma \sin \psi_{gr} \text{ , } \gamma > 0 \quad (2.17)$$

Parameteren γ avhenger av terrenget. For sjøclutter har vi benyttet

$$\sigma_0 = \text{'NRL empirisk model for midlere reflektivitet'} \quad (2.18)$$

NRL modellen [11] avhenger av sjøtilstand, streifvinkel og radiofrekvens.



Figur 2.1 Ring av bakkeclutter i avstand r og radarstråle med elevasjonsvinkel ϑ_c , streifvinkel ψ_{gr} .

2.2.1 Forfining i elevasjon

En antenne med god oppløsning i elevasjon vil belyse en avstandscelle med ulik intensitet avhengig av strålemønsterets intensitet i elevasjon [1]. I det tilfellet vil det være nødvendig å gjøre en forfining av summen (2.12) for signalspenningen reflektert fra overflateclutter i avstand r . Simuleringene i Kapittel 4 er utført med en slik forfining som vi her skisserer. En avstandscelle av lengde Δr i avstand r fra radaren og hvor radarstrålen har streifvinkel ψ_{gr} vil svare til en åpningsvinkel i elevasjon $\Theta = \tan \psi_{gr} \Delta r / r$. Når radaren har elevasjonsoppløsning lik $\Delta \vartheta$, kan vi gjøre en oppdeling av åpningsvinkelen i elevasjon for avstandsring nr i ved $\Theta_i = \cup_{\ell=-j_i}^{j_i} d\vartheta_{i,\ell}$ der $d\vartheta_{i,\ell} = \Delta \vartheta$ for $\ell = -j_i + 1, \dots, j_i - 1$ og $d\vartheta_{i,\pm j_i} \leq \Delta \vartheta$. Tilhørende elevasjonsmidtpunkter er $\vartheta_{i,\ell} = \vartheta_i + \ell \Delta \vartheta$ for $|\ell| < j_i$ og $\vartheta_{i,\pm j_i} = \vartheta_i \pm \min(\Theta_i/2, j_i \Delta \vartheta)$. De tilhørende retningene i 3-rommet blir $\eta_{i,\ell,k} = \eta(\varphi_k, \vartheta_{i,\ell})$ hvor $\eta(\varphi, \vartheta)$ er gitt i (2.14). Dersom avstandsoppløsningen er bedre enn elevasjonsoppløsningen slik at $\Theta = \tan \psi_{gr} \Delta r / r_i < \Delta \vartheta$, har vi $j_i = 0$ og setter $\vartheta_{i,0} = \vartheta_i$, $d\vartheta_0 = \Theta$. Flatelappen i avstand r_i med radiell lengde Δr , asimutåpningsvinkel $\Delta \varphi$ har areal $A_i = r_i \Delta r d\varphi / \cos \psi_{gr}$ som nå kan skrives

$$A_i = \sum_{\ell=-j_i}^{j_i} A_{i,\ell} \text{ hvor } A_{i,\ell} = r_i^2 d\vartheta_{i,\ell} \Delta \varphi / \sin \psi_{i,gr}$$

Radartverrsnittet $\sigma_{i,k}$ gitt ved (2.15) for flatelapp ik erstattes med en tilsvarende sum av RCS for subflatelappene $\sigma_{i,\ell,k}$, hver med areal $A_{i,\ell,k} = A_{i,\ell}$. Snapshot for overflaterrefleksjonene fra avstandscellen r skrives som en sum over foldinger av de flertydige avstandene r_i , og bidragene fra hver ring er delt opp i mindre ringer bestemt av elevasjonsoppløsningen. Til sist er hver enkelt ring delt opp i flatelapper bestemt av asimutoppløsningen som er den samme for alle ringene. En forfinet versjon av (2.12) tar formen

$$x_{SC} = \sum_i \sum_{\ell=-j_i}^{j_i} \sum_k \alpha_{i\ell k} s_{st}(\varpi_{ik}, \eta_{i\ell k}) \quad (2.19)$$

Likeledes må summen for korrelasjonsmatrisen (2.13) forfines.

2.3 Volumclutter

Vi benytter en volumcluttermodell bestemt av volumreflektivitet [1]. Volumreflektivitet γ_v måler forholdet mellom utsendt effekt per volum og innkommende intensitet for det reflekterende objektet og har enhet m^2/m^3 . En empirisk modell av volumreflektivitet for regnvær er gitt ved

$$\gamma_v = 5.59 \times 10^{-14} \frac{\rho_r^{1.6}}{\lambda^4}$$

hvor ρ_r er regnværsintensitet målt i mm per time og λ er bølgelengden for strålingen [10]. Atmosfærevolumet er delt inn i volumceller. Volumcellene beveger seg på grunnlag av vindretning og -hastighet. En enkel vindmodell er valgt med konstant vindretning og konstant vindskjær proporsjonalt med høyden over havet.

Simuleringen av volumclutter benytter en form av radaravstandslikningen for hver volumcelle oppnådd med utgangspunkt i en differensiell form av radaravstandslikningen som vist i neste avsnitt.

2.3.1 Radaravstandslikning for deler av kuleskall

Vi starter som i [1] med radaravstandslikningen for differensielle volumelementer og integrerer opp, men tar hensyn til ulik vinning på sending og mottak, hvor mottak gjelder for ett enkelt antenneelement. Videre gjør vi en tyngdepunkt betraktning og ender opp med radarlikningen for et punktmål som approksimasjon til likningen for den aktuelle delen av kuleskallet. Vi gjør oppmerksom på at kuleskall i dette avsnittet ikke er 2-dimensjonale flateceller, men har tykkelse og betegner 3-dimensjonale volumceller. Sfæriske volumskjell er en alternativ betegnelse.

La $d\sigma$ være RCS for et volumelement. Radar-avstandslikningen for mottatt effekt reflektert av volumelementet tar formen

$$dP = \frac{P_t G_t g_r \lambda^2 d\sigma}{(4\pi)^3 r^4 L_s L_a(r)}$$

Vi antar RCS for volumelementet kan uttrykkes ved volumreflektiviteten som $d\sigma = \gamma_v dV$. Integrasjon av bidragene fra volumelementene over hele volumet V gir avstandslikningen for mottatt effekt fra hele det reflekterende objektet. I først omgang ser vi på tilfellet at V er del av et sfærisk skjell av tykkelse Δr i avstand r_0 fra radaren og med åpningsvinkel $\Omega \subseteq \mathbb{S}_2$ slik at $V = \{r\eta : (r, \eta) \in Dr_0 \times \Omega\}$ hvor $Dr_0 = r_0 + [-\Delta r/2, \Delta r/2]$. \mathbb{S}_2 er enhetssfæren. I kulekoordinater (r, η) over $\mathbb{R} \times \mathbb{S}_2$ tar volumelementet for integrasjon formen $dV = r^2 dr d\eta$, og radarlikningen for mottatt effekt reflektert fra volumet V kan skrives

$$\begin{aligned} P_V &= \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 L_s} \int_{Dr_0 \times \Omega} \frac{G_t(\eta) g_r(\eta)}{r^4 L_a(r)} \gamma_v r^2 dr d\eta \\ &\simeq \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 L_s L_a(r_0)} \frac{\gamma_v \Delta r}{r_0^2 - (\Delta r/2)^2} \int_{\Omega} G_t(\eta) g_r(\eta) d\eta \end{aligned}$$

Her er γ_v og L_a antatt tilnærmet konstante over V . Uttrykket for P_V kan skrives som radarlikningen for et punktmål lokalisert i avstand r_0 og retningen lik tyngdepunktet η_* over åpningsvinkelen Ω

for vinningsproduktet, $\int_{\Omega} G_t(\eta)\eta d\eta = G_t(\eta_*)g_r(\eta_*)A_{\Omega}$ hvor $A_{\Omega} = \int_{\Omega} d\eta$. Den tilhørende RCS for dette punktmålet tar formen

$$P_V = \frac{P_t \lambda^2 G_t(\eta_*) g_r(\eta_*) \sigma_V}{(4\pi)^3 L_s r_0^4} \quad (2.20)$$

$$\sigma_V = \gamma_v \frac{\Delta r}{1 - (\Delta r / (2r_0))^2} r_0^2 A_{\Omega} \quad (2.21)$$

Radarens båndbredde B bestemmer avstandsopløsningen $\Delta r = c / (2B)$. RCS for volumet V går som kvadratet av avstanden i likhet med volumet det representerer.

2.3.2 Volumgitter

Vi har simulert volumclutter for jordatmosfære V_{atm} ved å anvende (2.20) på kuleskallelementer.

V_{atm} er delt inn i kuleskall med økende radius sentrert i radarplattformen, alle av tykkelse Δr . Hvert kuleskall er så delt inn i et grid av volumceller med tykkelsen til skallet og romvinkeloppdelingen gitt ved et rektangulært asimut-elevasjon rutenett. Clutteret i alle volumcellene i kuleskallet med radius r_0 innenfor den unike radaravstanden vil bidra til avstandscellen r_0 for radaren. I tillegg kommer bidragene fra de flertydige avstandscellene, så avstandscellen r_0 vil ha bidrag av volumclutter fra kuleskall i avstand $r_i = r_0 + ir_u$ for $i = 0, 1, \dots$ hvor $r_u = c / (2PRF)$ er det unike avstandsintervallet til radaren. Retningen η kan parametriseres ved asimut φ og elevasjon ϑ som i (2.14) og med tilhørende arealelement $d\eta = \cos \vartheta d\varphi d\vartheta$ for $(\varphi, \vartheta) \in [-\pi, \pi) \times [-\pi/2, \pi/2)$. Enhetssfæren deler vi inn i et rutenett av rektangulære asimut-elevasjonceller med senterpunkter $\eta_{k,\ell} = \eta(\varphi_k, \vartheta_{\ell})$ der $\varphi_k = \varphi_0 + k\Delta\varphi$, $\vartheta_{\ell} = \vartheta_0 + \ell\Delta\vartheta$ for $k, \ell \in \mathbb{Z}$ og $\eta(\varphi_0, \vartheta_0)$ er pekeretningen til radarens sende-hovedlobe. Den tilhørende gridcellen i kuleskallet med radius r_i er gitt ved $V_{i,k,\ell} = \{r\eta : (r, \eta) \in Dr_i \times \Omega_{k,\ell}\}$ hvor $Dr_i = r_i + [-\Delta r/2, \Delta r/2]$ og $\Omega_{k,\ell} = \{\eta(\varphi, \vartheta) : (\varphi, \vartheta) \in \{(\varphi_k, \vartheta_{\ell}) + [-\Delta\varphi/2, \Delta\varphi/2] \times [-\Delta\vartheta/2, \Delta\vartheta/2]\}\}$. I Seksjon 2.3.1 ga vi en tilpasning av radaravstandslikningen til effekten reflektert fra et kuleskallelement med gitt tykkelse. En approksimasjon til mottatt cluttereffekt reflektert fra volumcelle $V_{i,k,\ell}$ vil ifølge (2.20) være

$$P_{i,k,\ell} = \frac{P_t \lambda^2 G_t(\eta_{k,\ell}) g_r(\eta_{k,\ell})}{(4\pi)^3 r_i^4 L_s L_a(r_i)} \sigma_{i,k,\ell} \quad \text{hvor} \quad (2.22)$$

$$\sigma_{i,k,\ell} = \gamma_v \frac{\Delta r}{1 - (\Delta r / (2r_i))^2} r_i^2 A_{k,\ell} \quad (2.23)$$

og $A_{k,\ell} = \int_{\Omega_{k,\ell}} d\eta = \Delta\varphi (\sin(\vartheta_{\ell} + \Delta\vartheta/2) - \sin(\vartheta_{\ell} - \Delta\vartheta/2)) = \cos \vartheta_{\ell} \sin(\Delta\vartheta/2) 2\Delta\varphi$. Her er forutsett at hele det sfæriske området $r_i\eta(\Omega_{k,\ell})$ befinner seg innenfor den aktuelle delen av atmosfæren, V_{atm} . Bare den delen av gittercellen som snitter den aktuelle delen av atmosfærevolumet V_{atm} vil gi clutterbidrag til radarens avstandscelle r_0 . Hvis det sfæriske området $r_i\eta(\Omega_{k,\ell})$ strekker seg ovenfor eller nedenfor V_{atm} , erstattes $A_{k,\ell}$ med romvinkelen $A_{i,k,\ell}$ for snittet av området $r_i\eta(\Omega_{k,\ell})$ med den aktuelle atmosfæredelen. Hvis i tillegg punktet $r_i\eta_{k,\ell}$ ligger utenfor V_{atm} erstattes retningen $\eta_{k,\ell}$ med en retning $\eta_{i,k,\ell}$ hvor elevasjonen er justert slik at $r_i\eta_{i,k,\ell}$ blir liggende på kanten av V_{atm} .

Vi kan nå lage en tilsvarende modell for spenningsfeltet mottatt fra volumclutteret tilsvarende det vi gjorde for overflateclutter. La

$$\xi_{i,k,\ell} = \frac{P_{i,k,\ell} \tau B}{\sigma_w^2}$$

være effekt-forholdet etter avstandskompresjon mellom clutter og termisk støy for volumcellen $V_{i,k,\ell}$ der τ er pulslengde, B båndbredde og $P_{i,k,\ell}$ er gitt i (2.22). Spenningsamplituden $\alpha_{i,k,\ell}$ for signalekkoet for denne volumcellen må ha en forventet effektrespons lik $\xi_{i,k,\ell}\sigma_w^2$. Vi antar refleksjonene fra to ulike volumceller er fullstendig ukorrelerte slik at $\mathcal{E}(\alpha_{i,k,\ell}\alpha_{j,m,n}^*) = \delta_{ij}\delta_{km}\delta_{\ell n}\xi_{i,k,\ell}\sigma_w^2$. Videre antar vi at refleksjonene fra en og samme volumcelle er koherente over pulstoget i et CPI, og ender opp med følgende uttrykk for volumclutterbidraget til avstandscelle i avstand r_0 ,

$$x_{VC} = \sum_i \sum_\ell \sum_k \alpha_{i,k,\ell} s_{st}(\varpi_{k,\ell}, \eta_{k,\ell})$$

Summen går over alle i, k, ℓ slik at $V_{i,k,\ell} \cap V_{atm} \neq \emptyset$ hvor V_{atm} er den aktuelle delen av atmosfæren. Refleksjonene fra to ulike volumceller er antatt uavhengig og vi får følgende uttrykk for korrelasjonsmatrisen R_V over alle antenneelementer og pulser for volumclutterresponsen i avstandscelle r_0

$$R_{VC} = \mathcal{E}(x_{VC}x_{VC}^h) = \sum_{i=0} \sum_\ell \sum_k \xi_{i,k,\ell}\sigma_w^2 s_{st}(\varpi_{k,\ell}, \eta_{k,\ell}) s_{st}(\varpi_{k,\ell}, \eta_{k,\ell})^h$$

3 Signalprosessering

For luftbårne radarer i bevegelse er **STAP** en metode for å lage lineære filtre som maksimerer **SCNR** når avstanden er gitt. STAP forutsetter arrayantenne med flere mottakskanaler. Jo flere mottakskanaler og pulser, jo flere frihetsgrader har STAP til rådighet for å undertrykke interferens. En full digital beamforming fasestyrt antenne med mange elementer og Analog digital omformer (**ADC**) for hvert antenneelement vil gi mange frihetsgrader, men samtidig sette store krav til dataoverføring og regnekraft for signalprosessoren.

Optimalt rom-tid lineært filter w for maksimering av SNR for mål i hvit støy er gitt ved rom-tid styringsvektoren til målet [6]. For et mål i retning η med normalisert dopplerfrekvens ϖ er gjerne den ønskede rom-tid responsvektoren g en sidelobedempet versjon av styringsvektoren på målet. Den konvensjonelle rom-tid beamformerer er gitt ved den ønskede rom-tid responsvektoren

$$w = g = (b \otimes a) \odot s_{st}(\varpi, \eta), \quad \text{konvensjonell.} \quad (3.1)$$

Her er g ønsket responsvektor, og a, b er koeffisientvektorer for sidelobedemping av romlig og temporal styringsvektor. Dette rom-tidfilteret svarer til konvensjonell beamforming i retning η med sidelobedemping og sidelobedempet Diskret-tid Fourier transform (**DTFT**) for et pulstogsignal evaluert i frekvensen $\varpi = f_D/PRF$ hvor f_D er dopplerfrekvensen til signalekket.

Situasjonen er annerledes hvis det er clutter tilstede i samme avstandscelle. La det avleste signalet for den gitt avstandscellen ha formen $x = x_T + x_U$ der x_U er summen av interferens og termisk støy og $x_T = \alpha s_{st}(\varphi, \eta)$ er signal fra målet. Full STAP beregner et filter w slik at filterresponsen $w^h x$ maksimerer forholdet mellom ønsket filterrespons og interferens pluss støy

$$\max_w \frac{|w^h g|^2}{w^h R w}, \quad R = \mathcal{E}(x_U x_U^h) \quad (3.2)$$

Her er g den ønskede responsvektoren. Løsningen følger ved Cauchy-Schwarz ulikhet, og er gitt ved

$$w = \beta R^{-1} g, \quad \beta \in \mathbb{C} \quad (3.3)$$

Se for eksempel [1]. Rom-tid korrelasjonsmatrisen R for de uønskede signalene er gitt ved (2.2). Når ønsket responsvektor g velges lik styringsvektoren på målet, sammenfaller problemet (3.2) med maksimering av **SINR** i problem (2.1). Skaleringsfaktoren β påvirker ikke signal til støyforholdet. Filterets effektrespons for interferens og støy er gitt ved $w^h R w = |\beta|^2 g^h R^{-1} g$, og en enhetsnormalisering av støyen får vi ved å velge

$$\beta = 1/\sqrt{g^h R^{-1} g}$$

Ved denne skaleringen blir rom-tid-beamformerens effektrespons på målsignalet, $|w^h s_{st}|^2$, lik **SINR**. En detektors falsk-alarmlrate vil ofte være en enkel funksjon av signalomgivelsens interferensnivå. En beamformer som gir konstant interferensnivå vil da borge for en konstant falsk-alarmlratedetektor, [1, kap. 6].

Korrelasjonsmatrisen R i likningsystem (3.3) for beregning av vektene w vil gjerne være dårlig kondisjonert med store forskjeller på de største og minste egenverdiene. Dårlig kondisjonerte

systemer kan skape store løsningsproblemer for numeriske algoritmer [12]. For å unngå numerisk ustabilitet ved beregning av beamformerer w , løser man gjerne et alternativt likningssystem til (3.3), fremkommet ved såkalt diagonal belastning. En approksimativ beamformer \tilde{w} beregnes ved å erstatte korrelasjonsmatrisen R i (3.3) med en matrise med økte diagonalelementer, $\tilde{R} = R + \alpha I$ der $\alpha > 0$, [7]. Dette svarer til et system ved økt termisk støy. Jo større α jo mer stabilt blir systemet, men jo mer vil også \tilde{w} likne den konvensjonelle beamformerer. I våre simuleringer har vi valgt $\alpha = 0.1Tr(R)/NM$ hvor NM er antall rader i R og $Tr(\cdot)$ er traseoperatoren.

3.1 Suboptimale STAP metoder

Full STAP er resurskrevende siden et likningssystem med betydelig antall frihetsgrader må løses for hvert søk vi gjør. I en operativ setting vil i tillegg koeffisientmatrisen gitt ved rom-tid korrelasjonsmatrisen måtte estimeres for hver avstandscelle.

RD-STAP er en klasse suboptimale STAP-metoder hvor antall frihetsgrader reduseres med et lineært filter før den adaptive prosesseringen. Det lineære preprosesseringsfilteret kan beskrives med en matrise T . Vi lar

$$\tilde{x} = T^h x, \quad \tilde{R} = \mathcal{E}(T^h x_U x_U^h T) = T^h R T, \quad \tilde{g} = T^h g$$

og får følgende reduserte optimeringsproblem med tilhørende løsning

$$\max_{\tilde{w}} \frac{\tilde{w}^h \tilde{g}}{\tilde{w}^h \tilde{R} \tilde{w}} \quad \text{løses av } \tilde{w} = \beta \tilde{R}^{-1} \tilde{g} \text{ for } \beta \in \mathbb{C}$$

Suboptimale STAP-metoder reduserer ikke bare behovet for regnekraft, men gjør det også lettere å oppnå tilfredsstillende estimater av korrelasjonsmatrisen. I våre simuleringer benytter vi clutter-modeller og interferensskilder som lar oss beskrive nøyaktig hva korrelasjonsmatrisen av uønskede signaler er. Under reelle operasjoner vil imidlertid korrelasjonsmatrisen måtte estimeres. En mye benyttet metode er sample matrix inversion metode. Det er en Maximum likelihood (**ML**)-metode for estimering av korrelasjonsmatrisen for homogent gaussisk fordelt interferens [13]. Midlingsprosessen tar ytreprodukt av sampler (snapshots) med seg selv og midler over en god del snapshots. Det er vanlig å midle over snapshots fra samme CPI og som er naboceller i rangeretningen til cellen under test [1]. Færre sampler enn antall frihetsgrader gitt ved produktet av antall romlige kanaler og antall pulser resulterer i en singular matrise. Ved gaussisk fordelt støy må antall sampler være mer enn 2 ganger antall frihetsgrader for å unngå mer enn 3dB tap i SINR [14]. I praksis benyttes gjerne et langt høyere antall sampler for å få et nær optimalt resultat [15]. Når antall frihetsgrader er stort, innebærer det at et stort antall snapshots for midling er nødvendig. Ved suboptimale STAP-metoder, blir antall frihetsgrader redusert betraktelig og dermed behovet for et stort antall sampler. Beamspace (**BS**)-metoder reduserer de romlige frihetsgradene, mens post- og pre-doppler-metoder reduserer de temporale frihetsgradene for hver korrelasjonsmatrise som skal estimeres.

Presentasjonen av RD-STAP metodene gitt i Seksjonene 3.1.1 og 3.1.2 med unntak av 3.1.2.1 er i hovedtrekk basert på [3] og tildels [4].

3.1.1 Post-Doppler STAP

Den første **RD-STAP**-metoden vi ser på, er post-doppler adaptiv prosessering. Denne metoden utfører konvensjonell dopplerprosessering først og deretter løses et mindre kvadratisk problem for hver dopplercelle, se [3],[16]. Vi søker optimalt SINR for dopplercelle nr m . La F være en sidelobedempet Diskret Fourier transform (**DFT**)-matrise av dimensjon M hvor M er antall pulser i **CPI**, slik at $F = [f_0, \dots, f_{M-1}] = \text{diag}(t_f) \text{DFT}_M$ der t_f er dempevektoren. Videre, la $F_m = [f_{m-p}, \dots, f_m, \dots, f_{m+p}]$ være de $2p + 1$ påhverandrefølgende kolonnene i F sentrert rundt kolonne m når kolonneindeksen regnes modulo M , altså periodisk over $[0, \dots, M - 1]$. Kolonnen f_m svarer til frekvensen $PRF \cdot m/M$. Vi gir her en beskrivelse av beam-space post-doppler RD-STAP, og lar G være en $N \times N_c$ **BS**-matrise hvor N er antall antenneelementer og N_c er antall mottakskanaler. G kan gjerne bestå av romlige styringsvektorer med retninger som former en vifte rundt retningen η hvor vi søker etter et mål, $G = [s_s(\eta_0), \dots, s_s(\eta_{N_c-1})]$. Såkallt element-space versjonen av post-doppler **RD-STAP** får vi ved å velge G lik identitetsmatrisen av dimensjon N . Seksjon 3.2 beskriver **BS**-filterne benyttet i simuleringene utført i Kapittel 4. Vi velger så preprosessor filter $T = F_m \otimes G$ og søkefrekvens ϖ_m for den temporale styringsvektoren. Den ønskede responsvektoren $\tilde{g} = \tilde{g}_m$ for det reduserte problemet tar da formen

$$\tilde{g}_m = T^h g = F_m^h (b \odot s_t(\varpi_m)) \otimes G^h (a \odot s_s(\eta))$$

Optimalt filter er

$$\tilde{w}_m = \beta \tilde{R}_m^{-1} \tilde{g}_m, \quad \beta \in \mathbb{C} \quad \text{hvor} \quad \tilde{R}_m = (F_m \otimes G)^h R (F_m \otimes G)$$

Det er naturlig å velge søkeparametrene (ϖ_m, η) slik at de ligger sentralt i viften av frekvenser for F_m og retninger for G , og de bør ikke velges slik at en av dem faller utenfor sitt vifteintervall. Filterresponsen på et snapshot $\tilde{x} = (F_m \otimes G)x$ er $\tilde{w}_m^h \tilde{x}$. Antar vi at innkommende signal $x = x_T + x_U$ har målsignal på formen $x_T = \alpha s_{st}(\varpi_T, \eta_T)$, får vi **SINR** lik

$$\begin{aligned} \text{SINR}_m(\varpi_T, \eta_T) &= |\alpha|^2 \frac{|\tilde{w}_m^h (F_m \otimes G)^h (s_t \otimes s_s)(\varpi_T, \eta_T)|^2}{\tilde{w}_m^h \tilde{R}_m \tilde{w}_m} \\ &= |\alpha|^2 \frac{|w_m s_{st}(\varpi_T, \eta_T)|^2}{w_m^h R w_m} \quad \text{der} \quad w_m = (F_m \otimes G) \tilde{w}_m \end{aligned} \quad (3.4)$$

Skalaren α er gitt av radar-avstandsligningen (2.3). Beste **SINR** i avstandscellen over alle frekvenser er $\text{SINR}(\varpi_T, \eta_T) = \max_m \text{SINR}_m(\varpi_T, \eta_T)$.

3.1.2 Pre-Doppler STAP

Pre-doppler-metoder går gjennom pulsene i en CPI og fjerner uønskede frekvenskomponenter. Frekvenskomponentene fjernes ved at hver puls i pulstoget erstattes med en lineær kombinasjon av pulser fra en subsekvens som starter ved den aktuelle pulsen. Pulsene i subsekvensen kombineres adaptivt sammen med de romlige frihetsgradene slik at uønskede frekvenser fjernes og retningskomponenter fjernes eller forsterkes. Når følgen av adaptive problemer på hver av subsekvensene er utført, utføres konvensjonell dopplerprosessering. Extended factor algoritmen ble tidlig beskrevet i [17] og er en pre-doppler elementspace STAP-algoritme.

Metodene i dette avsnittet betrakter øyeblikksavlesninger (snapshots) av mottagerarrayen fra subsekvenser av pulsene i en CPI. Øyeblikksavlesningene er gjort for den gitte avstandscellen. Følgende notasjon er nyttig for å beskrive utplukket av subcpi-snapshots. La $X_m = [x_{0,m}, \dots, x_{N-1,m}]^T$ være en kolonnevektor for arrayavlesningen av puls nummer m for den gitte avstandscellen, og la $X = [X_0, \dots, X_{M-1}]$ være $N \times M$ matrisen av dataene fra alle pulsene i pulstoget. Den vektoriserte versjonen x av X får vi ved å stable alle kolonnene oppå hverandre

$$x = \text{vec}(X) = [X_0^t, \dots, X_{M-1}^t]^t \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$$

La videre J_p være matrisen som plukker ut Q påhverandrefølgende kolonner med start i puls p

$$J_p = [0_{Q \times p}, I_Q, 0_{Q \times M - Q - p}]^t, \quad [X_p, \dots, X_{p+Q-1}] = X J_p \quad (3.5)$$

En $N \times N_c$ matrise G betegner som tidligere, nettverket som samler elementkanalene i subarrayer. Vi vil gjentatte ganger benytte følgende identitet mellom matriseprodukt av tre matriser, Kroneckerprodukt og vektorisering.

$$\text{vec}(ABC) = (C^t \otimes A)\text{vec}(B)$$

for matriser A, B, C med dimensjoner som gjør matriseproduktet veldefinert. Vi nevner også blandet produkttegenskapen $(A \otimes B)(C \otimes D) = AC \otimes BD$ for matriser hvor matriseproduktene AC og BD er veldefinert. Ved hjelp av vektoriseringsidentiteten kan vi uttrykke en lineær representasjon av utplukkede pulser etter BS-filtrering

$$x_p = \text{vec}(G^h X J_p) = (J_p \otimes G)^h x$$

De uønskede signalkomponentene i x betegnes x_U , og tilsvarende $x_{U_p} = (J_p \otimes G)^h x_U$ de uønskede i x_p . Kovariansen av de uønskede komponentene over alle de utplukkede subarrayene og pulser i underfølgen er gitt ved

$$R_p = \mathcal{E}(x_{U_p} x_{U_p}^h) = (J_p \otimes G)^h R (J_p \otimes G)$$

hvor $R = \mathcal{E}(x_U x_U^h)$. Ønsket responsvektor har en tensorproduktstruktur, og de romlige komponentene søker å maksimere signalet fra en gitt retning, mens den temporale komponenten nå utelukkende forsøker nulle en spesifisert frekvenskomponent ϖ_c . Typisk velges ϖ_c lik frekvenskomponenten med stor intensitet fra bakkerefleksjonen.

$$\begin{aligned} g_p &= g_t \otimes G g_s, \quad g_s = G^h (a \odot s_s(\eta)), \quad g_t = b \odot s_t(\varpi_c) \\ b &= [b_0, \dots, b_{Q-1}]^t, \quad b_q = (-1)^q \binom{Q-1}{q} \\ s_t &= [1, \omega, \dots, \omega^{Q-1}]^t, \quad \omega = \exp(i2\pi\varpi_c) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Den temporale styringsvektoren s_t har nå bare Q komponenter. Den ønskede responsvektoren g_p er den samme for alle puls-subsekvensene, men vi markerer med indeks p for å skille den fra ønsket responsvektor for det fulle STAP-problemet. Filteret for det generaliserte Indikator for bevegelige bakkemål (*Ground moving target indicator*) (GMTI)-problemet kan igjen formuleres som løsnigen på et kvadratisk problem

$$w_p = \beta R_p^{-1} g_p \text{ for } \beta \in \mathbb{C} \text{ løser } \max_{w_p} \frac{|w_p^h g_p|^2}{w_p^h R_p w_p} \quad (3.7)$$

Filterresponsen etter pre-dopplerfiltrering er $y_p = w_p^h x_p$, $p = 0, \dots, M - Q$. Endelig resultat etter dopplerfiltrering med sidelobedempet DFT-matrise $F = [f_0, \dots, f_{M-Q}] = \text{diag}(t_F) \text{DFT}_{M-Q+1}$, er da

$$z = F^h y, \quad y = [y_0, \dots, y_{M-Q}]^t$$

Vi kan skrive dette ved hjelp av den fulle array-puls-avlesningen x ved å brette opp subcpi-filtervektoren w_p i komponenter tilhørende hver enkelt puls i subcpi-pulssekvens nr p . La

$$W = [\text{vec}(W_0 J_0^t), \dots, \text{vec}(W_{M-Q} J_{M-Q}^t)] \quad \text{hvor} \quad W_p \in \mathbb{C}^{N_c, Q} \quad \text{slik at} \quad \text{vec}(W_p) = w_p$$

Her er J_p gitt i (3.5) slik at $W_p J_p^t$ er en matrise hvor W_p forutgår av p og etterfølges av $M - Q - p$ null-kolonner. Vi kan da skrive

$$y = ((I_M \otimes G)W)^h x, \quad z = F^h y$$

For å se første likning i linjen ovenfor merk at $y_p = w_p^h x_p = w_p^h (J_p \otimes G)^h x$ og $J_p \otimes G = (I_M \otimes G)(J_p \otimes I_{N_c})$. Likningen følger da fra $(J_p \otimes I_{N_c})w_p = \text{vec}(W_p J_p^t)$

Ved hjelp av den fulle filterkoeffisientmatrisen kan vi skrive opp et uttrykk for SINR etter dopplerprosessering. Antar vi snapshot $x = x_T + x_U$ har målsignal gitt ved $x_T = \alpha s_t(\varpi_T) \otimes s_s(\eta_T)$, får vi for dopplerfrekvenscelle m at

$$\text{SINR}_m(\varpi_T, \eta_T) = |\alpha|^2 \frac{|f_m^h W^h (s_t(\varpi_T) \otimes G s_s(\eta_T))|^2}{f_m^h W^h (I_M \otimes G)^h K (I_M \otimes G) W f_m} \quad (3.8)$$

Det beste SINR for avstandscellen er $\text{SINR}(\varpi_T, \eta_T) = \max_m \text{SINR}_m(\varpi_T, \eta_T)$.

3.1.2.1 Bare hvit støy

Det kan være klargjørende å se på element-space pre-doppler STAP-metoden for spesialtilfellet med kun hvit termisk støy og ingen interferens.

Anta inputsignal er refleks fra idealisert reflektor i retning η og normalisert dopplerfrekvens $\varpi = f_D/\text{PRF}$ slik at arrayavlesning av første puls i CPI er $X_0 = \alpha s_{sp}(\eta)$, og puls nr p har avlesning $X_p = X_0 \omega^p$ der $\omega = \exp(i2\pi\varpi)$. Utplukk av Q pulser fra hele pulstog-avlesningen X for den aktuelle avstandscellen er da $X J_p = [X_p, \dots, X_{p+Q-1}] = X_0 s_t(\varpi)^t \omega^p$ hvor $s_t(\varpi) = [1, \omega, \dots, \omega^{Q-1}]^t$. Ved utelukkende hvit støy er korrelasjonsmatrisen i (3.7) en skalering av identitetsmatrisen, $R_p = I \sigma_w^2$. Rom-tid filtervektoren for subcpi-problemet (3.7) blir da lik den ønskede responsvektoren,

$$w_p = \sigma^{-2} g_t \otimes g_s$$

hvor $g_t = b \odot s_t(\varpi_c)$ og $g_s = a \odot s_s(\eta_0)$. Den temporale frekvensen vi ønsker å nulle er ϖ_c , og η_0 er en retning vi ønsker maksimere signalresponsen fra. Range-snapshot er gitt ved $x_p = \text{vec}(X J_p) = \omega^p s_t(\varpi) \otimes X_0$. Filterresponsen for subcpi-sekvensen blir

$$w_p^h x_p = \sigma^{-2} \omega^p (g_t \otimes g_s)^h (s_t(\varpi) \otimes X_0) = \sigma^{-2} \omega^p (b \odot s_t(\varpi_c))^h s_t(\varpi) \cdot g_s^h X_0$$

Vi kan velge dempningsvektorer b i g_t slik at vi får en null i filterresponsen når den temporale dopplerfrekvensen til reflektoren og den ønskede responsvektoren sammenfaller,

$$(b \odot s_t(\varpi_c))^h s_t(\varpi) = \sum_{q=0}^{Q-1} (\omega \omega_c^*)^q b_q = 0 \quad \text{når} \quad \omega = \omega_c \quad \text{og} \quad \sum b_q = 0 \quad (3.9)$$

Dempningsvektene b gitt i (3.6) oppfyller 0-sumbetingelsen i (3.9). Dersom vi velger samme ønskede responsvektor $g_t \otimes g_s$ for alle subcpiene, får vi subcpi-respons $y_p = w_p^h x_p$ som oppfyller $y_p = \omega^p y_0$ for alle p . Konvensjonell dopplerprosessering av sekvensen av subcpi-responser evaluert i den normaliserte temporale frekvensen ϖ_1 gir

$$[y_0, \dots, y_{M-Q}]s_t^*(\varpi_1) = w_0^h x_0 \sum_{m=0}^{M-Q} (\omega \omega_1^*)^m$$

Her er $\omega_1 = \exp(i2\pi\varpi_1)$. Når $\omega \simeq \omega_c$ gir (3.9) at $w_0^h x_0 \simeq 0$, og det samme gjelder da for den dopplerprosesserte sekvensen uansett verdi for ϖ_1 . Hvis reflektoren er et mål i retning $\eta = \eta_T$ og med normalisert dopplerfrekvens $\varpi = \varpi_T$ ulik null frekvensen, så har vi $\omega = \omega_T \neq \omega_c$ og den konvensjonelle dopplerprosesseringen gir størst filterrespons for $\omega_1 = \omega_T$. Altså fungerer pre-doppler STAP ved hvit støy som et translaterert høypassfilter. Den romlige styringsvektoren i pre-dopplerfiltreringen gir størst respons ved å velge retning mot målet, $\eta_0 = \eta_T$.

3.2 Beamspacefiltre

En antenne vil gjerne være utstyrt med en subarraystruktur der antennens elementer er gruppert og koblet sammen i subarrayer med én outputkanal fra hver subarray. Filterresponsen fra en subarray er en beam, gjerne med en veldefinert hovedlobe. Vi bruker uttrykket beamspace til å betegne rommet av lineære kombinasjoner (veiede summer) av beamene fra en subarraystruktur. Uttrykket Element-space (ES) benyttes på samme måte om rommet av lineære kombinasjoner av filterresponsen fra enkeltelementene i en antenne. Slik sett er element-space det samme som beamspace for en subarraystruktur hvor hver subarray består av ett enkelt element og hvert element er en subarray. I BS-modellering er de minste byggeklossene filterresponsen fra subarrayer, mens for element-space er de filterresponsen fra enkeltelementer. Det lineære filteret som implementerer subarraystrukturen kan være et hardwarenettverk i antennen, eller det kan være en ren softwarekonstruksjon. I begge tilfelle kan det representeres ved en matrise G med like mange kolonner som det er subarrayer og rader som det er antenneelementer. Hvis G har like mange lineært uavhengige kolonner som det er rader i matrisen, opprettholdes alle de romlige frihetsgradene.

Antennen i våre simuleringer er en URA-antenne. Vi benytter to ulike sett av subarraystrukturer til å forme våre to sett av romlige beamspace. I den ene tilfellet er det en fullt overlappende subarray-struktur hvor responsen fra hver subarray er en pencilbeam som er smal i både antennens u- (azimuth) og v- (elevasjons) retning. Hver beam er et produkt av en periodisk sinc i u-retning og en periodisk sinc i v-retning. I det andre tilfellet er det en rekke av fullt overlappende lineære subarrayer i v-retning. For hver u-verdi i antenneelementgriddet er det en tilhørende subarray-struktur i v-retning hvor filter-responsen fra hver av subarrayene er en sinc-beam i v-retning og rundstrålende i u-retning.

En uniform rektangulær array kan betraktes som en lineær array av lineære arrayer, og vi starter med noen betraktninger av en Uniform lineær array (ULA). La $s_N(u)$ være styringsvektoren for en ULA med N elementer hvor $u = \sin \vartheta$ og ϑ er vinkelen fra boresight. Når arrayet har elementavstand d og bølgelengden er λ , har styringsvektoren $s_N(u) \in \mathbb{C}^N$ komponentene

$$s_{N,n}(u) = \exp i2\pi \frac{d}{\lambda} nu \text{ for } n = (1 - N)/2, \dots, (N - 1)/2 .$$

Styringsvektoren $s_N(u)$ er idealisert arrayrespons på en plan bølge med bølgelengde λ fra retning u , der arrayen har isotropiske elementer. En beamformer lik styringsvektoren i retning u_0 , $w = s_N(u_0)$, vill gi beamformerrespons $w^h s_N(u)$ på en slik plan bølge. Denne beamformerresponsen er lik den periodisk sincfunksjonen translateret til u_0 .

$$s_N(u_0)^h s_N(u) = \frac{\sin(N\pi d(u - u_0)/\lambda)}{\sin(\pi d(u - u_0)/\lambda)} = \text{psinc}_N((u - u_0)d/\lambda) \quad (3.10)$$

En vifte av M sinc-beamer med toppunkter sentrert rundt en gitt retning u_c kan formes ved å velge beamformerne lik styringsvektoren evaluert i toppunktene. Følgende valg av gridpunkter er gunstig,

$$u_m = u_c + \frac{m \lambda}{N d} \text{ for } m = (1 - M)/2, \dots, (M - 1)/2 \quad (3.11)$$

når $M \leq N$. Styringsvektorene i retningene u_m og u_k er orthogonale, $s_N(u_m)^h s_N(u_k) = \delta_{\ell, m} N$.

En uniform rektangulær array av $N_1 \times N_2$ elementer med samme elementavstand d i både u - og v -retningen har romlig styringsvektor gitt ved

$$s_{N_1, N_2}(\eta) = s_{N_2}(v) \otimes s_{N_1}(u) \text{ der } \eta = (u, v, w) \text{ og } u^2 + v^2 + w^2 = 1, w \geq 0$$

Her er $-\eta$ propagasjonsretningen til den tenkte innkommende plane bølgen som styringsvektoren er en idealisert spenningsrespons på.

BS-matrisen G benyttet i de suboptimale STAP-metodene som vi har implementert for **URA**-antenne, har kolonner gitt som translaterte styringsvektorer for **URA**-antennen. Hver kolonne i matrisen svarer til en subarray i antennen med input gitt ved output fra alle antenneelementene. Spenningsresponsen fra subarrayene er en periodisk sinc-beam i u - og v -retning, og beamene har pekeretninger gitt ved gridpunktene (u_k, v_ℓ) . Gitt en sentral pekeretning $\eta_c = (u_c, v_c, w_c)$ og et ønsket antall $M_1 \times M_2$ beamer i viften, så velges gridpunkter (u_k, v_ℓ) for beames pekeretninger i utgangspunktet ved (3.11) for u -koordinatene og tilsvarende for v -koordinatene. Men vi må sikre at gridpunktene gir gyldige pekeretninger i halv-sfæren. Selv om viftens sentrale pekeretning er gyldig, kan det være nødvendig å justere v -gridkoordinatene dersom pekeretningens v -koordinat ligger nær randen. v -griddet på den ene siden av pekeretningen vil da kunne måtte klemmes sammen slik at alle v -punktene får absoluttverdi mindre enn 1. Tilsvarende må vi justere u -koordinatene. Det lovlige intervallet for u -koordinater vil avhenge av v -verdien til gridlinjen. Vi får derfor et grid av punkter på formen $(u_{\ell, k}, v_\ell)$, $\ell = (1 - M_2)/2, \dots, (M_2 - 1)/2$, $k = ((1 - M_1)/2, \dots, (M_1 - 1)/2)$. Beamspace-matrisen $G \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times M_1 M_2}$ har da koloner gitt ved

$$G_{\hat{\ell} M_1 + \hat{k}} = s_{N_2}(v_\ell) \otimes s_{N_1}(u_{\ell, k}) / \sqrt{N_1 N_2} \quad (3.12)$$

der $\hat{\ell} = \ell + (M_2 - 1)/2$ og $\hat{k} = k + (M_1 - 1)/2$.

Vi har også implementert subarraynettverket der hver vertikale kolonne i **URA**-antennens elementgrid er gruppert i fullt overlappende lineære subarrayer i den vertikale retningen (v -retningen). Alle gruppene med vertikale subarrayer er like, og hver gruppe gir en vifte av beamer som er rundstrålende i u -retning og peridiske sincfunksjoner i v -retning. Vi vil omtale denne subarraystrukturen som en **uv-ES-BS**-struktur. Beamspace-matrisen for denne **ES-BS**-strukturen har kolonner $G_{\hat{\ell} M_1 + k} = s_{N_2}(v_\ell) \otimes e_k$ der e_k er enhetsvektor nr k . I dette tilfellet kan vi skrive beamspace-matrisen

$$G = G_v \otimes I_{N_1} \text{ der } G_v = [s_{N_2}(v_{(1-M_2)/2}), \dots, s_{N_2}(v_{(M_2-1)/2})] / \sqrt{N_2} \quad (3.13)$$

Responen fra subarraynettverket på en plan bølge fra retningen $\eta = (u, v, w)$ er i dette tilfellet et produkt av en periodisk sinc og en eksponensial

$$G^h s_{N_1 N_2}(\eta) = (G_v \otimes I_{N_1})^h (s_{N_2}(v) \otimes s_{s_1}(u)) = G_v^h s_{N_2}(v) \otimes s_{N_1}(u)$$

slik at $y = G^h s_{N_1 N_2}(\eta)$ har komponenter

$$y_{\hat{M}_1 + \hat{k}} = \text{psinc}_{N_2}((v - v_\ell)d/\lambda) \exp(i2\pi d/\lambda k u)$$

4 Simuleringer

Radarsimuleringer er utført med mottak av målsignal og ulike former for interferens gitt ved clutter og jamming beskrevet etter modellene i Kapittel 2. De mottatte signalene er prosessert med metodene beskrevet i Kapittel 3, og SINR oppnådd ved de ulike prosesseringsmetodene i de forskjellige scenarioene er sammenliknet. Konvensjonell beamforming og dopplerprosessering kan utføres med PESA antenne med én mottakskanal, mens STAP kan utføres med digital-beamforming antenne med mange mottakskanaler.

Simuleringene er utført for en URA med 11×7 elementer og subarraystrukturer beskrevet i Seksjon 3.2 med tilhørende beamspacer. Uv-ES-BS-strukturen gitt ved (3.13) er implementert med 11×2 subarrayer og tilhørende strålevifter av beamer som er rundstrålende i u-retning (asimut) og periodiske sincfunksjoner i v-retning (elevasjon). ES-BS-strukturen har 11 frihetsgrader i u-retning. Simuleringer er også utført med BS-metoder i både u- og v-retning som benytter fullt overlappende subarrayer for hele antennen. I det siste tilfellet utgjør strålebeamene en vifte av 5×2 beamer ordnet i et grid med 5 retninger i u- og 2 i v-retning. Subarrayene kan være hardwarenettverk eller softwareimplementerte lineære filtre. Beamspace STAP-metoder krever en mottakskanal for hver av subarrayene. For de ulike subarraystrukturene er konvensjonell prosessering og full STAP utført. I tillegg er simuleringer gjennomført med de suboptimale STAP-metodene pre-doppler-RD-STAP og post-doppler-RD-STAP. Den adaptive prosesseringen ved RD-STAP er gjort med subcpi-sekvenser av 3 pulser eller 3 dopplerbins. Et eksempel som illustrerer behovet for ulik regnekraft ved de forskjellige metodene er utarbeidet i avsnitt 4.1.2.

Radarplattformens hastighet overholder Forskjøvet fasesenter antenne (*Displaced phase center antenna*) (DPCA) betingelsene under simuleringene, slik at plattformhastigheten er en firedel av produktet av radarens PRF og bølgelengde. Denne betingelsen er ikke nødvendig for at STAP skal fungere, men gir azimuth-doppler diagrammer med klare uttegninger av overflateclutteret. Simuleringene er utført for korte CPI med pulstog på 16 pulser. Lengre CPI med flere pulser ville gitt bedre doppler-oppløsning.

Simuleringene har benyttet et gitter for signalmiljøet der cellestørrelsen i både elevasjon og asimut er 2° og i avstand er $c/(2B)$. Her er c er lyshastigheten og B radarens båndbredde.

De forskjellige prosesseringsmetodene har ulik evne til å undertrykke interferens og forsterke målsignal, men de har også ulik respons på den termiske støyen fra mottagerenhetene. Vi må derfor normalisere signalresponsen fra signal og clutter med responsen på den termiske støyen ved sammenlikning av prosesseringsmetodene.

Under simuleringene er radaren frontmontert på en luftbåren plattform, og plattformen har konstant hastighet.

4.1 Landclutter

Simuleringen i denne seksjonen er utført med homogent landclutter. Landclutteret er beskrevet i Seksjon 4.1 med refleksivitet gitt ved konstant- γ modell (2.17). Radarparametre benyttet er gitt i Tabell 4.1 og parametre for radarplattform og signalomgivelse er gitt i Tabell 4.2.

Tabell 4.1 Radardata. Parametre forklart i teksten.

P_t	PRF	f_0	τ	B	N_e	d_e	g_r	N_p
100 W	2 kHz	1 GHz	0.2/PRF	1 MHz	11×7	0.15×0.15	$4 \cos \theta$	16

I Tabell 4.1 er P_t spisseffekt, PRF er pulsrepetisjonsfrekvens, f_0 er senter bærefrekvens, τ er pulslengde, B er båndbredde, N_e er antall elementer i URA-antennen, d_e er elementavstand (m), g_r er antenneelementgain, θ er vinkel fra boresight, N_p er antall pulser i et CPI. Systemtap i (2.3) er $L_{sys} = 2.0$ og Støy-tall (noise figure) $F_N = 2.0$ i alle simuleringer. Atmosfæretapet avhenger av avstanden gjennom atmosfæren og er gitt ved (2.4).

Det ligger ikke noe spesifikt operativt scenario til grunn for valget av parametre benyttet under simuleringene. Hensikten har vært å lage et tilforlatterlig scenario som illustrerer effekten av anvendelsen av de ulike prosesseringsmetodene. Flere av parametrene er hentet fra eksempel gitt i [4].

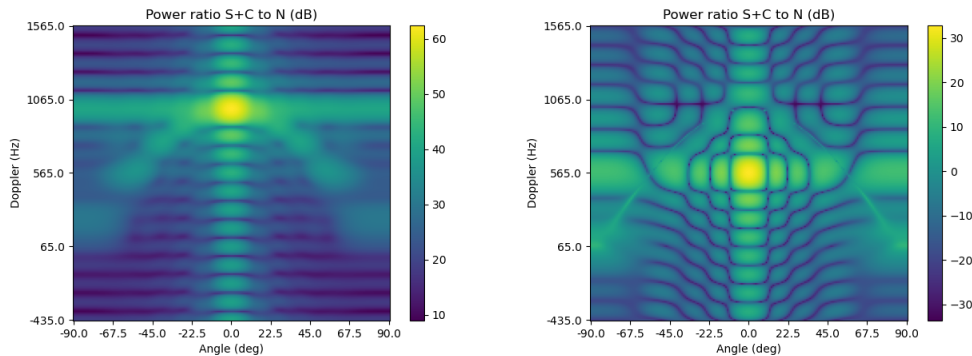
Tabell 4.2 Parametre for radarplattform, clutter og mål.

Hoh_{pl}	V_{pl}	Δaz_{b-v}	Hoh_T	Vr_T	σ_T	C_{srf}
1000 m	$PRF \cdot \lambda/4$	0	100 m	$vel_{pl} + 565 \text{ Hz} \cdot \lambda/2$	10 m^2	$\gamma:0.5$

I Tabell 4.2 er Hoh_{pl} plattformens høyde over havet (m), V_{pl} er plattformens hastighet (m/s) Δaz_{b-t} måler antennehovedlobens avvik i asimut fra boresight når hovedloben peker på målet og antennens boresight er plattformens hastighetsretning. Hoh_T er målets høyde over havet og Vr_T målets hastighet radielt mot raderen. σ_T er målets radartvernsnitt. C_{srf} angir overflatecluttermodell og γ verdien som bestemmer reflektiviteten til landclutteret ved konstant- γ modell (2.17).

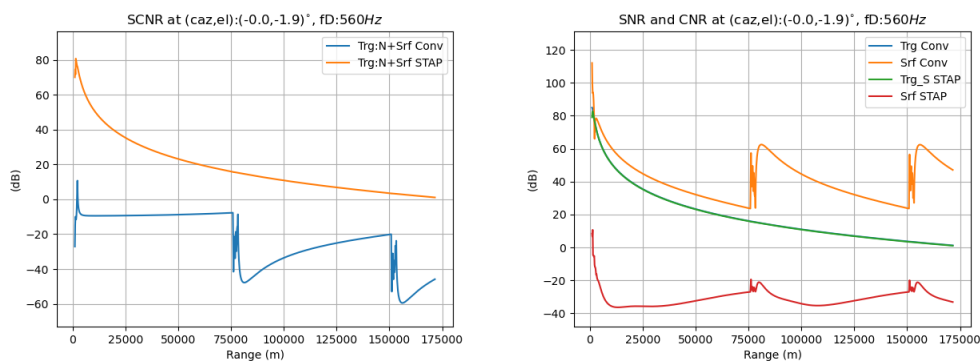
Asimut-doppler (AD)-plottene i Figur 4.1 viser AD-effektspektrumet oppnådd ved konvensjonell beamforming og puls-dopplerprosessering i det venstre panelet og oppnådd ved full STAP i det høyre panelet. De to effektspektraene gjelder for målets avstandscelle ved 26 km og er normalisert med den termiske støyen. Antennen er frontmontert og har ES-BS-subarraystruktur definert i (3.13) med 11×2 beamer som er rundstrålende i asimut (u-retningen) og peridiske sincfunksjoner i v-retningen.

I praksis vil man kun lytte etter refleksjoner i samme retning som senderens hovedlobe, mens man vil lytte over alle dopplerceller siden man ikke har noen god gjetning for målets dopplerforskyvning. Operativt vil man derfor konsentrere seg om søk i den vertikale dopplerprofilen gjennom eller nær sendehovedlobens asimutretning [2]. I våre simuleringer peker senderens hovedlobe på målet som befinner seg i 0° asimut. I Figur 4.1 venstre panel er det en sterk clutterrefleksjon fra terrengpatchen truffet av senderens hovedlobe. Vi ser den buede clutterryggen fra sidelobene som treffer terreng-patcher i samme avstand men med andre vinkler fra boresight og dermed andre relative hastigheter til radaren. Siden antennen er frontmontert har denne patchen en relativ hastighet til plattformen som er lik plattformens marsj fart og motsatt rettet. Korset med forhøyet intensitet gjennom hovedloberefleksjonen skyldes det konvensjonelle mottakerfilterets sideloberespons på clutterrefleksjonene fra terrengpatchen opplyst av senderens hovedlobe. Refleksjonen fra målet som har relativ hastighet tilsvarende 565 Hz er ikke synlig. Derimot er målet synlig i det høyre panelet som viser AD-effektspektrum oppnådd ved full STAP over de 11×2 romlige kanalene og 16 pulser. I det høyre panelet er clutterryggen så og si eliminert.



Figur 4.1 *AD*-plot for effektspektrumet til mål og landclutter normalisert med termisk støy, $(S+C)/N$. Frontmontert antenne med *ES-BS*-struktur og mål i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$. Konvensjonell prosessering i venstre panel, full STAP i høyre.

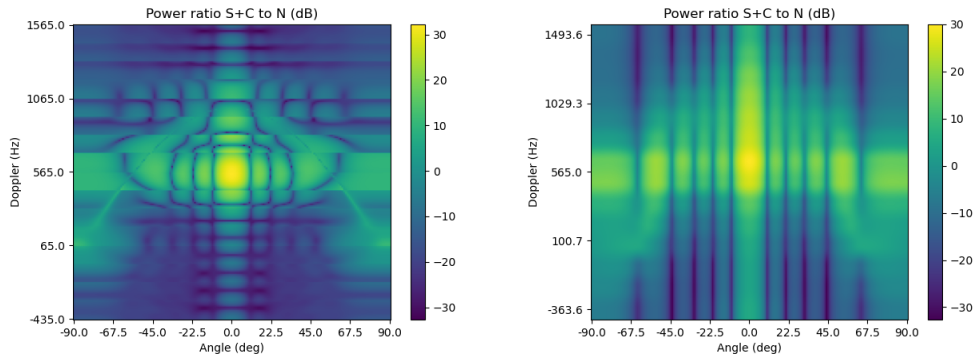
Figur 4.2 venstre panel viser SINR oppnådd med målet i ulike avstander, fra å være helt nærme til det har forsvunnet under horisonten. Oransje kurve er SINR for full STAP og blå kurve for konvensjonell prosessering. Mens clutteret er betydelig sterkere enn målet hele veien for den konvensjonelle prosessoren er målet sterkere enn clutteret helt ut til horisonten for full STAP. I høyre panel er tegnet inn SNR for målet og CNR for landclutteret ved de samme avstandene. Den unike avstanden er 75 km for PRF lik 2 kHz, og for større avstand ser vi at nærclutteret blir foldet inn ved den konvensjonelle prosessoren. For STAP blir clutteret undertrykt, og særlig er det synlig for nærclutteret og forldinger av dette.



Figur 4.2 Venstre panel: *SINR* for konvensjonell prosessering (blå kurve) og full STAP (oransje). Høyre panel: Blå (bak grønn) kurve *SNR* mål konvensjonell, grønn kurve *SNR* full STAP, oransje kurve *CNR* landclutter konvensjonell, rød kurve *CNR* full STAP. Begge panel: Frontmontert antenne med *ES-BS*. *SINR*, *SNR* og *CNR* vist som funksjon av avstand fra radar til målet.

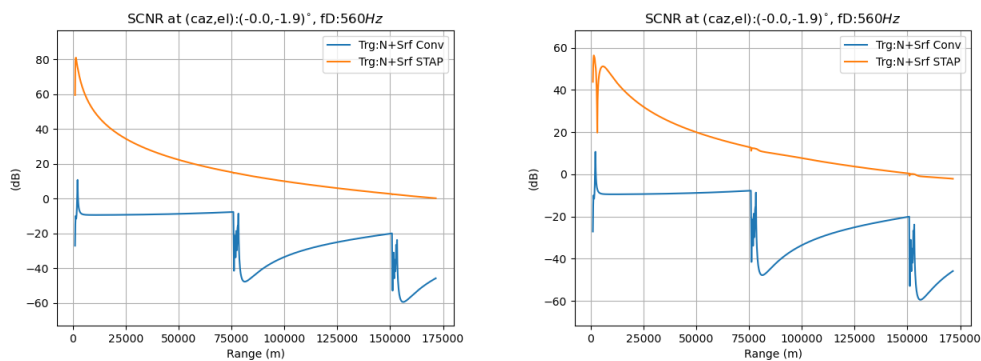
Simuleringer med de samme radarparametrene og signalmiljøet er så utført for de suboptimale men mindre ressurskrevende *RD-STAP* metodene. Fortsatt har antennen en 11×2 *ES-BS*-struktur. Figur 4.3 viser *AD*-effektspektrumet for avstandscellen ved 26 km oppnådd ved post-doppler *RD-STAP* i venstre panel og for pre-doppler *RD-STAP* i høyre panel. Post-doppler *RD-STAP* er beskrevet i Seksjon 3.1.1 og pre-doppler *RD-STAP* i Seksjon 3.1.1. Ved uttegning av *AD*-effektspektrumet for

post-doppler STAP er for hver rom-tid styringsvektor valgt den subcpi-dopplersekvensen for adaptiv prosessering med senter dopplerfrekvens som ligger nærmest den temporale frekvensen til den aktuelle rom-tid styringsvektoren. Vi ser at begge de sub-optimale STAP-metodene undertrykker landclutteret godt, og målet i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$ er godt synlig.



Figur 4.3 AD-effektspektrumet til mål og landclutter normalisert med termisk støy oppnådd for RD-STAP. Frontmontert antenne med ES-BS-struktur. Post-doppler RD-STAP plottet i venstre panel og pre-doppler STAP i høyre.

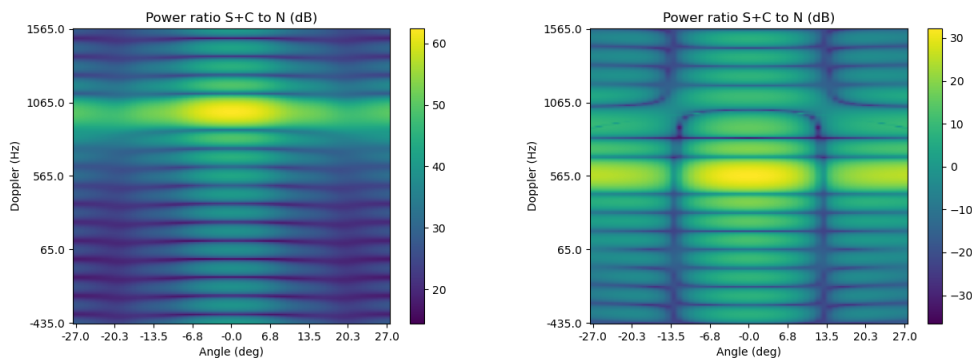
SINR oppnådd ved de suboptimale RD-STAP-metodene når rom-tid søkevektoren peker på målet er vist i Figur 4.4 for målet i ulike avstander fra helt nær til under horisonten. Venstre panel viser post-doppler RD-STAP og høyre panel pre-doppler STAP. Også SINR oppnådd ved konvensjonell prosessering er tegnet inn. Vi ser at begge de suboptimale STAP-metodene oppnår tilnærmet like god SINR som full STAP vist i Figur 4.2. Uttrykk for SINR oppnådd ved post-doppler RD-STAP er gitt i (3.4) og for pre-doppler RD-STAP i (3.8).



Figur 4.4 SINR vist som funksjon av avstand fra radar til målet, oransje kurve post-doppler RD-STAP i venstre panel og RD-STAP pre-doppler i høyre panel. Blå kurve er SINR ved konvensjonell prosessering. Antennen er frontmontert med ES-BS-struktur.

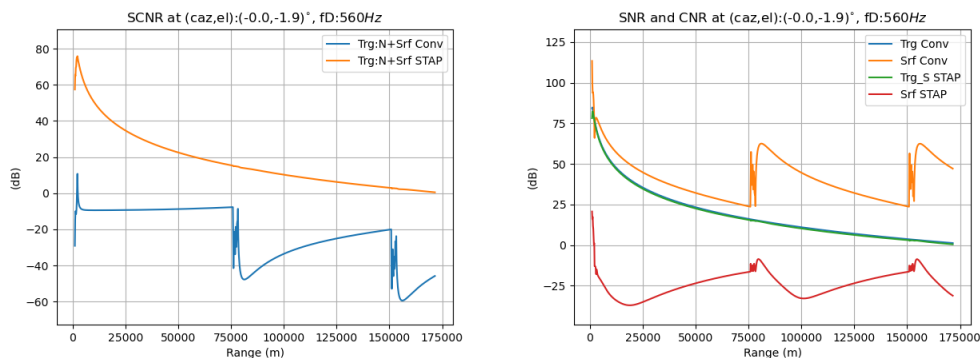
Simuleringene er utført på nytt for de samme radar og signalmiljøparametrene fra Tabell 4.1,4.2 med unntak av at radaren nå har en struktur av 5×2 fullt overlappende subarrayer gitt ved (3.12). Filterresponsen fra subarraystrukturen er en vifte av like mange beamer som subarrayer og med retninger i et grid sentrert rundt viftens pekeretning. Viften har en åpningsvinkel på ca 54° i

asimut. Det er fortsatt 16 pulser i pulstøyet for en CPI. Figur 4.5 viser AD-effektspektrumet oppnådd ved BS-konvensjonell prosessering i venstre panel og ved BS full STAP i høyre panel. AD-effektspektrumet er vist for søk med rom-tid styringsvektorer der retningen holdes innenfor stråleviftens åpningsvinkel. I vårt tilfelle er stråleviftens pekeretning sentrert på målet. Det er ikke naturlig å søke med styringsvektorer utenfor stråleviftens åpningsvinkel [16]. Effekten oppnådd fra søkeretninger utenfor stråleviften vil kunne være svært liten selv om innkommende signal har en betydelig amplitude. Mens målet skygges av landclutter ved konvensjonell prosessering fremkommer det tydelig ved BS full STAP-prosessering.



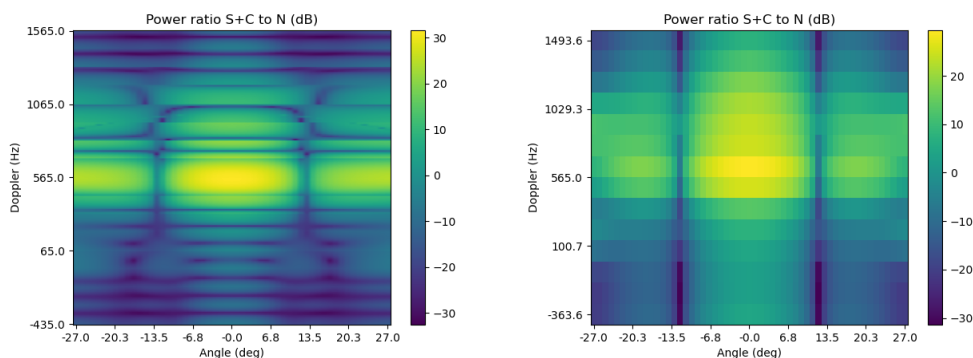
Figur 4.5 AD-effektspektrum til mål og landclutter normalisert med termisk støy for frontmontert antenne med 5×2 BS-struktur. Venstre panel konvensjonell prosessering, høyre panel BS full STAP.

SINR oppnådd ved konvensjonell og full STAP ved frontmontert antenne med 5×2 BS-struktur er vist i Figur 4.6. Rom-tid styringsvektoren er innstilt på målet mens målet befinner seg i ulike avstander fra nær radaren til under horisonten. De romlige frihetsgradene gitt av beamviften er nok til å undertrykke bakkeclutteret ved målet og BS full STAP oppnår tilnærmet samme SINR som full STAP over ES-BS-subarraystrukturen. Som forventet har BS-konvensjonell prosessering problemer med bakkeclutteret.



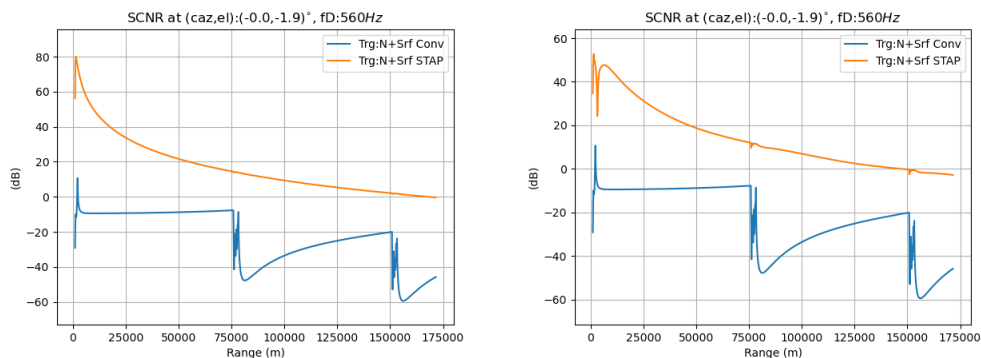
Figur 4.6 Venstre panel: SINR vist som funksjon av avstand fra radar til målet, oransje kurve BS full STAP, blå kurve BS-konvensjonell prosessering. Høyre panel: Blå (bak grønn) kurve SNR mål BS-konvensjonell, grønn kurve SNR BS full STAP, oransje kurve CNR landclutter BS-konvensjonell, rød kurve CNR BS full STAP.

I tillegg til reduksjon av de romlige frihetsgradene med beam-space struktur er også de temporale frihetsgradene redusert under adaptiv prosessering ved **BS-RD-STAP** metodene. AD-effektspektrumet i avstandscellen til målet ved 26 km for **BS**-post-doppler **RD-STAP** er vist i venstre panel av Figur 4.7 og **BS**-pre-doppler **RD-STAP** i høyre panel. Effektspektrumet er bare vist for styringsvektorer innenfor asimut-åpningsvinkelen til beamviften. I begge tilfeller er landclutteret godt undertrykt og målet trer klart frem ved ($0^\circ, 565\text{Hz}$). Radarparametre og signalomgivelse er fortsatt gitt ved Tabell 4.14.2.



Figur 4.7 AD-effektspektrum til mål og landclutter normalisert med termisk støy for frontmontert antenne med 5×2 **BS**-struktur. Venstre panel viser **BS-RD-STAP** post-doppler, høyre panel **BS-RD-STAP** pre-doppler.

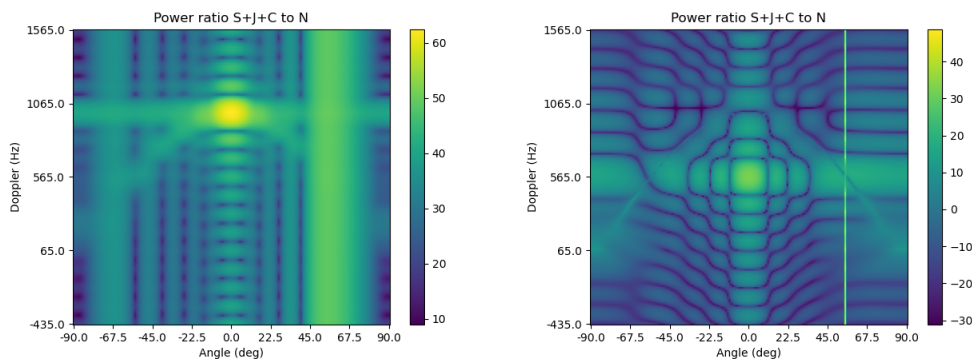
SINR oppnådd ved å innstille styringsvektoren på målet ved **BS-RD-STAP** er vist Figur 4.8. Oransje kurve viser SINR for **BS**-post-doppler **RD-STAP** i venstre panel og **BS**-pre-doppler **RD-STAP** i høyre panel. Blå kurve er SINR for **BS**-konvensjonell prosessering. Vi gjør oppmerksom på at ordinataksene har ulike skaleringer i de to panelene. Tiltærmet samme verdi for SINR er oppnådd her som ved full **STAP** over **ES-BS**-subarraystrukturen vist i Figur 4.2.



Figur 4.8 Oransje kurve er SINR ved **BS**-post-doppler **RD-STAP** i venstre panel og **BS**-pre-doppler **RD-STAP** i høyre panel. Blå kurve er SINR ved **BS**-konvensjonell. Antennen er frontmontert med 5×2 **BS**-struktur. SINR vist for målet i ulike avstander fra nær radaren til under horisonten.

4.1.1 Landclutter og jamming

I dette avsnittet har vi lagt til en støyjammer i signalmiljøet som ellers er det samme som i avsnitt 4.1. Jammeren sender fra samme avstand til radaren som målet og med en uniformt fordelt effektspektralitet lik $1.6 \cdot 10^{-6} W$. Den befinner seg i radarens sidelobe 55° fra boresight. I Figur 4.9 venstre panel kan vi se den representert ved en langsgående stripe i AD-effektspektrumet oppnådd ved den konvensjonelle prosessoren for avstandscellen til målet 26 km fra radaren. Radaren har uv-ES-BS-struktur (3.13) med 11×2 beamer. Clutterrefleksjonen fra patchen truffet av senderens hovedlobe er sterk i $(0^\circ, 1000\text{Hz})$, mens målet i $(0^\circ, 565\text{Hz})$ kan vi ikke se. Høyre panel viser AD-effektspektrumet oppnådd ved full STAP over alle de 16 pulsene og de romlige kanalene fra de 11×2 subarrayene. Effektspektrumet er i begge tilfeller normalisert med den tilhørende termiske støyen.

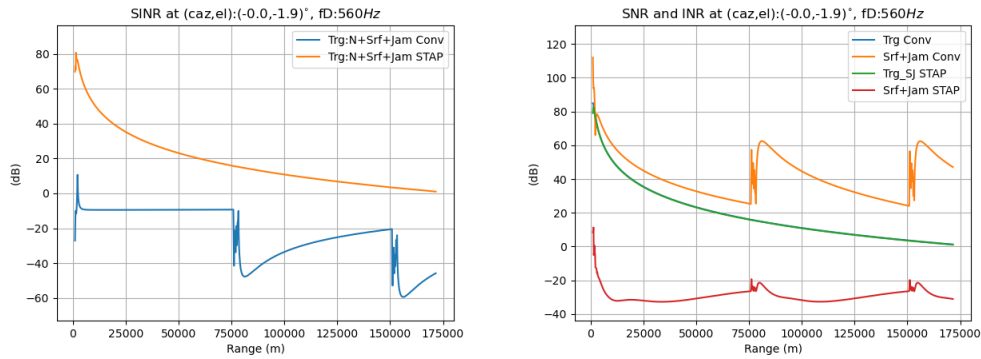


Figur 4.9 AD-plot for effektspektrumet til mål, landclutter og jammer normalisert med termisk støy, $(S+C+J)/N$. Frontmontert antenne med ES-BS-struktur og mål i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$. Konvensjonell prosessering i venstre panel, full STAP i høyre.

Figur 4.10 venstre panel viser SINR oppnådd som funksjon av avstanden til målet ettersom målet går fra å befinne seg nær radaren til det går under horisonten. Jammeren følger samme avstand som målet. Blå kurve er SINR oppnådd for konvensjonell beamforming og puls-dopplerprosessering over 11×2 kanaler og 16 pulser, mens oransje er oppnådd ved full STAP over de samme kanaler og pulser. Vi ser at full STAP oppnår omtrent samme SINR som tilfellet uten jamming i Figur 4.2. Høyre panel i Figure 4.9 viser de tilsvarende SNR og Interferens til støy forhold (INR) komponentene for mål og jammer pluss clutter.

4.1.2 Suboptimal STAP mindre regnekrevende

Suboptimale STAP-metoder er langt mindre ressurskrevende enn full STAP, og beamspace metoder i begge retninger er mindre ressurskrevende enn beamspace i bare v-retning tilbudt ved ES-BS-strukturen (3.13). Løsning av likningssystemet (3.3) for beregning av beamformerne utgjør kanskje den mest regnekrevende delen av STAP-prosesseringen. Matrisen i (3.3) vil være Hermitisk og positiv definit. Hvis man velger å løse likningssystemet med en direkte metode, er Choleskyfaktorisering et naturlig valg. Choleskyfaktorisering av komplekse matriser med $n \times n$ elementer krever ca $4/3n^3$



Figur 4.10 Venstre panel: SINR vist som funksjon av avstand fra radar til målet, oransje kurve full STAP, blå kurve konvensjonell prosessering. Høyre panel: Blå (bak grønn) kurve SNR mål konvensjonell, grønn kurve SNR full STAP, oransje kurve INR jammer pluss landclutter konvensjonell prosessering, rød kurve INR full STAP. Antennen er frontmontert med en ES-BS-struktur.

Flyttallsoperasjon (*Floating point operation*) (FLOP)s [12]. Simuleringene i dette kapitlet benytter CPI med $N_p = 16$ pulser. ES-BS-strukturen har $N_c = 22$ romlige kanaler, og full STAP krever da ca $4/3(N_p N_c)^3 = 58 \cdot 10^6$ FLOPs. Med beamspace i begge retninger er antall romlige kanaler $N_c = 10$, og full STAP har i dette tilfellet $4/3(10 \cdot 16)^3 = 55 \cdot 10^5$ FLOPs. Suboptimale STAP-metoder med $N_p = 3$ pulser i hvert adaptive subcpi-problem krever $4/3 \cdot 14 \cdot (3 \cdot 10)^3 = 50 \cdot 10^4$ FLOPs og $4/3 \cdot 16 \cdot (3 \cdot 10)^3 = 58 \cdot 10^4$ FLOPs for hhv pre-doppler og post-doppler RD-STAP med beamspace i både u- og v-retning. I dette tilfellet er suboptimal STAP med beamspace i både u- og v-retning 100 ganger mindre regnekrevende enn full STAP over ES-BS-strukturen. Velger man å løse likningssystemet (3.3) med parallellprosessering og iterative metoder, blir regnestykket anderledes. Iterative likningsløserer kan lage approksimative løsere ved å stoppe den iterative prosessen før en eksakt løsning er oppnådd. Imidlertid må det tas høyde for at likningssystemet (3.3) gjerne er dårlig kondisjonert med store forskjeller mellom største og minste egenverdi som fører til at iterative metoder konvergerer sakte.

4.2 Sjø- og regn-clutter

Simuleringene med sjø- og regn-clutter er utført med målets radartverrsnitt satt til 1m^2 . Dette er mindre enn benyttet ved simuleringene med landclutter i Seksjon 4.1, der 10m^2 er benyttet. Sjø- og volum-clutter har lavere refleksivitet enn landclutter, og målets RCS er redusert i disse simuleringene for å unngå et altfor dominerende mål-signal som fullstendig overskygger clutter-refleksjonene. Forøvrig er radardata de samme som i Tabell 4.1. Midlere sjøclutterrefleksivitet er beregnet etter den empiriske NRL-modellen [11], og propagasjonsfaktoren over sjø benytter modellen beskrevet i [10].

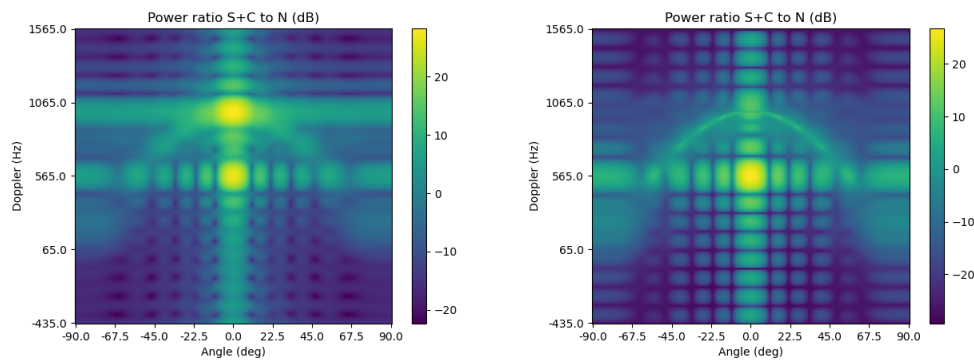
Parametre for plattform og signalomgivelse er gitt i Tabell 4.3 og de fleste er forklart i tilknytning til Tabell 4.2. I tillegg angir C_{srf} at typen overflateclutter er sjøclutter med sjøtilstanden gitt ved S_s . C_{vol} er volumclutter hvor ρ_r er regnintensitet i mm per time. Volumclutter beregnes ved regn for

en homogen atmosfære av tykkelse 4600 m. Atmosfæretapet L_a i (2.4) er beregnet etter metode beskrevet i [10, 9, 8] og er påvirket av regnintensiteten. Vindstyrken er satt til 9.5m/s ved sjøens overflate og har retning med platformens bevegelse. Vindskjæret er 4m/s per km.

Tabell 4.3 Parametre for platform, frontmontert antenne, clutter og mål.

Hoh_{pl}	V_{pl}	Δaz_{b-v}	Hoh_T	Vr_T	σ_T	C_{srf}	C_{vol}
1000 m	$PRF \cdot \lambda/4$	0	100 m	$vel_{pl} + 565 \text{ Hz} \cdot \lambda/2$	1 m^2	$S_s:4$	$\rho_r:4$

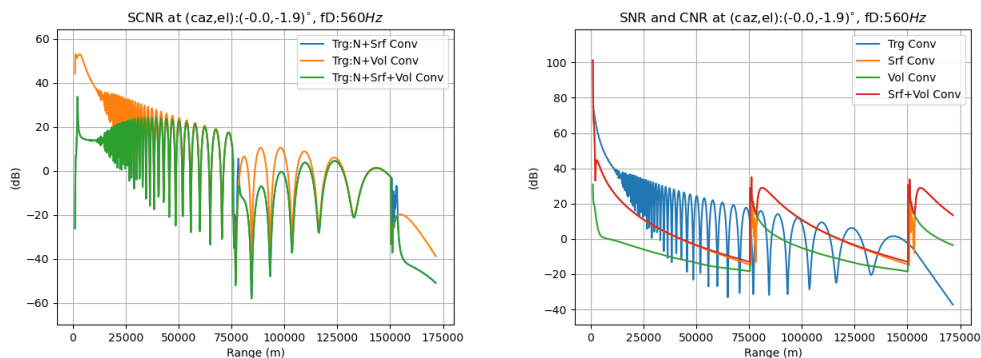
I likhet med refleksjoner fra terreng gir refleksjoner fra sjø og regn en clutter-rygg i AD-effektspektrumet oppnådd ved konvensjonell prosessering, venstre panel Figur 4.11. Clutter-ryggen går gjennom refleksjonen fra clutterpatchen opplyst av sendestrålens hovedlobe. AD-effektspektrumet for ES-BS full STAP er vist i høyre panel. Clutterryggen er vesentlig svakere. Vi har heller ikke det karakteristiske korset gjennom $(0^\circ, 1000\text{Hz})$, som opptrer i AD-effektspektrumet for konvensjonell prosessering, og som skyldes det konvensjonelle mottakerfilterets sideloberespons på clutterpatchen truffet av sendestrålens hovedlobe.



Figur 4.11 AD-plot for effektspektrumet til mål, sjø- og volum-clutter normalisert med termisk støy. Frontmontert antenne med ES-BS-struktur og mål i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$. Konvensjonell prosessering i venstre panel, full STAP i høyre.

CNR oppnådd ved konvensjonell prosessering for antennen med ES-BS-struktur er vist for sjøclutter, volumclutter, og for summen av dem i Figur 4.12 høyre panel. SNR for målet er også vist. Sjøclutteret er sterkere enn volumclutteret, men ved refleksjoner fra store avstander nærmer de seg hverandre. Sjø- og volum-clutter er svakere enn termisk støy fra i underkant av 50 km og ut den unike avstanden til 75 km. Tilhørende SINR er vist i venstre panel. Kurvene viser SINR ved bare sjøclutter, ved bare volumclutter, og når både sjø- og volum-clutter er tilstede. Selv om målets RCS er redusert til 1m^2 i simuleringene med sjøclutter, så oppnår konvensjonell prosessering en betydelig SINR på over 15dB gjennom størstedelen av den unike avstanden på 75 km. Ved økt regnintensitet øker volumclutteret, og for simuleringer utført med regnintensitet lik 14mm per time er regnclutteret sterkere enn sjøclutteret når avstanden går ut mot grensen for det unike avstandsintervallet ved ca 75 km (ikke vist her).

CNR, SNR og SINR oppnådd ved ES-BS full STAP-prosessering er vist i Figur 4.13 når rom-tid styringsvektoren er innstilt på målet og målet befinner seg i mange posisjoner fra nær radaren til



Figur 4.12 *SINR, CNR og SNR vist som funksjon av avstand fra radar til målet ved konvensjonell prosessering og frontmontert antenne med ES-BS-struktur. Venstre panel: Blå (bak grønn) kurve SINR ved bare sjøclutter, oransje kurve SINR ved bare regnclutter, grønn kurve SINR ved både sjø- og regn-clutter. Høyre panel: Blå kurve SNR mål, oransje kurve CNR sjøclutter, grønn kurve CNR volumclutter, rød kurve CNR for sjø- pluss volum-clutter.*

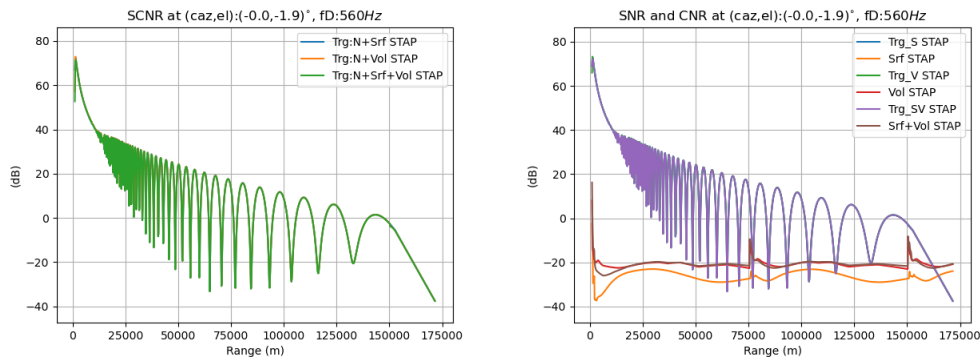
under horisonten. Både sjø- og volum-clutteret blir trykket godt under den termiske støyen ved STAP-prosesseringen, og SINR for de ulike kombinasjoner av sjø- og volum-clutter er nesten sammenfallende.

Suboptimale beamspace RD-STAP-metoder oppnår så og si like god SINR ved sjø- og regn-clutter som full STAP over alle pulser og ES-BS-subarraykanaler. Dette er helt tilsvarende erfaringene under simuleringer med land-clutter i forrige seksjon. Figur 4.14 viser AD-effektspektrumet for sjøclutter, volumclutter og mål oppnådd ved BS-konvensjonell prosessering i venstre panel og BS-post-doppler RD-STAP i høyre panel. Effektspektrumet er normalisert med den tilhørende termiske støyeffekten. Effektspektrum er bare tegnet inn for rom-tid styringsvektorer med asimutretning innenfor beamviftens åpningsvinkel.

Simuleringen med sjø- og regn-clutter indikerer at vi kan redusere både de romlige og de temporale frihetsgradene uten at det får særlige konsekvenser for oppnådd SINR. Figure 4.15 viser oppnådd SINR ved konvensjonell og adaptiv prosessering når rom-tid styringsvektoren er innstilt på målet, og målet beveger seg fra radaren ut mot horisonten. I venstre panel har antennen en ES-BS-struktur og full STAP er benyttet ved den oransje kurven. Den blå kurven viser SINR for konvensjonell prosessering. I høyre panel har antennen en 5×2 BS-struktur, og BS-post-doppler RD-STAP er benyttet ved den oransje kurven. Kun små forskjeller kan observeres mellom kurven i de to panelene. Vi legger også merke til at konvensjonell prosessering gir like god ytelse som STAP fra 50 km og ut det unike avstandsintervallet til 75 km hvor sjø- og regn-clutteret er dominert av den termiske støyen.

4.3 Kommentarer til simuleringene

I simuleringene er det benyttet en landcluttermodell med helt homogen refleksivitet. Dette fører til at effektspektrumet for landclutter oppnådd ved konvensjonell prosessering har dype sidelobenuller



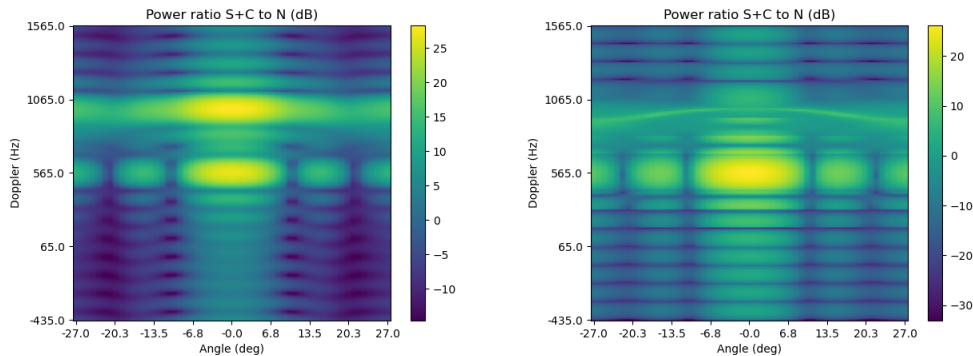
Figur 4.13 *SINR, CNR og SNR vist som funksjon av avstand fra radar til målet ved full STAP og frontmontert antenne med ES-BS-struktur. Venstre panel: Blå (bak grønn) kurve SINR ved bare sjøclutter, oransje (bak grønn) kurve SINR ved bare regnclutter, grønn kurve SINR ved både sjø- og regn-clutter. Høyre panel: Blå (bak fiolett) kurve SNR mål ved sjøclutter, oransje kurve CNR sjøclutter, grønn (bak fiolett) kurve SNR mål ved volumclutter, rød kurve CNR volumclutter, fiolett kurve SNR mål ved sjø- pluss volum-clutter, brun kurve CNR for sjø- pluss volum-clutter.*

i både asimut og doppler. Målet er lagt i boresight under simuleringene. Oppnådd **SINR** er følsom for små variasjoner i målets dopplerforskyvninger når de inntreffer nær dype sidelobenuller i clutterets **AD**-effektspektrum. Hvis målets dopplerforskyvning faller i en dyp sidelobenull, er **SINR** merkbart høyere enn hvis den faller nærmere midten av en sidelobe til clutterets dopplerprofil i boresight. Figur 4.16 viser **AD**-plot for **SCNR** av mål og landclutter fra Tabell 4.2 når målet har dopplerforskyvninger relativt til radarplattformen på 500 Hz i venstre panel og 565 Hz i høyre panel. **AD**-plottet gjelder for avstandscellen 26 km fra radaren. **AD**-plot for signal pluss clutter relativt til den termiske støyen er vist for disse dataene i Figur 4.1 når målet har relativ dopplerforskyvning på 565 Hz.

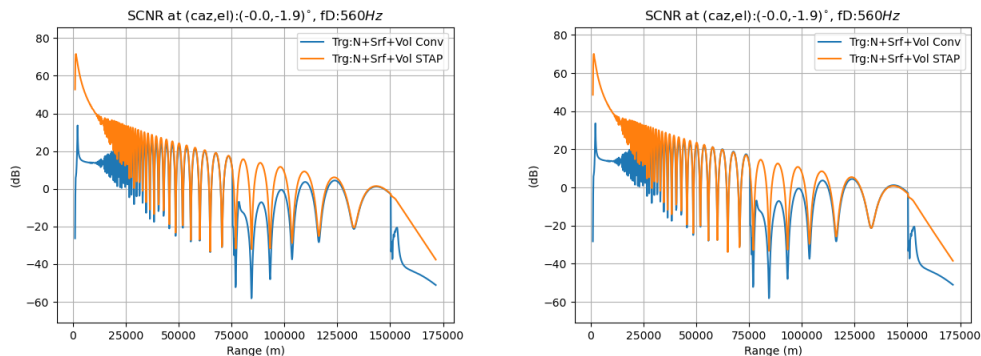
Den oransje kurven i Figur 4.17 viser dopplerprofilen for **SCNR** i Figur 4.16 gjennom målets asimut-doppler-koordinater, (0°, 500 Hz) i venstre panel og (0°, 565 Hz) i høyre. Den røde og den grønne kurven viser hhv. tilhørende **SNR** for målet og **CNR** for landclutteret. Den blå kurven er effekt til termisk støyforhold for målsignal pluss landclutter, delvis skjult bak grønn kurve.

Alle simuleringene i denne rapporten er utført for en radarplattform med en fast hastighet i forhold til terrenget eller sjøen og med et mål som har en fast dopplerforskyvning i forhold til radarplattformen. Betydelige forskjeller i **SINR** oppnådd for konvensjonell prosessering er vist i Figur 4.18 venstre og høyre panel. Her er styringsvektoren innstilt på målet og målet beveger seg mot horisonten. Panelene i Figur 4.18 viser **SINR** ved de samme to dopplerforskyvningene for målet som i Figur 4.16. Kurvene i de samme diagrammene for **SINR** oppnådd ved STAP-prosessoren viser at STAP undertrykker clutteret så mye at den relative dopplerforskyvningen mellom clutter og mål har liten innvirkning på oppnådd **SINR**.

Det er verdt å merke seg at sidelobenullene i clutterets **AD**-effektspektrum er meget smale slik dopplerprofilene i Figure 4.17 viser. Så hvis målets dopplerforskyvning hadde vært tilfeldig valgt, ville sannsynligheten for at målet havnet i en slik clutternull være vesentlig mindre enn at målet



Figur 4.14 *AD*-plot for effektspektrumet til mål, sjø- og volum-clutter normalisert med termisk støy. Frontmontert antenne med 5×2 *BS*-struktur og mål i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$. Konvensjonell prosessering i venstre panel, *BS*-post-doppler *RD-STAP* i høyre.

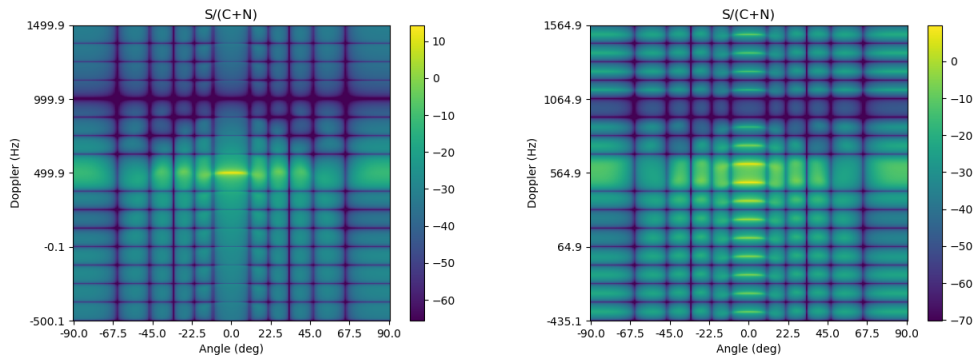


Figur 4.15 *SINR* vist som funksjon av avstand fra radar til målet ved sjø- pluss volum-clutter. Venstre panel: Antenne med *ES-BS*-struktur, blå kurve konvensjonell prosessering, oransje kurve full *STAP*. Høyre panel: Antenne med 5×2 *BS*-struktur, blå kurve *BS*-konvensjonell, oransje kurve *BS*-post-doppler *RD-STAP*.

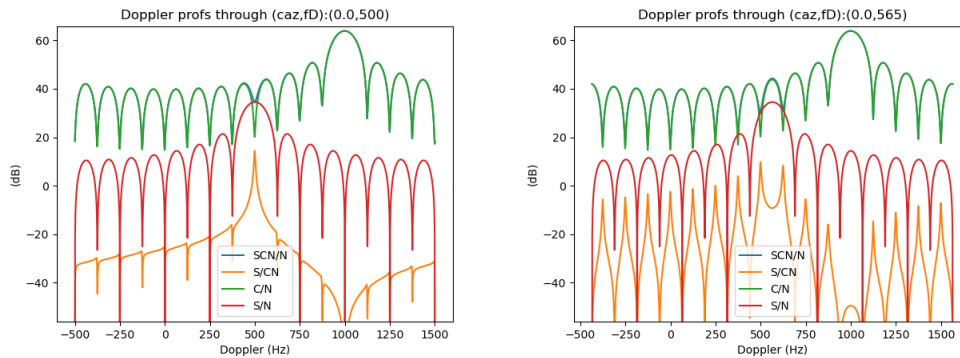
befant seg nærmere toppen av en cluttersidelobe. Simuleringene i denne rapporten er derfor utført for mål med dopplerforskyvning nær toppen av en sidelobe i clutterets *AD*-effektspektrum.

For sjøclutteret i våre simuleringer opptrer også nuller i *AD*-effektspektrumet ved konvensjonell prosessering tilsvarende som ved landclutter. Dopplerprofiler av sjøclutter i boresight ved avstand 26 km viser at sjøclutterprofilene har tilnærmet samme form og dype smale nuller som Figure 4.17 viser for landclutter, om enn med noe grunnere nuller. Plott av dopplerprofilene for sjøclutter er ikke tatt med her.

Til sist bør det nevnes at simuleringene i denne rapporten kunne vært utført med antennen i en annen posisjon enn frontmontert. For eksempel vil *AD*-effektspektrumet for landclutter og mål ved en sidemontert antenne med *ES-BS* se ut som i Figure 4.19. I dette tilfellet går clutterryggen i *AD*-effektspektrumet for den konvensjonelle prosessoren vist i det venstre panelet nærmest diagonalt gjennom clutterrefleksjonen fra sendebeamens hovedlobe i $(0^\circ, 0 \text{ Hz})$. *AD*-plottet er sentrert på målet i $(0^\circ, 565 \text{ Hz})$ og er ikke synlig for den konvensjonelle prosessoren, men trer tydelig frem i det

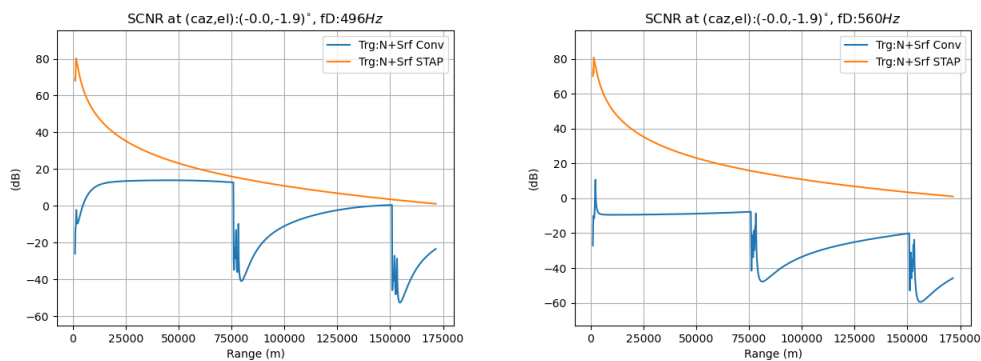


Figur 4.16 *AD*-plot av *SINR* ved landclutter og konvensjonell prosessering. Antennen er frontmontert med *ES-BS*-struktur. Målets dopplerforskyvning er 500 Hz i venstre panel og 565 Hz i høyre.

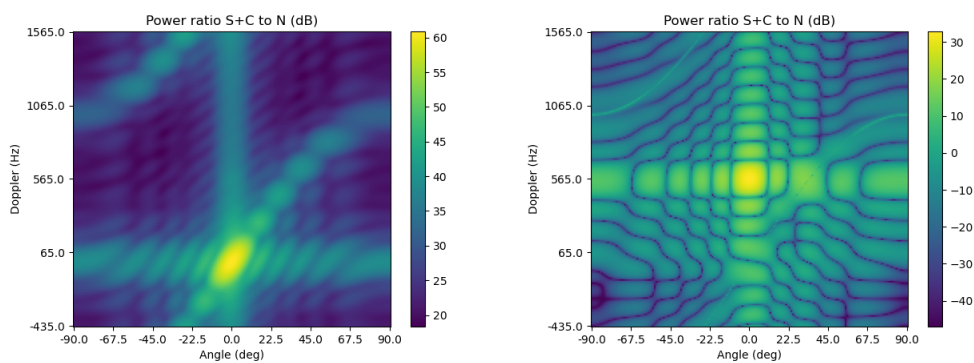


Figur 4.17 *Dopplerprofil* i boresight for *SINR* (oransje), *SNR* (rød), *CNR* (grønn) og $(S+C)/N$ (blå bak grønn) for konvensjonell prosessering. Målets dopplerforskyvning relativ til radarplattformen er 500 Hz i venstre panel og 565 Hz i høyre. Antennen er frontmontert med *ES-BS*-struktur.

høyre panelet som viser *AD*-effektspektrumet oppnådd ved full *STAP*.



Figur 4.18 SINR vist som funksjon av avstand fra radar til målet ved frontmontert antenne med ES-BSstruktur. Oransje kurve full STAP, blå kurve konvensjonell prosessering. Målets dopplervforskyvning 500 Hz i venstre panel og 565 Hz i høyre.



Figur 4.19 AD-plot for effektspektrum til mål og landclutter normalisert med termisk støy. Sidemontert antenne med ES-BS-struktur og mål i (0°, 565 Hz). Konvensjonell prosessering i venstre panel, full STAP i høyre.

5 Konklusjon

Simuleringene indikerer at konvensjonell beamforming og puls-dopplerprosessering oppnår vesentlig dårligere SINR enn STAP ved bakkeclutter, og også ved sjø- og regn-clutter, om enn i mindre grad. Vesentlig mindre ressurskrevende suboptimale RD-STAP-metoder oppnår tilnærmet like gode resultater som full STAP. Simuleringene er utført med kort koherent prosesseringstid. Under simuleringene er målsignalet ikke-fluktuerende og bakkeclutteret er homogent. For heterogent signalmiljø kan vi forvente at STAP ikke har fullt så god ytelse, for eksempel ved data fra lavtflygende radarplattform hvor bakkeclutteret inneholder mange distinkte spredere. Det vil bli utført videre studier for å belyse effekten av STAP på måledata innhentet med lavtflygende radar.

Forkortelser

AD Asimut-doppler

ADC Analog digital omformer

BS Beamspace

CNR Clutter til støy forhold (*Clutter to noise ratio*)

CPI Koherent prosesseringsintervall (*Coherent processing interval*)

DFT Diskret Fourier transform

DPCA Forskjøvet fasesenter antenne (*Displaced phase center antenna*)

DTFT Diskret-tid Fourier transform

ENU Øst-nord-opp (*East-North-Up*)

ES Element-space

FLOP Flyttallsoperasjon (*Floating point operation*)

GMTI Indikator for bevegelige bakkemål (*Ground moving target indicator*)

ITU International Telecommunication Union

INR Interferens til støy forhold

ML Maximum likelihood

PESA Passive electronic steering array

PRF Pulsrepetisjonsfrekvens

RCS Radartverrsnitt (*Radar cross section*)

RD-STAP Redusert dimensjon STAP

SNR Signal til støy forhold (*Signal to noise ratio*)

SCNR Signal til clutter-pluss-støy forhold

SINR Signal til interferens-pluss-støy forhold

STAP Rom-tid adaptiv prosessering (*Space-time adaptive processing*)

ULA Uniform lineær array

URA Uniform rektangular array

Referanser

- [1] Mark A. Richards. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw Hill, New York, second edition, 2014.
- [2] R. Klemm. *Principles of Space-Time Adaptive Processing, 3rd Edition*. Institution of Engineering and Technology, London, 2006.
- [3] J. Ward. Space-time adaptive processing for airborne radar. Technical Report 1015, Lincoln Laboratory MIT, December 1994.
- [4] W.L. Melvin. Clutter suppression using Space-Time Adaptive Processing. In W. L. Melvin and J. A. Scheer, editors, *Principles of Modern Radar, Vol II Advanced Techniques*, chapter 10. SciTech Publishing, 2013.
- [5] Jonas M. Christiansen, Øystein Lie-Svendsen, and Kyrre Strøm. FFI-RAPPORT 21/02255, FFI, 2021. KONFIDENSIELT.
- [6] D.H. Johnson and D.E. Dudgeon. *Array Signal Processing*. Prentice-Hall Inc, 1993.
- [7] H. Van Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Optimum Array Processing, (Part IV)*. John Wiley & Sons, Inc., New-York, USA, ISBN 0-471-09390-4, 2002.
- [8] International Telecommunication Union (ITU). Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. Recommendation ITU-R P.838-3, ITU, 2005.
- [9] International Telecommunication Union (ITU). Attenuation by atmospheric gases and related effects. Recommendation ITU-R P.676-12, ITU, 2019.
- [10] Albert G. Huizing and Arne Theil. *CARPET 2.0 User Manual*. TNO Physics and Electronics Laboratory. Manual versjon 1.2.
- [11] Vilhelm Gregers-Hansen and Rashmi Mital. An improved empirical model for radar sea clutter reflectivity. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 48(4):3512–3524, 2012.
- [12] G.H. Golub and C.F. VanLoan. *Matrix Computations*. Johns Hopkins University Press, Baltimore, ISBN-13: 978-0801854149, 1996.
- [13] N.R. Goodman. Statistical analysis based on a certain multivariate complex gaussian distribution (an introduction). *Annals of Mathematical Statistics*, 34:152–177, 1963.
- [14] I.S. Reed, J.D. Mallett, and L.E. Brennan. Rapid convergence rate in adaptive arrays. *IEEE Trans.AES*, 1974.
- [15] D. Aalfs. Adaptive digital beamforming. In W. L. Melvin and J. A. Scheer, editors, *Principles of Modern Radar, volIII Advanced Techniques*, chapter 9. SciTech Publishing, 2013.
- [16] H. Wang and L. Cai. On adaptive spatial-temporal processing for airborne surveillance radar systems. *IEEE Trans.AES*, 30:660–670, 1994.
- [17] R.C. DiPietro. Extended factored space-time processing for airborne radar systems. In *Proceedings of the 26th Asilomar conference, Pacific Grove, CA*, pages 425–430. 1992.

Om FFI

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

FFIs formål

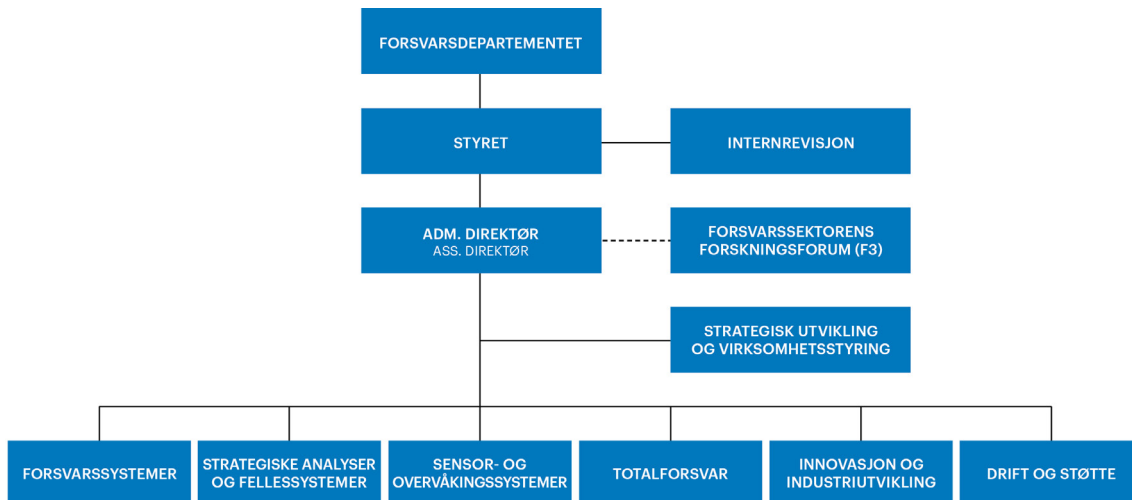
Forsvarets forskningsinstitutt er Forsvarets sentrale forskningsinstitusjon og har som formål å drive forskning og utvikling for Forsvarets behov. Videre er FFI rådgiver overfor Forsvarets strategiske ledelse. Spesielt skal instituttet følge opp trekk ved vitenskapelig og militærteknisk utvikling som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



Forsvarets forskningsinstitutt
Postboks 25
2027 Kjeller

Besøksadresse:
Instituttveien 20
2007 Kjeller

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