

Kartlegging og filtrering av skrogekko i skipsradar

Torleif Margido Haug

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2009

Hovedveileder: Børje Forssell, IET

Biveileder(e): Yngve Steinheim, Sintef
Erik Løvli, Radian AS

Oppgavetekst

Sterke refleksjoner fra strukturer på et skip kan gi opphav til kraftig nærclutter som kan maskere mål og hindre deteksjon i en sektor fremfor båtens baug. Dette nærclutteret kan bre seg langt utover båtens fysiske utstrekning og skyldes sannsynligvis multiple refleksjoner om bord. Fenomenet har fått benevnelsen «radarbaug», for å illustrere skillet mellom fysisk baug og uønskede nærekko fremfor baugen.

Målet for masteroppgaven er å studere og dokumentere fenomenet, samt å utvikle metoder som reduserer radarbaugen og forbedrer deteksjonsevnen i nærområdet.

Arbeidet kan grovt inndeles i følgende deloppgaver:

1. Dokumentere radarbaugens egenskaper gjennom litteraturstudie, eventuelt tilgjengelige dataverktøy og analyse av radarmålinger fra relevante fartøy.
2. Utvikle metoder for digital filtrering av radarbaug-clutter basert på opptak fra aktuelle radartyper.
3. Utvikle et brukervennlig dataverktøy som skal kunne brukes til å fremskaffe radarbaugens egenskaper for andre fartøy.

Oppgaven gitt: 16. januar 2009

Hovedveileder: Børje Forssell, IET

Sammendrag

Denne masteroppgaven omhandler et interferensfenomen i skipsradar som har fått benevnelsen «radarbaug». Radarbaugen er en type nærekko som skyldes båtens egne strukturer, men som opptrer på avstander langt ut over båtens fysiske utstrekning. Radarbaugen kan maskere mål og hindre deteksjon i båtens nærområde - et område det er kritisk for en navigatør å ha god oversikt over. Kunnskap om denne type interferens, hvordan den oppstår og hvilke egenskaper den har, vil gi nødvendig bakgrunn for utvikling av teknikker og metoder for signalbehandling i skipsradar som kan bedre deteksjonsevnen for mål nær eget fartøy og dermed medvirke til økt sikkerhet til sjøs. I denne oppgaven har en derfor forsøkt både å undersøke nærmere hvordan denne type uønskede signaler oppstår, samt foreslå egnet signalbehandling.

I innledingen ble det gjennomført et litteratursøk for å kartlegge om det finnes etablert teori som omhandler denne typen interferensproblematikk. Søket viste at det finnes svært lite litteratur på området. Etablering av egen grunnlagsteori er derfor nødvendig.

Antakelser om at radarbaugen skyldes multiple refleksjoner grunnet spredere på eget fartøy har fungert som en hypotese som er forsøkt sannsynliggjort gjennom to hovedpunkter – datasimuleringer og sammenlikning/gransking av nærekko fra ulike skrogutforminger. Simuleringer av problemstillingen ble forsøkt i gratis prøveversjoner av dataverktøyene Feko og WIPL-D. Begge disse programmene kan ha mulighet til å utføre denne type beregninger, men begrensninger i gratisversjonene gjorde det umulig å gjennomføre aktuelle simuleringer. Det vil derfor være behov for tilgang på fullversjoner før en fullstendig analyse og evaluering kan gjøres.

Sammenlikning og gransking av nærekko fra to fartøy med ulike skrogutforminger viste at to ulike fartøy med forskjellig utforming skaper nærekko med ulik karakteristikk. Maksimal utstrekning på radarbaugen relativt skroglengde varierer, og forskjellige skrogutforminger medfører variasjoner også i radarbaugens bredde i asimut. Begge deler indikerer at skrogets utforming har betydning for denne type nærekko.

Det er utviklet og prøvd ut metoder for dopplerfiltrering av «radarbaug». Standard binomiske MTI-filtre av lengde 2 og 3, samt FIR-filtre med spesialtilpassede vektorer av lengde 6 og 12 designet i Matlab er benyttet på et utvalg av måledata som inneholdt minst mulig sjøclutter. Beregninger av clutterdemping ga gjennomsnittsverdier på 18,2–19,6 dB for X-bånd og 8,7–10,5 dB for S-bånd. Filtrene av lengde 2 og 6 viser best clutterdemping. Forskjellen mellom de to radarbåndene henger trolig sammen med at det er mer annen type clutter i måledataene fra S-bånd.

Som en integrert del av kartleggingsarbeidet i oppgaven er det utviklet et lettfattelig og brukervennlig dataverktøy for kartlegging av «radarbaug» i Matlab. Dette vil danne grunnlag for videre arbeid ved å forenkle analyse av nærekko i skipsradar for nye fartøy og skrogtyper.

Innhold

Liste over figurer	vi
Liste over tabeller	vii
Forkortelser og definisjoner	viii
Forord	ix
1. Innledning	1
1.1. Bakgrunn	1
1.2. Målsetning	2
1.3. Innhold og oppbygging	2
2. Opphav til radarbaug	3
2.1. Radarbaug i litteraturen – litteratursøk	4
2.2. Bruk av simuleringsverktøy	5
2.2.1. FEKO	5
2.2.2. WIPL-D	7
2.3. Sammenligning av målt respons i ulike tilfeller	8
2.3.1. Målemetode og -oppsett for radarbaug	8
2.3.2. Kartleggingsmetode – radarbaug	15
2.3.3. Radarbaugresultater	18
2.3.4. Sammenligning og diskusjon	19
2.4. Konklusjon	20
3. Signalbehandling/filtrering	26
3.1. MTI-signalbehandling/-teori	26
3.1.1. Delay Line Canceler (DLC)	27
3.1.2. PRF, blindhastighet og «stagger»	30
3.1.3. Magnetronet og koherent signalbehandling	34
3.1.4. Diverse begreper	35
3.2. Filtrering i Matlab	36
3.2.1. Beregning av CA	39
3.3. Resultater	39
3.4. Diskusjon	40

3.5. Konklusjon	43
4. Dataverktøy for kartlegging av radarbaug	45
4.1. Diskusjon/konklusjon	47
5. Oppsummering	49
Bibliografi	51
Vedlegg:	
A. Begrensninger i FEKO Lite	55
B. Samlede enkeltplott MF «Raunefjord»	56
C. Filterkoeffisienter	59

Figurer

2.1. Bildet viser hvordan radarbaugen ser ut på PPI	3
2.2. Figuren illustrerer antakelser omkring radarbaugens opphav	4
2.3. Figuren viser en modell i programmet Feko	7
2.4. MF «Harøy» til kai. Plasseringen av antennene for X- og S-bånd presisert.	9
2.5. MF «Harøy». Bildekket mer i detalj.	9
2.6. MF «Harøy». Nærbilde av baug-enden.	10
2.7. MF «Harøy». Nærbilde av akterenden.	10
2.8. Bildet viser søsterskipet til MF «Raunefjord», MF «Fanafjord», og gir et inntrykk av båtens utforming/utseende	11
2.9. Bildet viser plasseringen av radarantennene på MF «Raunefjord»	12
2.10. Figuren viser et blokkdiagram for måleoppsettet benyttet ved logging av radardata	12
2.11. Figuren viser innholdet i videomatrisa	13
2.12. Figuren viser dopplerspekteret til et utvalg av to basisbåndmatriser, én for Harøy og én for Raunefjord	16
2.13. Figuren illustrerer prinsippet med oppdeling og «skanning» av en opp-takssektor	17
2.14. Radarbaug i baugretning for MF «Harøy». X-bånd	22
2.15. Radarbaug i baugretning for MF «Harøy». S-bånd	22
2.16. Radarbaug i akterretning for MF «Harøy». X-bånd	23
2.17. Radarbaug i akterretning for MF «Harøy». S-bånd	23
2.18. Radarbaug i baugretning for MF «Raunefjord». X-bånd	24
2.19. Radarbaug i baugretning for MF «Raunefjord». S-bånd	24
2.20. Radarbaug i akterretning for MF «Raunefjord». X-bånd	25
2.21. Radarbaug i akterretning for MF «Raunefjord». S-bånd	25
3.1. Enkel DLC/forsinkelseslinje	28
3.2. Figuren viser to etterfølgende signaler a) og b), og informasjonen man får ut ved subtraksjon av disse; c).	28
3.3. Illustrerer frekvensresponsen, både for enkel og dobbel DLC. Amplitu-den er normalisert til 1 for begge tilfellene, slik at forskjellen i form kom-mer best mulig frem.	30
3.4. Staggered prf - skifte mellom fire prf-er.	31

3.5. Figuren viser responsen til en dobbel DLC for $f_{p,1} = 3000$ Hz, $f_{p,2} = 4000$ Hz og stagger av de to verdiene av f_p . Maksutslaget er satt til 0 dB for alle tre grafene.	32
3.6. Figuren viser innflytelsen staggermengden til et X-bånd-opptak fra MF «Harøy» har på filterrespons.	33
3.7. Skisse av tverrsnittet til koaksialmagnetron	35
3.8. Filterresponsen til de fire analyserte filtrene	38
3.9. Figuren viser et dopplerspektrum fra måledata fra MF «Harøy», X-bånd, samt to filterkarakteristikker. Filterkarakteristikkene er for et to-puls-filter og et 6-puls-filter.	39
3.10. Viser utsnitt av basisbåndmatrisen, og filtrert utsnitt av samme signal.	40
3.11. Figuren viser clutter med dopplerhastighet i dopplerspekter og avstand-dopplerplott	42
3.12. Figuren viser forskjell i filtrert basisbåndsignal for filter av lengde 2 og 12	42
3.13. Figuren viser et utsnitt av basisbåndsignalet som inneholder pulsen for henholdsvis X-bånd og S-bånd	43
4.1. Bildet viser det grafiske grensesnittet til dataverktøyet utviklet i Matlab.	46
4.2. Figuren viser vinduet for visning av dopplerspektrum og avstand-dopplerplott	47
B.1. Enkeltplott MF «Raunefjord». Baug X-bånd	56
B.2. Enkeltplott MF «Raunefjord». Baug S-bånd	57
B.3. Enkeltplott MF «Raunefjord». Akter X-bånd	57
B.4. Enkeltplott MF «Raunefjord». Akter S-bånd	58

Tabeller

2.1. Informasjon om radarene på MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Kilde: Furuno dataark [3]	11
2.2. Nullpunkt for avstand i video-matrisen	14
2.3. Tabellen viser målte verdier for radarantennenes rotasjonshastighet . . .	14
2.4. Målte verdier for prf og pri for begge fergene.	14
2.5. Verdier for pulser per strålebredde.	17
2.6. Oversikt over antall opptak som danner grunnlaget for hvert plott, MF «Harøy».	19
2.7. Oversikt over antall opptak som danner grunnlaget for hvert plott, MF «Raunefjord».. . . .	19
3.1. Filterdata for filtrene	38
3.2. Beregnet clutterdemping for X-bånd-data	41
3.3. Beregnet clutterdemping for S-bånd-data	41
C.1. Tabellen viser filterkoeffisientene til filtrene brukt i oppgaven	59

Forkortelser og definisjoner

PPI Plan Position Indicator. (Radardisplay.)

PRF Pulsrepetisjonsfrekvens (en. Pulse Repetition Frequency)

PRI Pulsrepetisjonsintervall

DLC Delay Line Canceler

FIR Finite Impulse Response

IIR Infinite Impulse Response

CA Clutter Attenuation

IF Improvement Factor

Forord

Denne masteroppgaven har vært en avsluttende del av master-/sivilingeniørstudiet i elektronikk ved NTNU. Det har vært både spennende og utfordrende å jobbe med ulike problemstillinger innen skipsradar.

Jeg vil gjerne få takke min veileder Erik Løvli, Radian AS, for svar på alle dumme spørsmål. Han har med sin faglige kompetanse hjulpet med forståelse av mangt et problem. Videre vil jeg få takke min andre veileder, Yngve Steinheim ved Sintef for mang en hyggelig samtale, både faglig og utenomfaglig, og svar på uendelig mange spørsmål. Begge mine veiledere har vært til stor hjelp.

Dessuten vil jeg få rette en takk til min faglærer Børje Forssell for all hjelp.

Torleif Margido Haug
NTNU, Trondheim, 12.06.2009

1. Innledning

1.1. Bakgrunn

Denne masteroppgaven er en del av et prosjekt der Radian AS og Sintef arbeider med nye metoder for økt deteksjonsevne for skipsradar. Samtidig bygger masteroppgaven på prosjektoppgaven «Kartlegging av interferens i skipsradar. 'Radarbaug'.» [4], gjennomført høsten 2008.

Arbeidet til Radian AS og Sintef har sin bakgrunn i alvorlige ulykker på sjøen. I noen tilfeller skyldes dette feil bruk og/eller for dårlig radar eller deteksjonsevne. Høy sjø og nedbør kan medføre vanskelige forhold, og i slike tilfeller hevder mange brukere at skipsradarer generelt er for dårlige [4].

Radian og Sintef jobber med å lage en kostnadseffektiv MTI-løsning (Moving Target Indicator) for ikke-koherente skipsradarer. God ytelse kan oppnås gjennom mange MTI-løsninger som allerede finnes på markedet, men mange av disse er for kostbare for brukersegmentet Sintef og Radian jobber mot.

En del uønskede ekko ble gjennom målinger påvist i nærområdet til ferjen MF «Harøy», som var stedet for de første målingene. De uønskede ekkoene ses på radardisplayet (PPI - Plan Position Indicator) som en forlengelse av baugen (se figur 2.1), men med en utstrekning som kan være mange ganger større enn båtens fysiske utstrekning. Fenomenet har fått benevnelsen «radarbaug», og er ment å være beskrivende i forhold til utseende på PPI, men samtidig skille det fra det fysiske skroget og sjøclutter. Radarbaugen kan maskere bort mål i nærområdet, og være en fare for sikkerheten; nærområdet er et kritisk område for en navigatør å ha oversikt over.

I prosjektoppgaven ble det primært fokusert på kartlegging av radarbaugen. Gjennom analyse og prosessering av dopplerspekteret til radarsignalene i Matlab, ble det mulig å skille mellom radarbaug og sjøekko og finne radarbaugens utstrekning som funksjon av asimutvinkel. Resultatene viste variasjon både med hensyn på radarbånd (x-/s-bånd) og antennens pekeretning (akter/baug). (Se kap. 2.3.3 evt prosjektrapporten for mer detaljer).

1.2. Målsetning

Prosjektoppgaven ble en ren kartleggingsoppgave. Denne masteroppgaven skal undersøke mer i detalj mekanismene ved bølgeforplantning ombord i båter som er antatt å være opphav til radarbaug. Derne er det et mål å finne frem til og prøve ut metoder for signalbehandling som kan fjerne eller redusere virkningen av denne type interferens i skipsradarer. Og siden resultatene av denne oppgaven er forventet å danne grunnlag for videre arbeid med problemområdet, er det også en målsetning å utvikle og dokumentere et genrelt og brukervennlig dataverktøy for kartlegging av radarbaug.

1.3. Innhold og oppbygging

Denne masteroppgaven kan tematisk grovt sett deles inn i tre. Erfaringer, observasjoner og resultater diskuteres underveis, og det konkluderes på hver del. De viktigste momentene presenteres avslutningsvis i et oppsummeringskapittel, kapittel 5.

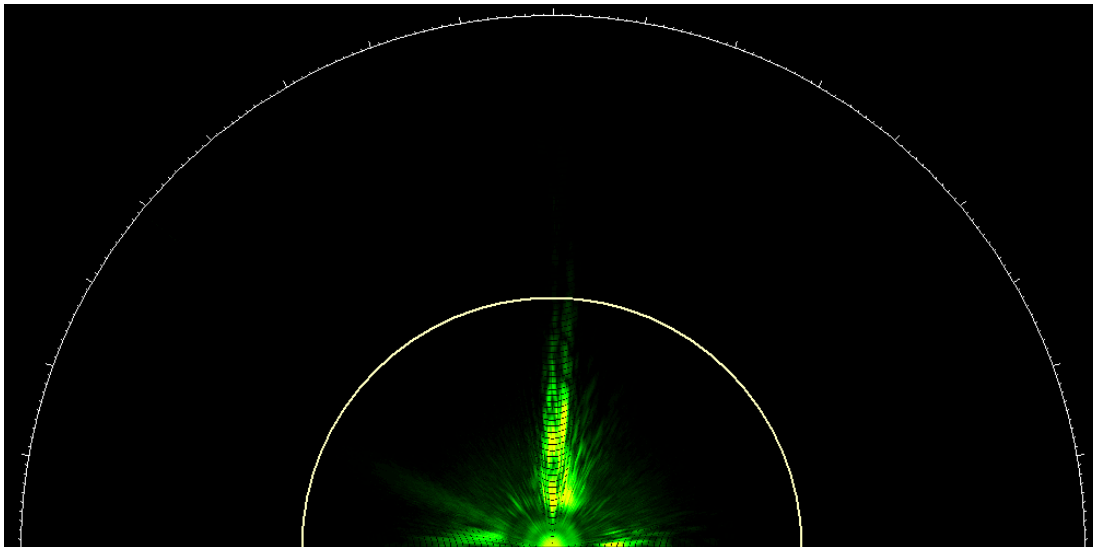
Den første delen, kapittel 2, fokuserer på årsakene til radarbaugen. Innledningsvis i denne delen presenteres resultatene av litteratursøk gjennomført for å kartlegge om det finnes teori som belyser nærekko som «radarbaug». Derne er det fremsatt en hypotese som danner grunnlaget for resten av rapportens første del. Her presenteres resultatene av forsøk på å simulere problemstillingen i dataprogrammer. Og videre følger en gjennomgang av radarutstyr og målemetode for logging av radardata sammen med metoder for kartlegging av radarbaug. Resultatene av undersøkelsene presenteres og diskuteres opp mot den fremsatte hypotesen.

Rapportens andre del, kapittel 3, tar for seg metoder for filtrering av radarbaugen. En gjennomgang av relevant signalbehandlingsteori innleder dette kapitlet, før filtreringsmetodene i Matlab gjennomgås. Kapitlet avrundes med presentasjon av resultatene og en diskusjon av disse.

Et dataverktøy utviklet i Matlab, presenteres i den tredje og siste delen av rapporten – kapittel 4. Kapitlet avsluttes med en kort diskusjon/konklusjon i forhold til programmets brukervennlighet og funksjonalitet.

2. Opphav til radarbaug

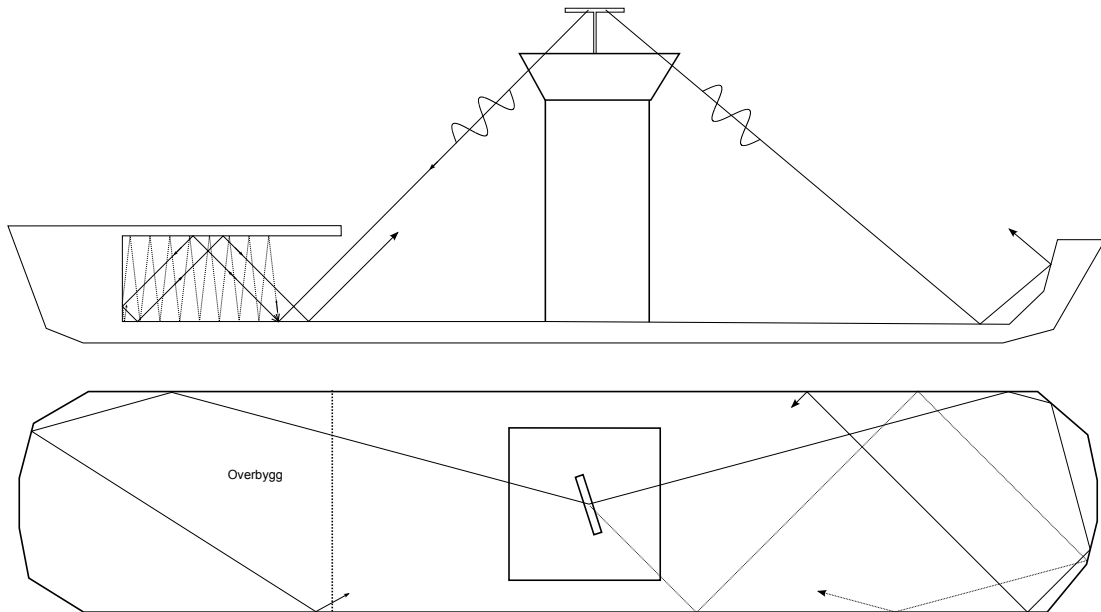
Innledningsvis ble det nevnt at radarbaugen ses på PPI som en forlengelse av baugen. Bildet i figur 2.1 viser en sektor mot akter for X-bånd på ferger MF «Harøy». Her er det svært lite sjøclutter (bakgrunnsekko fra sjøen), og radarbaugen kommer derfor veldig tydelig frem. Den kan ligne veldig på sjøclutter, men er det ikke. Det har blitt antatt at



Figur 2.1.: Bildet viser hvordan radarbaugen ser ut på PPI

det er refleksjoner fra eget fartøy som er opphav til radarbaugen slik den kan observeres i opptak av radardata. Skrog og strukturer om bord eksiteres av utsendt radarpuls, og multiple refleksjoner mellom ulike spredere og i kaviteter om bord gjør at responsen bare langsomt dør ut. Denne antakelsen har fungert som hypotese og vært utgangspunkt for den første delen av oppgaven, som har bestått i å studere og forsøke å finne årsaker til denne spesielle typen nærekko i skipsradar. Hypotesen er forsøkt illustrert i figur 2.2.

Dette kapitlet kan i hovedsak deles inn i tre, der det i første omgang er sett på hva som kan finnes av etablert teori på det konkrete fenomenet, og som et ledd i dette arbeidet er det gjort et litteratursøk. Videre er det undersøkt et par mulige dataverktøy for om mulig å kunne gjøre datamaskinsimuleringer, og på den måten få testet hypotesen. Og endelig er det gjort undersøkelser og sammenlikninger av radarbaugekko fra forskjellige båter og skrogutforminger. Dersom det kan påvises at forskjellige strukturer i antennens nærområde gir opphav til forskjeller i detektert radarbaug, vil det også kunne



Figur 2.2.: Figuren illustrerer antakelser omkring radarbaugens opphav

være en indikasjon på at hypotesen er riktig.

2.1. Radarbaug i litteraturen – litteratursøk

Som et ledd i arbeidet med å forsøke å finne teori på fenomenet ble det gjort litteratursøk. Det ble foretatt søk gjennom databaser som er tilgjengelige gjennom Universitetsbiblioteket i Trondheim (UBiT)¹. De to databasene som hovedsakelig ble benyttet var *IEEE Xplore*² og *Enineering Village*³. Det ble brukt ulike kombinasjoner av søkeord som: *radar, ship, superstructure, hull, backscatter, metal, microwave, reflection(s), parallel plate(s), interference*.

Funn som direkte gikk på interferensproblematikk som radarbaugen var fraværende. Dessuten er veldig mange av de verk som fremkommer ved søk beskyttet av opphavsrett, og dette gjør det ekstra vanskelig. Funn omkring bølgeledere og parallelle plater med veldig liten innbyrdes avstand ble gjort, for å nevne fagområder utenom radarlitteratur. I radarlitteraturen dreide tilgjengelige kilder seg stort sett om radartverrsnitt, bakgrunnsekko og relaterte felter. Men ingenting ga inntrykk av at det fantes noe som kunne være til hjelp ved å forklare radarbaugen .

For å eksemplifisere funnene som er gjort, kan artikkelen «Effective Sidelobe Levels Due to Scatterers»[11] nevnes. Den tar blant annet for seg spredning grunnet diskrete

¹UBiT: <http://www.ntnu.no/ub>

²IEEE Xplore: <http://ieeexplore.ieee.org>

³Enineering Village: <http://www.engineeringvillage2.org>

objekter i fjernfeltet og i Fresnelsonen. Dette omhandler AEGIS faserettet array-radar, AN/SPY-1.

Foruten dette nevnes det også i «Target Detection By Marine Radar»[1] refleksjoner fra båtskrog og strukturer, og hovedsakelig ved betrakningsposisjon utenfor skroget. Et par sitater følger, der det første omhandler kraner og rør:

Last-utstyr slik som kraner på dekk og tankbåtrør vil trolig reflektere rimelig omnidireksjonalt i både elevasjon og asimut (...).

Videre beskrives følgende omkring skrog og tilhørende strukturer:

Rett mot bredsidene vil de fleste skrog og noen skrogstrukturer tilnærme en flat plate og returnere sterke ekko i en smal vinkel.

Som disse eksemplene viser er det fenomener som er på siden av denne oppgavens problemstilling. Ting tyder på at dette er et område som ikke er behandlet i nevneverdig grad i *radarlitteraturen*. Det kan ut i fra de funn som er gjort sies lite om hypotesens gyldighet.

2.2. Bruk av simuleringsverktøy

En metode for å undersøke hypotesens gyldighet er å simulere problemstillingen i data-verktøy for simulering av elektromagnetiske problemer av ulik art. Tanken/håpet var å kunne eksitere en forenklet modell av skroget og betrakte responsen, og forhåpentligvis få svar på om radarbaugen skyldes multiple refleksjoner.

Det ble sett på mulighetene i to programmer, FEKO [5] og WIPL-D [7], som var tilgjengelig i demo-/gratisversjoner⁴. Begge programmene er beregnet for varierte problemstillinger innen elektromagnetisme, bølgeforplantning og mikrobølgeteori. Men på tross av denne likheten er de også ganske forskjellige. De to programmene vil i det følgende presenteres, og det ses på muligheter, resultater og begrensninger.

2.2.1. FEKO

FEKO er en forkortelse for «Feldberechnung bei Körpern mit beliebiger Oberfläche», som oversatt blir «feltberegninger på legemer med vilkårlige overflater». Det er en programpakke for beregninger på elektromagnetiske problemer innenfor mange forskjellige områder. Anvendelsesområder kan være analyse av antenner og plasseringen av antenner, analyse av RF-komponenter, problemstillinger i forhold til bio-elektromagnetisme og annet. Det mest aktuelle med hensyn på radar er beregninger av radartversnitt.

⁴Demoversjonene av programmene heter *FEKO LITE* og *WIPL-D Lite*

FEKO bruker en kombinasjon av mange ulike analyse-/beregningsmetoder, med «Method of Moments» som basis [6]. De øvrige teknikkene er

- Multilevel Fast Multipole Method
- Finite Element Method
- Uniform Theory of Diffraction
- Geometrical Optics
- Physical Optics

Demoversjonen som er benyttet i denne rapporten kan brukes innen de fleste områder, men i veldig begrenset omfang. Dette skyldes at det er lagt inn begrensninger i forhold til kompleksiteten på problemene som kan analyseres. Begrensningene listes opp i vedlegg A.

En av de mest avgjørende begrensningene er inndelingen av modellen i triangler. FEKO lager en maske av triangler, og det er i realiteten denne masken det utføres beregninger på. I Feko Lite er antallet slike triangler begrenset til 300. Ser vi dette i sammenheng med begrensninger i beregningsmetodene med hensyn på nøyaktighet, blir det klart at bruksområdet til Lite-versjonen er begrenset.

Det er ved de forsøk som er gjort med Feko Lite påvist at det eksisterer et krav til sammenhengen mellom trianglers areal og bølgelengden. For å være sikret god nok nøyaktighet og unngå advarsler må følgende være oppfylt:

$$\frac{A_{\text{triangel}}}{\lambda^2} < 0,03 \quad (2.1)$$

der λ er bølgelengden. Videre vil Feko tillate, men gi advarsel, når

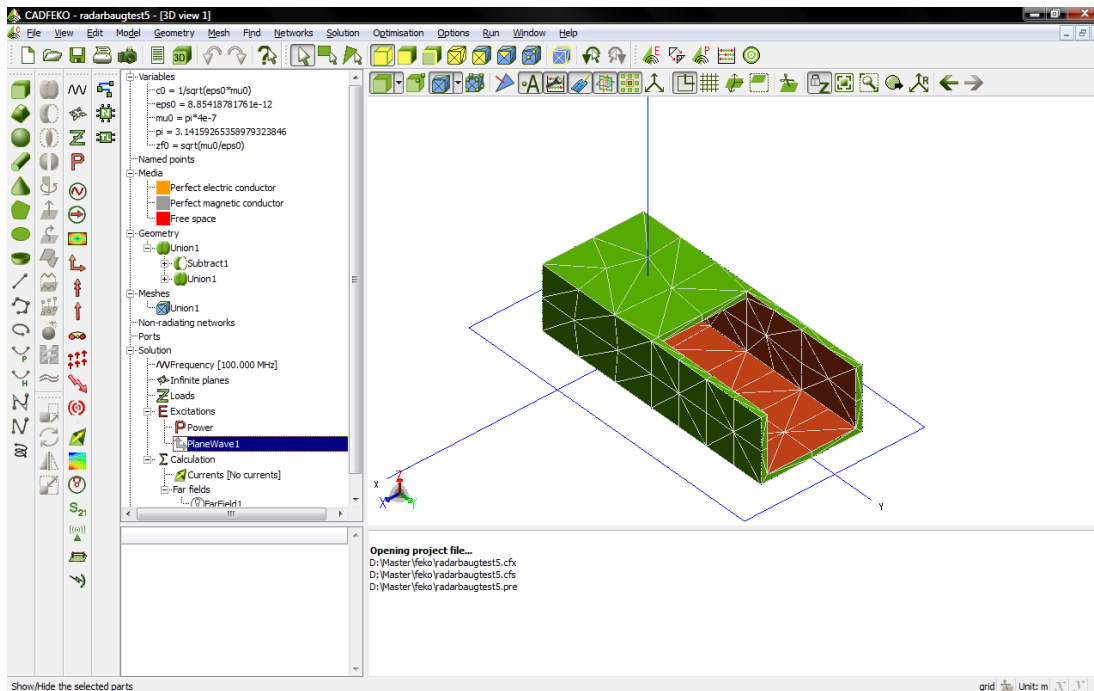
$$0,03 < \frac{A_{\text{triangel}}}{\lambda^2} < 0,1$$

Ses det strengeste kravet i sammenheng med at antallet triangler maksimalt tillatt er 300, blir tillatt totalareal som funksjon av bølgelengden

$$A_{\text{tot}} = 9\lambda^2 \quad (2.2)$$

Denne sammenhengen forutsetter at alle trianglene er like, og det vil sjelden være tilfelle. Øvre begrensning i totalareal for de aktuelle radarene med frekvenser 9,410 GHz ($\lambda \approx 0,032$ m) og 3,050 GHz ($\lambda \approx 0,098$ m), er henholdsvis $0,009$ m² og $0,086$ m². Modellen som vises i figuren er en modell av baugenden på MF «Harøy», og har omtrentlige fysiske mål. Dette gir et totalareal på 899 m². Det er tydelig at det er ganske stort sprang fra de tillatte totalareal til modellens totalareal. Modellen har dimensjoner av samme størrelsesorden som et reelt fartøy, og det er store forskjeller mellom hva

2. OPPHAV TIL RADARBAUG



Figur 2.3.: Figuren viser en modell i programmet Feko

som er mulig og ønskelig i Feko Lite. For å sette det i perspektiv, vil den laveste frekvensen som er mulig å påtrykke modellen ha en bølgelengde som er dobbelt så stor som modellens bredde.

Feko fremstår som et allsidig dataverktøy med mange muligheter, men gratisversjonen som har vært tilgjengelig har for store begrensninger til at det har kunnet utføres noen fornuftig simulering. Denne delen av arbeidet har således ikke gitt noen forklaring på hva som forårsaker nærekkoene i skipsradar.

2.2.2. WIPL-D

WIPL-D Microwave er en programvarepakke for simulering og design av mikrobølge-kretser, -utstyr/-enheter og antenner. Foruten å løse problemer rundt mikrobølge-kretser er det også innebygget mulighet for å løse elektromagnetiske problemer i 3D. Den siste biten fremsto som aktuell for denne oppgaven, og programmet ble derfor tatt nærmere i øyesyn.

Det er gjort en veldig kort evaluering av WIPL-D, og dette programmet ble funnet mer komplisert enn Feko. Samtidig var det kun en demoversjon som var tilgjengelig i dette tilfellet også, med tilsvarende begrensninger som i Feko. WIPL-D har altså ikke gitt noen resultater. Skal en fullversjon av et av de to programmene evalueres, anbefales Feko.

2.3. Sammenligning av målt respons i ulike tilfeller

Det er gjort målinger på to bilferger som er forskjellige hva utforming og størrelse angår. I denne delen presenteres målemetode og tilgjengelig informasjon i måledataene, kartleggingsmetode (hvordan resultatene er frembrakt), samt resultatet av kartleggingen (radarbaugresultatene).

Det har blitt antatt, som nevnt innledningsvis, at det er refleksjoner fra eget fartøy som er opphav til radarbaugen. Spredere og kaviteter om bord skaper multiple refleksjoner når de eksiteres av utsendt radarpuls, og resultatet er en langsomt utdøende respons. Resultatene i denne delen vil avslutningsvis diskuteres med henblikk på denne antakelsen, eller hypotesen. Eventuelle forskjeller i detektert radarbaug vil gi en pekepinn på hypotesens gyldighet.

2.3.1. Målemetode og -oppsett for radarbaug

Måleresultatene som brukes i denne rapporten er hentet fra to målekampanjer på de to bilfergene MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Målingene er utført av Erik Løvli, Radian AS, henholdsvis 26–28. august 2008 og 30–31. mars 2009.

I det følgende vil de to fergene presenteres sammen med radarutstyret og dets spesifikasjoner. Det blir redegjort for måleoppsettet og hvordan radardataene logges og lagres for senere bruk. Dette relateres videre til hvilken informasjon som er mulig å lese ut med hensyn på å frembringe resultater/plott.

Fergene MF «Harøy» og MF «Raunefjord»

MF «Harøy» er en bilferge i Fjord1-rederiet, som er 67 m lang og 14 m bred. Den har to radarer levert av Furuno⁵, FAR-2137S (S-bånd) og FAR-2117 (X-bånd). Et bilde av båten og plasseringen av de to radarantennene vises i figur 2.4. Her ser man båten fra akterenden og fremover. I figur 2.5 kan bildekket ses i mer detalj. Bildekket er åpent med unntak av fremst i baugen, hvor det er et overbygg. Dette gjør altså at radaren ser mer åpent bildekk akterover enn forover. I figur 2.6 og figur 2.7 ser man baug- og akterenden på nærmere hold og mer detaljert, og forskjellene mellom de to endene synliggjøres. Generelt fremgår det av bildene av båten at det er mange strukturer som stikker opp og mange rette vinkler, og dermed mange hjørnereflektorer, som antas å kunne gi sterke refleksjoner av radarenergi. MF «Raunefjord» er også en bilferge i Fjord1-rederiet, og har i likhet med MF «Harøy» to radarer fra Furuno, én X-bånd og én S-bånd. Radarene er av samme type, men båtens utforming og radarenes plassering

⁵Furuno Electric Co. (www.furuno.com). Norsk avdeling Furuno Norge AS (www.furuno.no). Se spesifiserte internett-adresser for mer informasjon om selskapet, eller utsyret deres.

2. OPPHAV TIL RADARBAUG



Figur 2.4.: MF «Harøy» til kai. Plasseringen av antennene for X- og S-bånd presisert.



Figur 2.5.: MF «Harøy». Bildekket mer i detalj.

2. OPPHAV TIL RADARBAUG



Figur 2.6.: MF «Harøy». Nærbilde av baug-enden.



Figur 2.7.: MF «Harøy». Nærbilde av akterenden.

2. OPPHAV TIL RADARBAUG



Figur 2.8.: Bildet viser søsterskipet til MF «Raunefjord», MF «Fanafjord», og gir et inntrykk av båtens utforming/utseende

Tabell 2.1.: Informasjon om radarene på MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Kilde: Furuno data-ark [3]

	S-bånd	X-bånd
Antennetype	SN-36AF	XN-20AF
Lengde	12 fot	6,5 fot
Strålingsbredde		
– horisontalt	1,8°	1,23°
– vertikalt	25°	20°
Sidelober		
– innenfor $\pm 10^\circ$	-24 dB	-28 dB
– utenfor $\pm 10^\circ$	-30 dB	-32 dB
Transceiver	FAR-2137S	FAR-2117
Frekvens	3050 MHz	9410 MHz
Mellomfrekvens	60 MHz	60 MHz
Ut-effekt	30 kW	12 kW

er derimot forskjellig. I tillegg roterer antennene med høyere hastighet, se tabell 2.3. Det medfører blant annet færre pulser per strålebredde. MF «Raunefjord» er 130 m lang og 19 m bred.

Figur 2.8 viser hvordan MF «Raunefjord» ser ut. Riktignok er det søsterskipet MF «Fanafjord» som er avbildet, men de to fergene er identiske.

Radarutstyr og måleoppsett

En kort presentasjon av radarutstyret på fergene vil bli gitt her. Som nevnt har fergene to radarer levert av Furuno. De viktigste egenskapene til disse to radarene er oppsummet i tabell 2.1.

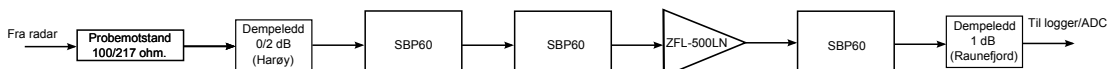
Pulslengden kan velges blant gitte verdier, men for alle målinger her er pulslengden



Figur 2.9.: Bildet viser plasseringen av radarantennene på MF «Raunefjord»

$S_2 = 150$ ns benyttet.

I FAR-2117/2137S leveres signalet fra mottaker som «mixed-video», bestående av en komponent i basisbånd og et 60 MHz mellomfrekvenssignal addert til. Mellomfrekvenskomponenten skilles ut ved hjelp av filtre, og en forsterker bringer signalet opp på et passende nivå for analog-digitalkonverteren. (Se for øvrig fig. 2.10.) A/D-konverteren punktprøver signalet med en frekvens på 200 MHz og en oppløsning på 8 bit. Signalet hentes ut ved hjelp av probe på signalveien fra mottaker til signalprosessor [8, 9]. Loggingen av radardata starter ved deteksjon av et triggersignal som kommer like før pulsen sendes ut. Opptakene lagres i filer som kan leses av Matlab (filtype *mat*).



Figur 2.10.: Figuren viser et blokkdiagram for måleoppsettet benyttet ved logging av radardata

Radardata

Alle opptakene er lagret i filer som kan leses av Matlab. Som det går frem av [8, 9], er filene av typen «.mat» og i byte-format, og når disse leses inn i Matlab genereres matrisevariabelen «video». Denne variabelen inneholder en kolonne for hver puls. Kolonnene representerer således asimutretningen, mens radene representerer den radiale retningen. (Se figur 2.11 for detaljene.) Tredje og fjerde siffer i hver kolonne er

2. OPPHAV TIL RADARBAUG

	1	2	...	M	
1	$As_{MSB}(1)$	$As_{MSB}(2)$	$As_{MSB}(M)$	radiell retning ↓ radnr.
2	$As_{LSB}(1)$	$As_{LSB}(2)$	$As_{LSB}(M)$	
3	$PRI_{MSB}(1)$	$PRI_{MSB}(2)$	$PRI_{MSB}(M)$	
4	$PRI_{LSB}(1)$	$PRI_{LSB}(2)$	$PRI_{LSB}(M)$	
5-7	0	0	0	
8	ugyldig	ugyldig	ugyldig	
9	gyldig	gyldig	gyldig	
	⋮	⋮	⋮	
	⋮	⋮	⋮	
N	ugyldig	ugyldig	ugyldig	

← asimetretning →

← kolonnenr. →

Figur 2.11.: Figuren viser innholdet i videomatrisa

henholdsvis det mest signifikante byte (MSB) og minst signifikante byte (LSB) i tidsforskjellen mellom forrige og nåværende trigger.⁶ Denne tidsforskjellen, som svarer til pulsrepetisjonsintervallet (PRI), har en oppløsning på 0, 1 μ s, og følgelig vil verdiene 13 for MSB og 50 for LSB gi et pulsrepetisjonsintervall på

$$PRI = (256 \cdot 13 + 50) / 10 = 337,8 \mu s \quad (2.3)$$

Det er viktig å merke seg at det er *byte* det er snakk om, og ikke *bit*, da 1 byte = 8 bit (8 bit fra A/D-konverter). Som dette eksempelet (ligning 2.3) viser, kan man med bakgrunn i de loggede data beregne PRI, eller eventuelt pulsrepetisjonsfrekvensen (PRF). ($PRF = 1/PRI$)

Avstandsoppløsning og -kalibrering

Siden loggingen starter før pulsen sendes ut, vil ikke det første samplet / den første raden (etter «header») representere null i avstand. Dette må korrigeres ved plotting og beregninger med video-matrisen.

I forbindelse med opptakene på MF «Harøy» ble det foretatt en avstandskalibrering mot et kjent mål ved hjelp av egne opptak for formålet [8]. Nullpunktene i avstand (forskjellig for X- og S-bånd) ble bestemt ut i fra dette, og gjelder for alle opptakene som brukes til kartleggingen av Harøys radarbaug.

Under målingene på MF «Raunefjord» ble det ikke foretatt noen egne opptak for avstandskalibrering. Nullpunktet er bestemt omtrentlig ved å sammenligne aktuelle filer

⁶Første og andre siffer gir tilsvarende informasjon om asimetretningen med oppløsning på én grad. Disse verdiene er ikke benyttet i beregningene for denne rapporten.

2. OPPHAV TIL RADARBAUG

Tabell 2.2.: Nullpunkt for avstand i video-matrisen

	X-bånd	S-bånd	Avstandsoppl.[m]
MF «Harøy»	75	108	0,75
MF «Raunefjord»	67	98	0,75

fra Harøy med Raunefjord. Feilmarginen på nullpunktet antas å være innenfor ± 3 punktprøver (radiell retning). [9]

Tabell 2.2 viser nullpunktene for de to fergene for de respektive radarbånd, samt oppløsningen i avstand (dvs. antall meter per punktprøve / rad i matrisen). Med bakgrunn i disse verdiene, vil aktuell rekkevidde i meter kunne beregnes ut fra følgende sammenheng

$$R = O_R \cdot (N_{r,video} - N_{0,video}) \quad (2.4)$$

der R er rekkevidden, O_R avstandsoppløsningen, $N_{r,video}$ antall rader i video-matrisen og $N_{0,video}$ er nullpunktet i rekkevidde.

Øvrige måleverdier

En del målinger er utført utover det som allerede er nevnt, og presenteres i det følgende.

Målinger av antennenenes rotasjonshastighet er vist i tabell 2.3.

Tabell 2.3.: Tabellen viser målte verdier for radarantennenenes rotasjonshastighet

Rotasjonshastighet [rpm]	X-bånd	S-bånd
MF «Harøy»	24,8	22,2
MF «Raunefjord»	46,0	38,0

Grunnet «stagger» (se kap. 3.1.2) varierer prf-en tilsynelatende vilkårlig innenfor visse grenser. I tabell 2.4 vises målte verdier for prf og pri både for MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Verdiene for førstnevnte gjelder både for X-bånd og S-bånd.

Tabell 2.4.: Målte verdier for prf og pri for begge fergene.

		PRF [Hz]			PRI [μ s]		
		minste	middel	største	minste	middel	største
MF «Harøy»		2732	2865	3012	332	349	366
MF «Raunefjord»	- X-bånd	2778	2890	3012	332	346	360
	- S-bånd	2747	2865	2994	334	349	364

2.3.2. Kartleggingsmetode – radarbaug

I denne delen vil det følge en kort gjennomgang av hvordan radarbaugen detekteres og kartlegges. Dette er ment å gi nødvendig bakgrunn for å vurdere de resultatene som blir vist senere. Siden dette området også har vært behandlet i prosjektoppgaven [4], er det forsøkt å gjøre gjennomgangen så kort som mulig.

Preprosessering

Som nevnt i kap. 2.3.1 («Radardata») genereres variabelen «video» ved loggingen, og dette må betraktes som rådata som krever prosessering før videre bruk. Denne preprosesseringen er basert på matlabkode utarbeidet av Yngve Steinheim, og det er kun gjort tilpasninger med hensyn på den øvrige koden (for kartlegging og filtrering). En veldig kort redegjørelse for denne preprosesseringen følger.

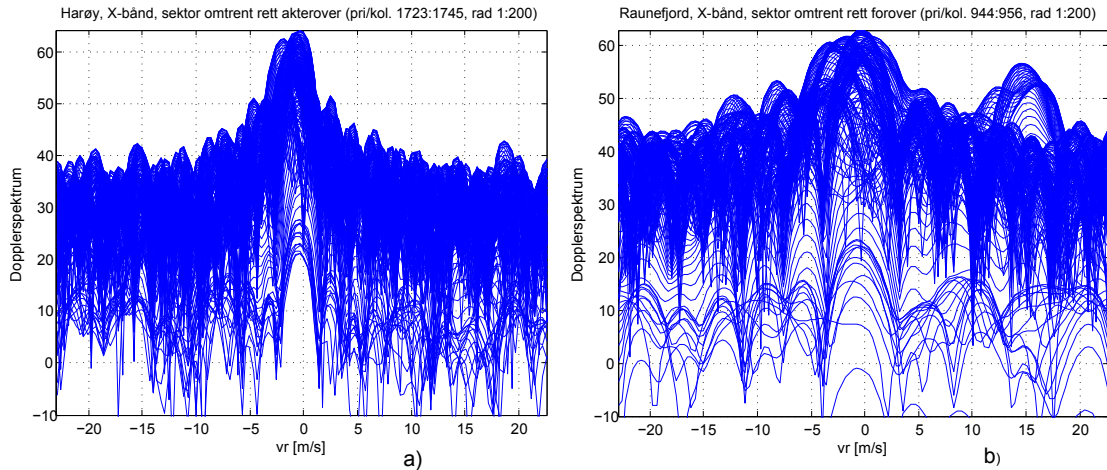
Dataene i «video» konverteres fra formatet *uint8* til *double*. Foruten dette inneholder dataene en DC-komponent med opprinnelse i A/D-konverteren som fjernes. Variablen inneholder rader med informasjon om prf og asimutvinkel, og i tillegg så er ikke alle de øvrige radene i matrisa gyldige heller. (Se figur 2.11.) Disse overflødige dataene (kan godt betraktes som et forord) må lukes vekk, og de 10 første radene blir fjernet i preprosesseringen. Pulsenvelopen blir detektert, og pulsens utstrekning og maksutslag blir beregnet. Videre blir hver puls i sektoren likerettet og glattet. Hver puls sin tidsforsinkelse/-korreksjon blir så beregnet, før hver PRI (kolonne) justeres i tid. Faseestimering blir gjort for hver puls ved hjelp av oppsampling, Hanningvindu, interpolering og korrelering. Det foretas så en demodulering og nedkonvertering av punktprøvet IF-signal til basisbånd I- og Q-komponent, ved hjelp av cosinus med samme startfase som utsendt puls. Implisitt i dette ligger en lokaloscillator med en fase som settes og justeres PRI for PRI. Etter fasejustering følger lavpassfiltrering og det tas absoluttverdi. Resultatet av det hele er nå et basisbåndsignal, som vil benevnes basisbåndsignal, bbs-matrise eller bare bbs videre i rapporten.

Dopplerspekteret

Grunnlaget for å kunne kartlegge radarbaugen er å betrakte dopplerspekteret til radar-signalene. Dette kan ganske enkelt gjøres ved hjelp av FFT (Fast Fourier Transform), som i Matlab er tilgjengelig gjennom funksjonen *fft*. Basisbåndsignalet er en matrise hvor radene er avstand, mens kolonnene representerer asimut eller puls.

Figur 2.12 viser dopplerspekteret for et utvalg rader og kolonner. FFTen tas for pulsene innenfor en strålebredde. Hver linje i dopplerspekteret representerer en rad i matrisen,

2. OPPHAV TIL RADARBAUG



Figur 2.12.: Figuren viser dopplerspekteret til et utvalg av to basisbåndmatriser, én for Harøy og én for Raunefjord

og svarer således til én bestemt avstand. Den horisontale aksen representerer dopplerskiftet, mens den vertikale aksen representerer amplituden/effekten.

Beregning av radarbaugen

Refleksjonene som kommer fra båten bør teoretisk sett ha null dopplerskift, og det er med utgangspunkt i dette radarbaugen beregnes. Forenklet og kort fortalt er prinsippet som følger. *Radarbaugens utstrekning er beregnet ved at refleksjonene i null dopplerskift sammenlignes med effekten på den utsendte pulsen. Når refleksjonene har passert en grenseverdi, bestemt ut i fra systemstøynivået, settes radarbaugens slutt.* Denne beskrivelsen vil i det følgende utdypes.

Oppdeling av en opptakssektor

For beregning av radarbaugen deles hver opptakssektor inn i et antall sektorer i asi-mutretningen. Hver sektor representerer omtrentlig strålebredden til radarantennen i horisontalplanet og samtidig et antall pulser. Overført til basisbåndmatrisen svarer dette til et antall kolonner. Antall pulser per strålebredde, N_{ppsb} , kan bestemmes ved

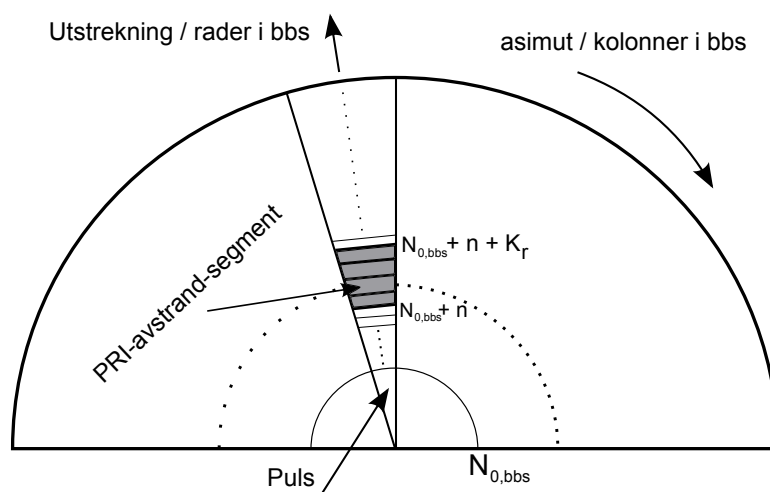
$$N_{\text{ppsb}} = \frac{\theta}{360^\circ} \cdot f_p \cdot T_R \quad (2.5)$$

der θ , f_p og T_R er henholdsvis horisontal strålebredde, pulsrepetisjonsfrekvensen og antennens rotasjonstid (i sekunder).

Med bakgrunn i ligning 2.5 og tabell 2.1 kan verdier for N_{ppsb} beregnes. Beregningene vil ikke gi heltallige verdier, og til bruk i Matlab er det valgt en fast verdi for hver ferge og hvert radarbånd. Disse valgte verdiene vises i tabell 2.5. Bakgrunnen er at antall rader og kolonner i en matrise er heltallige. Dette kunne naturligvis vært gjort annerledes, ved for eksempel å beregne en avrundet verdi, sektor for sektor eller strålebredde for

Tabell 2.5.: Verdier for pulser per strålebredde.

	MF «Harøy»		MF «Raunefjord»	
Radarbånd	X	S	X	S
Valgt N_{ppsb}	23	38	13	23



Figur 2.13.: Figuren illustrerer prinsippet med oppdeling og «skanning» av en opptakssektor

strålebredde. Bakgrunnen for at det ikke er gjort slik er en avveining mellom kompleksitet, ytelse og nøyaktighet. Med bakgrunn i den, i henhold til radarbånd og ferge, valgte verdien for antall pulser per strålebredde, bestemmes antall delsektorer (strålebredder) i en opptakssektor (180°).

Beregning av utstrekning / skanning i avstand

Når en opptakssektor er delt inn i delsektorer som svarer til strålebredden, beregnes i tur den utsendte pulseffekten for hver delsektor og passeringen av grenseverdien. Grenseverdien er satt til -20 dB relativt pulsmaksimum. Pulsmaksimum beregnes ved å finne maxverdien til dopplerspekteret for radene 1 til $N_{0,bbs}$, der $N_{0,bbs} = N_{0,video} - 10$ (se tabell 2.2). Intervallet flyttes så fra $[1 \ N_{0,bbs}]$ til $[N_{0,bbs} \ N_{0,bbs} + K_R]$ og det flyttes gradvis videre ved å øke start- og sluttverdi likt med en heltallig verdi, n . Intervallet har således en konstant lengde bestemt av K_R . I arbeidet som er presentert her er $K_R = 50$ benyttet. For hver forflytning av intervallet blir dopplerspekteret kalkulert, og effekten for null dopplerskift blir beregnet. Prosessen gjentas helt til effekten har passert grenseverdien. Når grenseverdien er passert blir utstrekningen satt i henhold til det intervallet passeringen intraff. Utstrekningen svarer til den første raden i intervallet multiplisert med avstandsopløsningen (se ligning 2.4). Denne «skanningsmetoden» er forsøkt illustrert i figur 2.13.

«Dopplervindu»

Dopplerspekteret er som nevnt sentralt, og radarbaugen har per definisjon null dopplerskift. Ved betraktning av dopplerspekteret kan det observeres at pulsen hopper litt

tilfeldig fram og tilbake rundt null for ulike utsnitt av en opptakssektor. Dette skyldes trolig den endelige lengden til FFT-en. Ved beregningen av radarbaugen er det derfor gjort slik at pulsmaksimum settes som referanse for null dopplerskift. På denne måten vil refleksjonene som har samme dopplerhastighet som utsendt puls bli betraktet som refleksjoner fra skroget. I tillegg gjøres det et utsnitt av dopplerspekteret omkring null dopplerhastighet, og bredden på dette utsnittet kan varieres. Bredden er avhengig av oppløsningen som brukes i FFT-en, og angis i heltallige deler av dopplerspekteret. (Oppløsningen bestemmer nøyaktigheten på x-aksen i dopplerspekteret.) Dette gjør at det er et visst slingringsmonn for hva som detekteres som refleksjoner fra skroget og ikke. For resultatene som vises i denne rapporten er det benyttet en bredde på 2/128, det vil si ± 1 referert til pulsmaksimum, og oppløsning på 128. Dette utsnittet av dopplerspekteret, et «dopplervindu», er det som benyttes ved beregningen av radarbaugens utstrekning.

2.3.3. Radarbaugresultater

Det vil her presenteres resultater fra kartlegging av radarbaugen, både for MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Resultatene vises som plott av radarbaugens utstrekning som funksjon av antennens pekeretning / asimut.

Metoden for detektering av radarbaug har vist seg følsom for andre cluttertyper enn radarbaugen, og dette vises i plottene av radarbaug. Følsomheten gjelder spesielt ut mot kantene, der skillet mellom nærekko og annet clutter blir mindre. Dessuten inneholder S-bånd-opptakene fra MF «Harøy» mer clutter enn X-bånd. Generelt er det mye mer sjø- og landclutter i opptakene fra MF «Raunefjord», da denne ferga passerer holmer og skjær i mer ruskete sjø.

Radarbaugplott for MF «Harøy» vises i figur 2.14 (s 22), 2.15 (s 22), 2.16 (s 23) og 2.17 (s 23). Med benevnelsen «delvis tom» i plottene, menes det at halvdelen i motsatt retning har last på dekket (ved baug-plott «delvis tom», er det last i akterdelen av ferga). Tabell 2.6 viser antall filer med måledata som ligger til grunn for hvert plott / hver kurve og er ment å gi et inntrykk av påliteligheten til beregningene. Plottene er gjennomsnitt av flere kurver/beregninger.

For lettere å få oversikt, kan de viktigste resultatene fra MF «Harøy» oppsummeres slik:

1. I asimut er radarbaugen skiftet mot 270° (mot babord).
2. Radarbaugens utstrekning er større for S-bånd (inntil 250 m) enn for X-bånd (inntil 160 m).
3. Det er omtrent 70 m forskjell på utstrekningen med og uten last for S-bånd akterover. For de tre andre tilfellene er det liten forskjell med og uten last.

2. OPPHAV TIL RADARBAUG

Tabell 2.6.: Oversikt over antall opptak som danner grunnlaget for hvert plott, MF «Harøy».

Graf	Antall opptak	
	X-bånd	S-bånd
Baug helt tom	6	6
Baug delvis tom	1	1
Baug med last	29	21
Akter helt tom	5	3
Akter delvis tom	14	17
Akter med last	20	21

4. Radarbaugens «hovedlobe» er bredere, og utstrekningen jevnere fordelt over bredden, forover enn akterover.
5. «Delvis tom» i figur 2.15, regnes som et avvik. Det ligger kun én måling til grunn for denne grafen (se tabell 2.6).

Radarbaugplott for MF «Raunefjord» vises i figur 2.18 (s 24), 2.19 (s 24), 2.20 (25) og 2.20 (25). Tabell 2.7 viser antall filer med måledata som ligger til grunn for hvert plott. Plottene er gjennomsnitt av flere kurver/beregninger. Detaljerte plott vises i vedlegg B.

De viktigste resultatene fra MF «Raunefjord» kan oppsummeres slik.

1. Radarbaugen viser intet klart skift i asimut.
2. Bredden i asimut er tilsynelatende konstant.
3. Akterover er maksimal utstrekning er omtrent 250 m for X-bånd og omtrent 300 m for S-bånd.
4. Forover er maksimal utstrekning omtrent 250 m for S-bånd.
5. X-bånd forover må regnes som en veldig usikker måling grunnet clutter, men har tilsynelatende maksimal utstrekning på omkring 200 m.

Tabell 2.7.: Oversikt over antall opptak som danner grunnlaget for hvert plott, MF «Raunefjord».

Graf	Antall opptak	
	X-bånd	S-bånd
Baug	94	118
Akter	96	155

2.3.4. Sammenligning og diskusjon

Radarbaugresultatene viser at det er forskjeller mellom de to fergene. Maksimal utstrekning for X-bånd er større for MF «Raunefjord» enn for MF «Harøy», med 200 m–250 m for førstnevnte og 140 m–160 m for sistnevnte. Også for S-bånd er utstrekningen større

for MF «Raunefjord» enn for MF «Harøy», med henholdsvis 250 m–300 m mot 200 m–250 m, men her er forskjellen mindre. Ses disse resultatene i sammenheng med den fysiske lengden på båtene, er det klart at MF «Harøy» har lengre radarbaug i forhold til fysisk lengde. Tallfestes forholdet radarbaugutstrekning / fysisk lengde er verdiene for MF «Harøy» 2,1–2,4 for X-bånd og 2,6–3,7 for S-bånd. For MF «Raunefjord» er tilsvarende tall 1,5–1,9 for X-bånd og 1,9–2,2 for S-bånd. At forholdet er lavere for MF «Raunefjord» kan ha sammenheng med at denne er «mer strømlinjeformet» enn MF «Harøy». Samtidig er det mye mer sjøclutter i målingene fra MF «Raunefjord», og usikkerheten i disse målingene vil også være større. Radarens høyde i forhold til fysisk lengde kan også virke inn, men dette forholdet er ikke kjent.

For MF «Harøy» var det store forskjeller i formen på «hovedloben» til radarbaugen akterover og forover. I baugretningen er denne «loben» bred helt ut til maksimal utstrekning, mens den forover er mye spissere. Radarbaugen på MF «Raunefjord» viser ingen slik tendens. Dette kan ha sammenheng med at MF «Harøy» har veldig forskjellig baug- og akterende, som illustrert innledningsvis i denne delen av rapporten, i figur 2.7 og 2.6. Baugenden har et overbygg, og den kaviteten dette skaper antas å kunne fange radarbølger i større grad enn akterenden. MF «Raunefjord» har tilsynelatende identisk baug- og akterende, og det ses heller ingen forskjell i plottene.

Betrakter vi «lobebredden», som kan sies å være overgangen mellom radarbaug-konturen og det voksende clutteret ut mot sidene, er det også forskjeller mellom de to fergene. Grovt sett kan bredden sies å være 60 deg for MF «Harøy» og 30 deg for MF «Raunefjord». Disse verdiene må tas med et visst forbehold, cluttermengden tatt i betraktning. Her kan forholdet mellom bredde og lengde på fergen spille inn, og også her kan radarens høyde i forhold til båtens fysiske dimensjoner spille inn.

Orienteringen av «loben» i asimut er ulik de to fergene imellom. For MF «Harøy» viser plottene at det er en tydelig helning mot babort, mens plottene av radarbaugen til MF «Raunefjord» ikke viser noen slik tendens. Ses dette i sammenheng med at førstnevnte ferge har antennene plassert godt til styrbord side for båtens senterlinje, mens sistnevnte ferge ikke har det, er det tydelig at antennens plassering har innvirkning på nærekkoene.

2.4. Konklusjon

Arbeidet i rapportens første del ble innledet av litteratursøk. Her ble det ikke funnet litteratur eller teori som direkte belyser problemstillingen. Slik teori vil dermed måtte utvikles, gjennom dybdestudier innen fagområder som bølgeforplantning, antennteknikk og andre relaterte fagområder.

Videre i rapporten er det forsøkt å finne forklaringer på radarbaugens opphav og årsak-

2. OPPHAV TIL RADARBAUG

ker. Det er blitt jobbet opp mot antakelsen om at radarbaugen skyldes multiple refleksjoner mellom spredere og reflektorer i båtskroget når dette eksiteres av radarpulsen, og at det medfører en sakte utdøende respons i radarmottaker.

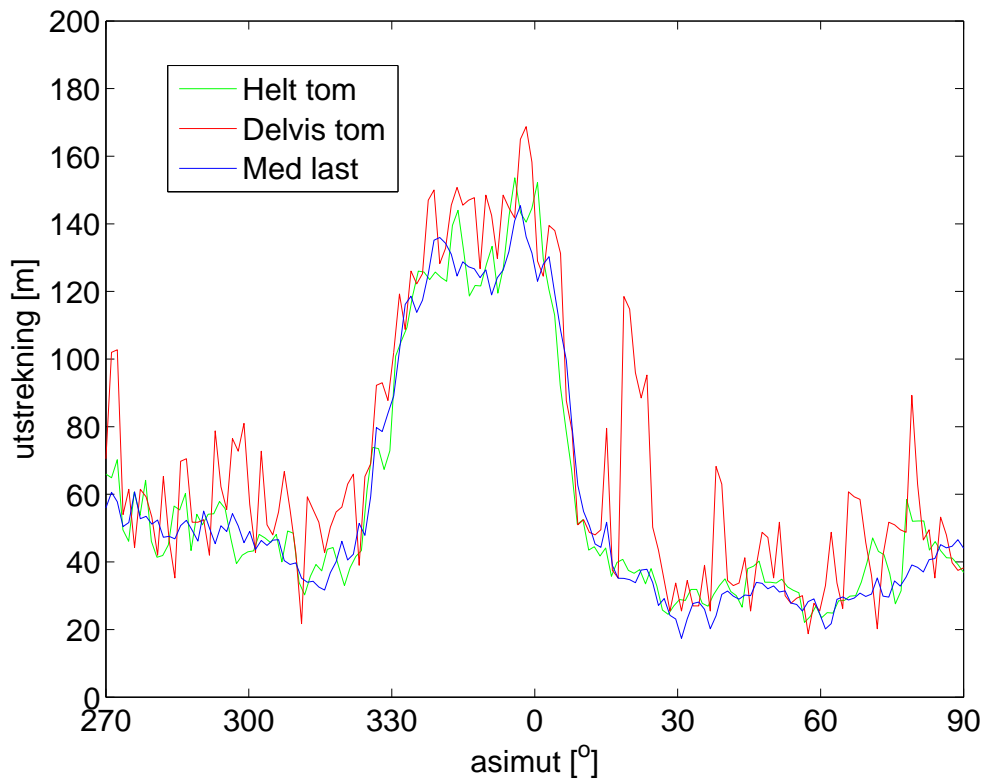
Forsøkene på datasimuleringer i verktøyene Feko og Wipl-d førte ingen vei grunnet begrensninger i dataprogrammene. Dette punktet hjalp derfor ikke i forhold til hypotesen, men det er mulig at en fullversjon av Feko vil kunne gi resultater.

Sammenlikningen av radarbaug-resultater fra to båtskrog med svært ulik utforming har gitt noen svar. Det er ut i fra resultatene klart at skrogets utforming har innflytelse på nærclutter – radarbaugen. Slik sett må det betraktes som høyst sannsynlig at det er skroget som er opphav til radarbaugen. Dette gjør det samtidig lite sannsynlig at det er radarutstyret som forårsaker problemet. Om hypotesen i dette tilfellet ikke er helt bekreftet, må den i det minste sies å være sannsynliggjort gjennom sammenlikningen av responser fra to ulike båtskrog.

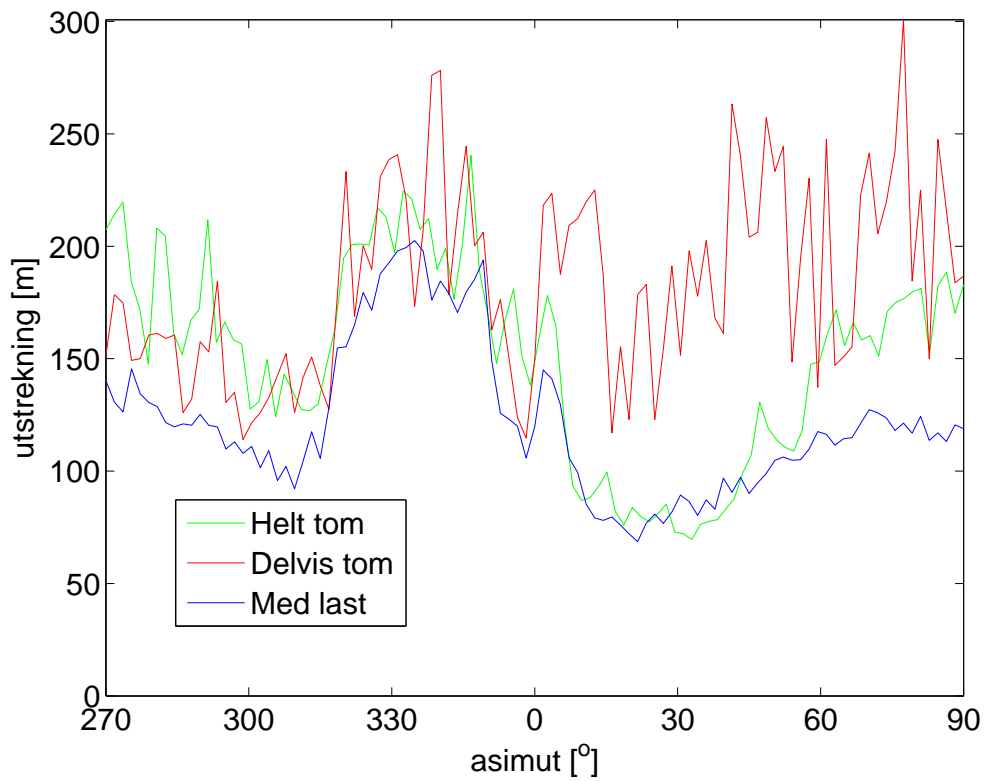
Det som det i minst grad er gitt svar på er «langsomt utdøende respons». For å kunne gi svar på dette kreves mer inngående kjennskap til de bølgeforplantningsmekanismer som eksisterer i og rundt båtskroget.

Det er altså klart at båtskroget etter all sannsynlighet er opphavet til radarbaugen, men at det må etableres egen teori eller gjennomføres vellykede simuleringer for å få klarhet i dens nøyaktige natur.

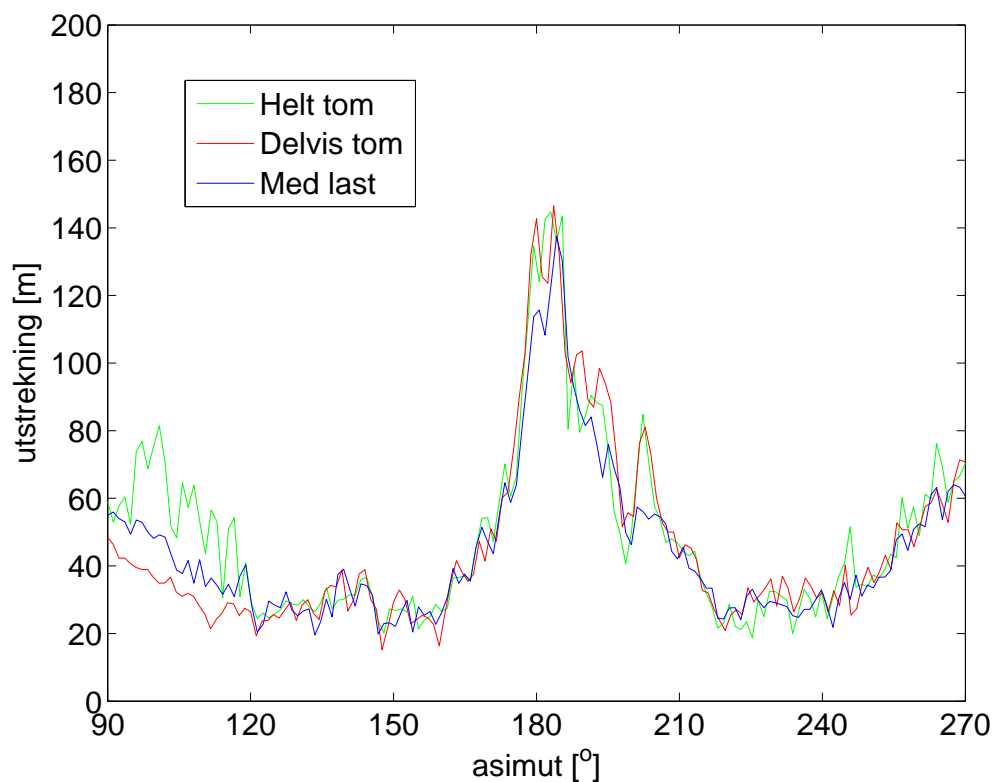
2. OPPHAV TIL RADARBAUG



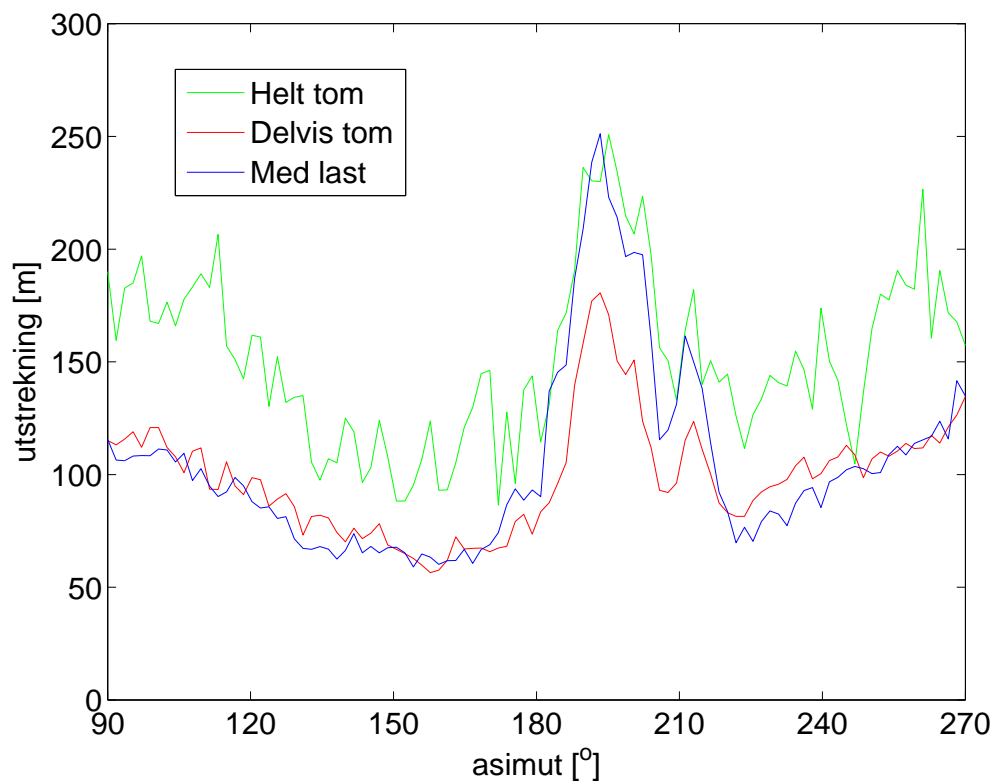
Figur 2.14.: Radarbaug i baugretning for MF «Harøy». X-bånd



Figur 2.15.: Radarbaug i baugretning for MF «Harøy». S-bånd

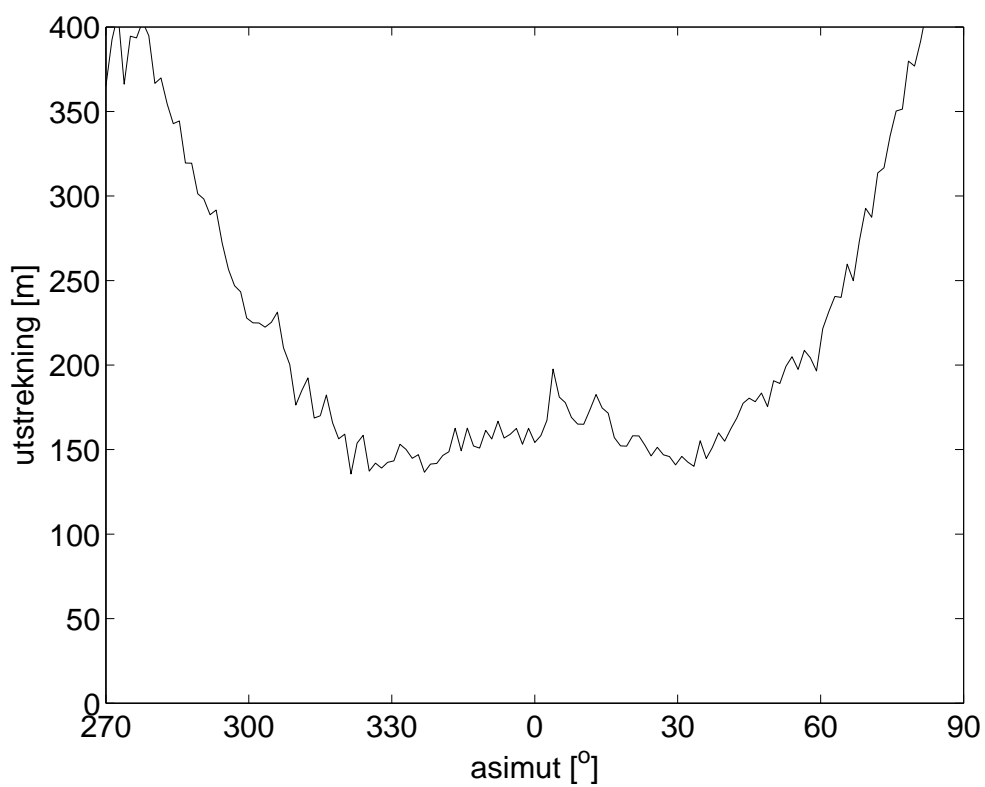


Figur 2.16.: Radarbaug i akterretning for MF «Harøy». X-bånd

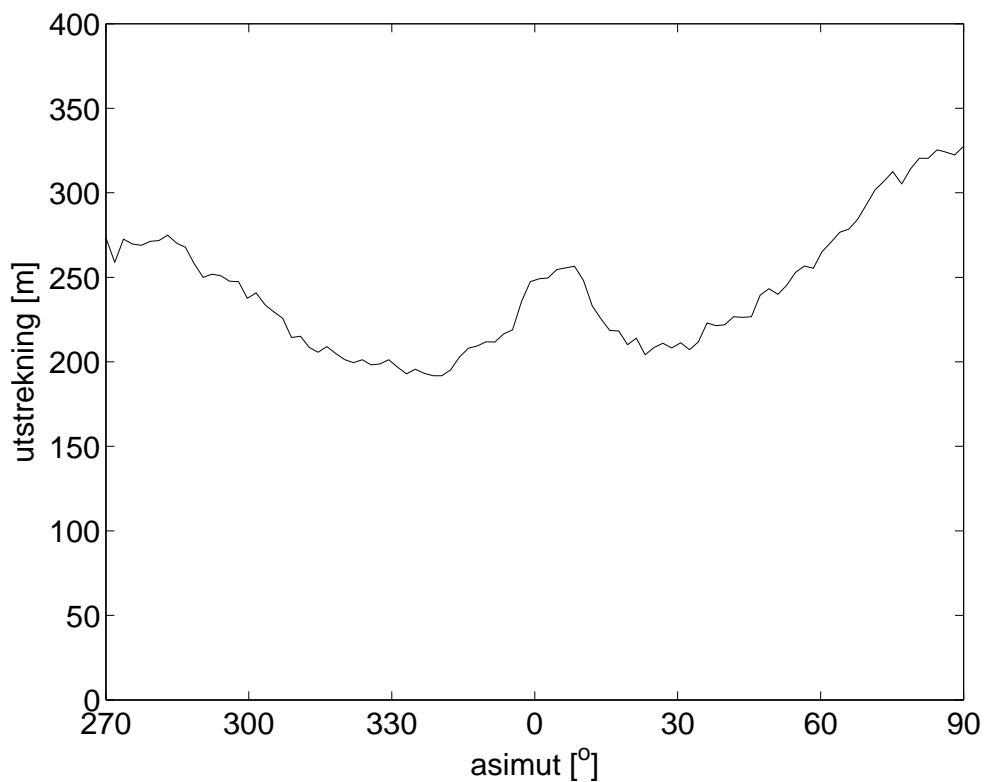


Figur 2.17.: Radarbaug i akterretning for MF «Harøy». S-bånd

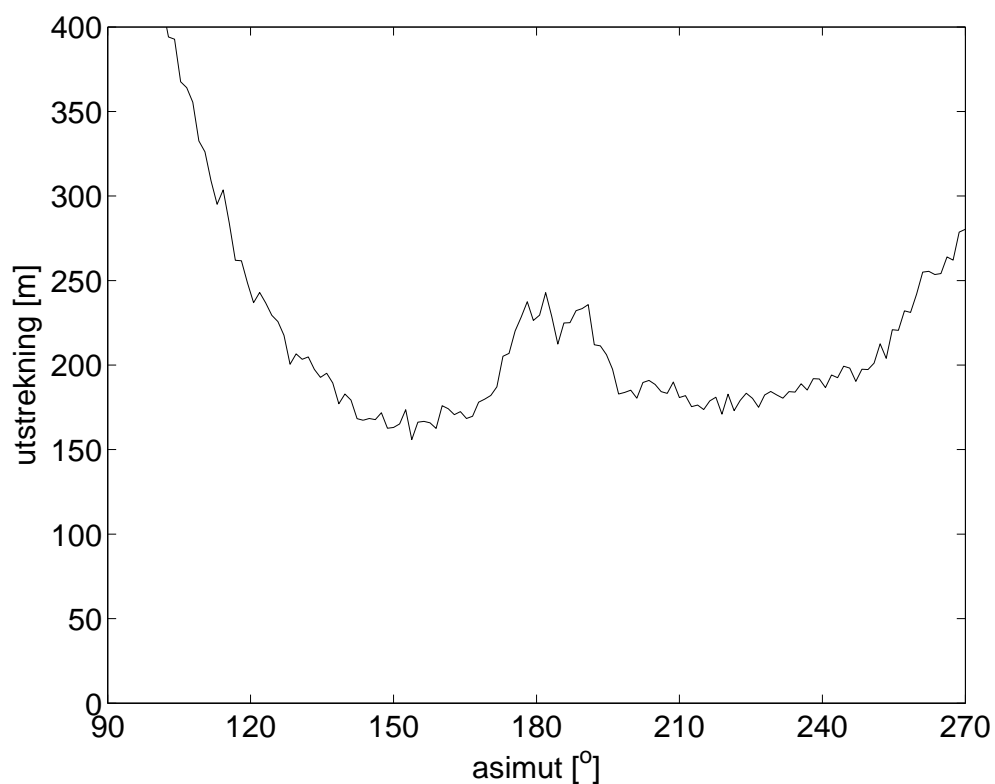
2. OPPHAV TIL RADARBAUG



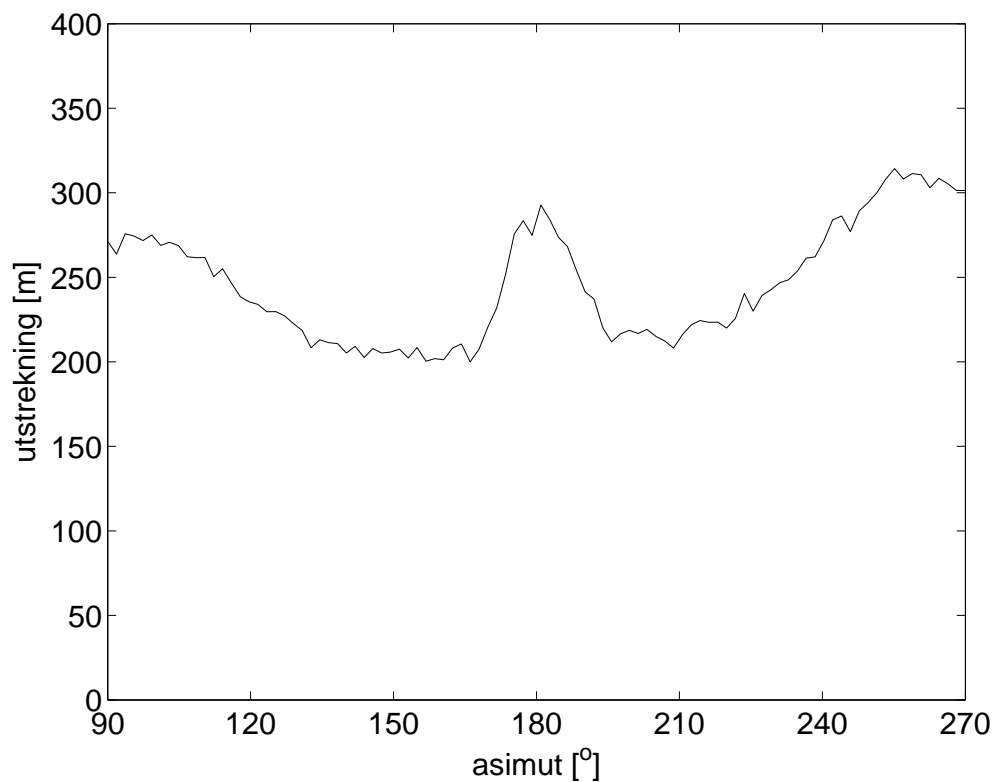
Figur 2.18.: Radarbaug i baugretning for MF «Raunefjord». X-bånd



Figur 2.19.: Radarbaug i baugretning for MF «Raunefjord». S-bånd



Figur 2.20.: Radarbaug i akterretning for MF «Raunefjord». X-bånd



Figur 2.21.: Radarbaug i akterretning for MF «Raunefjord». S-bånd

3. Signalbehandling/filtrering

Radarbaugen brer seg utover det viktige nærområdet til båten. Det er veldig viktig for en navigatør å ha oversikt over nærområdet, og derfor er det ønskelig å finne metoder for å filtrere radarbaugen. Med en tilfredsstillende filtrering av denne interferensen, vil mål som tidligere var kamuflert kunne detekteres og potensielle ulykker avverges.

MTI-teknologien (Moving Target Indicator) er sentral i prosjektet til Radian og Sintef, og det er også denne teknologien det tas utgangspunkt i for filtrering av radarbaugen. Derfor vil det følge en gjennomgang av grunnleggende teori omkring MTI og relaterte emner, samt noe generell digital signalbehandlingsteori. Videre presenteres metodene som er brukt for å implementere ønskede filtre, før forskjellige implementasjoners ytelse belyses.

3.1. MTI-signalbehandling/-teori

MTI er en anvendelse av koherent signalbehandling og en teknologi som utnytter dopplerspekteret for å detektere mål i bevegelse blant sterke bakgrunnsekko. Et mål som har en radiell hastighet relativt radaren, vil gi det reflekterte signalet et faseskift. Faseendringen måles i mottaker og filtrering basert på faseendringen avgjør om refleksjonen blir betraktet som et mål eller ikke. Dette har videre betydning for fremvisningen av den aktuelle refleksjonen på PPI. For i det hele tatt å kunne måle denne faseforskjellen kreves det kjennskap til fasen på den utsendte pulsen/bærebølgen. Det er denne kjennskapen *koherent signalbehandling* innbefatter.

Innledningsvis ble det nevnt at Radian og Sintef jobber med en MTI-løsning for *ikke-koherente* skipsradarer. Samtidig er MTI nettopp blitt beskrevet som en anvendelse av *koherent* signalbehandling. Bakgrunnen for dette er at sendertypen, magnetron, som er veldig vanlig i skipsradar, har tilfeldig fase fra puls til puls. Dette gjør at det ikke eksisterer noe fast referansepunkt, og det må således «lages» ved å måle fasen fra puls til puls. En beskrivelse av magnetron følger senere i 3.1.3.

Men først tilbake til MTI generelt. Et mål som har en relativ hastighet vil altså få en endring i fase eller frekvens med bakgrunn i dopplerprinsippet. En puls som sendes ut

i retning av et mål i avstand R vil få et faseskift

$$\phi = 2\pi \cdot \frac{2R}{\lambda} = 4\pi R/\lambda \quad (3.1)$$

der λ er bølgelengden. Dette da $\frac{2R}{\lambda}$ svarer til antall hele bølgelengder fram og tilbake og 1λ svarer til en faseendring på 2π . Dersom målet i avstand R beveger seg vil det være en endring i R og følgelig en endring i fasen. Denne endringsraten beskrives ved vinkelhastigheten

$$\omega_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi v_r}{\lambda} = 2\pi f_d \quad (3.2)$$

der $v_r = dR/dt$ er den radielle hastigheten. Her er sammenhengen mellom vinkelhastighet og frekvens, $\omega_d = 2\pi f_d$ benyttet, og ved omskriving fås dopplerforskyvningen i frekvens

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2f_s v_r}{c} \quad (3.3)$$

der $f_s = c/\lambda$ er senderfrekvensen til radaren, og c bølgenes forplantningshastighet (lysets hastighet). Det er viktig å merke seg at den radielle hastigheten, v_r er avhengig av retningen til målet. Ved en vinkel θ mellom målets hastighetsvektor (\vec{v}) og linjen mellom radaren og målet, vil den radielle hastigheten være

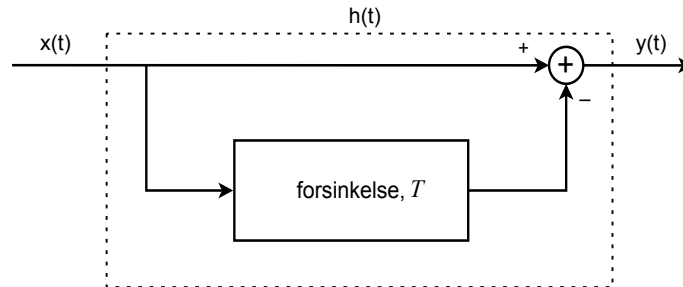
$$v_r = \left| \vec{v} \right| \cdot \cos(\theta) \quad (3.4)$$

Som det fremgår av ligning 3.4 vil den radielle hastigheten være null dersom $\theta = \pm\pi/2$, og følgelig også dopplerforskyvningen. Sagt på en annen måte: radiell hastighet er lik avstandsforandring per tidsenhet, og $\theta = \pm\pi/2$ betyr at målet går i en sirkelbue rundt radaren.

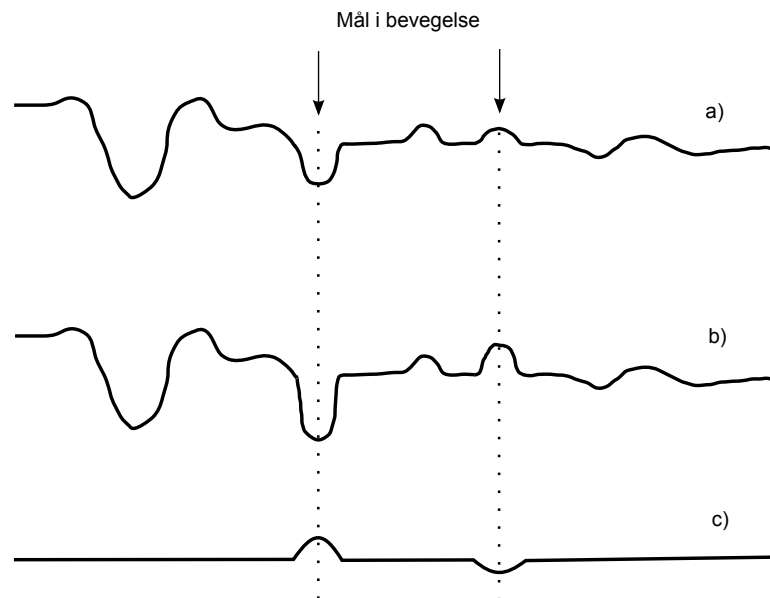
Dette er en av svakhetene til radardetekjon ved bruk av doppler – mål som beveger seg vinkelrett på \vec{R} vil ikke bli detektert som mål i bevegelse. Det kan naturligvis stilles spørsmålstegn ved hvor aktuell den problemstillingen er, men ut mot kantene (styrbord/babord) vil en bevegelse rett imot tilnærme en «sirkelbevegelse». Det gjør at deteksjonsevnen gjerne blir lavere for mål ut mot kantene.

3.1.1. Delay Line Canceler (DLC)

MTI-teknologien er i realiteten en filtreringsmetode som kan realiseres ved forsinkelseslinjer, analoge eller digitale. Disse kalles gjerne *Delay Line Canceler* (DLC). Et blokkdiagram for en enkelt DLC vises i figur 3.1. Ved å sammenligne en puls med en forsinket versjon av den forrige pulsen, vil man kunne skille stasjonære mål og mål i bevegelse. Dette er illustrert, veldig forenklet, i figur 3.2.



Figur 3.1.: Enkel DLC/forsinkelseslinje



Figur 3.2.: Figuren viser to etterfølgende signaler a) og b), og informasjonen man får ut ved subtraksjon av disse; c).

Responsen til enkel DLC

Det fremgår av figur 3.1 at utgangen fra DLC-en, $y(t)$, er

$$y(t) = x(t) - x(t - T) \quad (3.5)$$

der $x(t)$ er inngangssignalet. Impulsresponsen, $h(t)$, er systemet sin respons når det påtrykkes en deltapuls $\delta(t)$ (dvs. $x(t) = \delta(t)$). Det gir

$$h(t) = \delta(t) - \delta(t - T) \quad (3.6)$$

For å finne frekvensresponsen til DLC-en, kan impulsresponsen Fouriertransformeres. (Dette beskrives i blant annet i [10].) Frekvensresponsen, $H(\omega)$ blir

$$H_1(\omega) = F \{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt = 1 - e^{-j\omega T} \quad (3.7)$$

der $\omega = 2\pi f$. Videre blir «effektresponsen», $|H_1(\omega)|^2$,

$$|H_1(\omega)|^2 = H_1(\omega)H_1^*(\omega) = (1 - e^{-j\omega T})(1 - e^{j\omega T}) = 2(1 - \cos(\omega T)) \quad (3.8)$$

Her er det benyttet at $e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} = 2 \cos(\omega t)$. Uttrykket i 3.8 kan videre skrives om ved hjelp av den trigonometriske sammenhengen $(2 - 2 \cos 2\zeta) = 4 \sin^2 \zeta$. Med $2\zeta = \omega T$ fås følgende uttrykk for $|H_1(\omega)|^2$

$$|H_1(\omega)|^2 = 4 \sin^2\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (3.9)$$

Responsen til dobbel DLC

Dersom to enkle DLC-er (som vist i fig. 3.1) kobles i kaskade, er resultatet en dobbel DLC. Den får en annen respons. Impulsresponsen blir i dette tilfellet

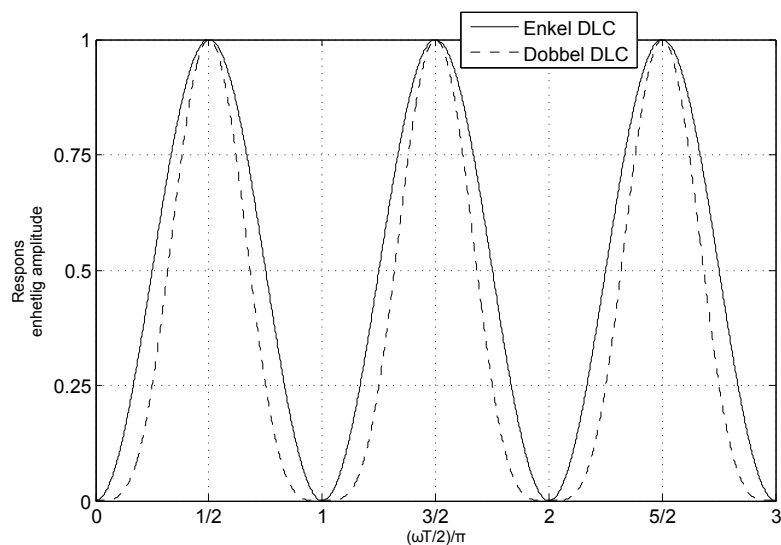
$$\begin{aligned} h(t) &= [\delta(t) - \delta(t - T)] - [\delta(t - T) - \delta(t - 2T)] \\ &= \delta(t) - 2\delta(t - T) + \delta(t - 2T) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ved bruk av regelen om kaskadekopling og frekvensrespons [12], samt resultatet i ligning 3.9, fås

$$|H_2(\omega)|^2 = |H_1(\omega)|^2 |H_1(\omega)|^2 = 16 \sin^4\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (3.11)$$

Figur 3.3 viser frekvensresponsen til både til enkel og dobbel DLC.

Den enkle og den doble DLC-en kan utvides ved kaskadekopling av mange enkle DLC-er. Den enkle krever to pulser, den doble tre pulser og videre kan det lages forsinkelseslinjer med n DLC-er som bruker $n+1$ pulser til filtrering.



Figur 3.3.: Illustrerer frekvensresponsen, både for enkel og dobbel DLC. Amplituden er normalisert til 1 for begge tilfellene, slik at forskjellen i form kommer best mulig frem.

3.1.2. PRF, blindhastighet og «stagger»

I pulset radar og i MTI-sammenheng er pulsrepetisjonsfrekvensen (PRF) en sentral størrelse. Den angir som navnet tilsier hyppigheten for utsending av pulser i et radar-system, og angis i Hz.

En annen viktig størrelse som er relatert til prf er den maksimale avstanden for utve-tydigheter (en. *maximum unambiguous range*), R_{un} . Disse tvetydighetene oppstår når ekko fra forrige utsendte puls ankommer mottakeren etter at nåværende puls er sendt ut, eventuelt at ekkoet stammer fra en puls som ble sendt ut enda tidligere. Slike ekko gjør at målene de stammer fra, feilaktig opptrer mye nærmere enn de faktisk er. R_{un} er gitt ved

$$R_{un} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p}, \quad (3.12)$$

der c er utbredelseshastighen (lyshastigheten) og $f_p = 1/T_p$. T_p svarer til pulsintervallet. Altså er R_{un} den avstanden radarsignalet kan tilbakelegge (og rekke tilbake) på en pulsperiode.

I tillegg til at prf-en har betydning for tvetydigheter i avstand, har den også betydning i dopplerdomenet. For en pulset radar med en prf, f_p , vil vi i figur 3.1 få $T = T_p$. Følgelig blir responsen til den enkle DLC-en (lign. 3.7) nå

$$|H_1(\omega)|^2 = 4 \sin^2\left(\frac{\omega T_p}{2}\right) \quad (3.13)$$

og videre, dersom vi lar ω svare til dopplerforskyvningen, dvs. $\omega = \omega_d = 2\pi f_d$

$$|H_1(f)|^2 = 4 \sin^2\left(\frac{\pi f_d}{f_p}\right) \quad (3.14)$$

Blindhastighet. Som det fremgår av ligning 3.14 vil $|H_1(f)|^2 = 0$ når $f_d/f_p = \pm n\pi$. Dette blir tilsvarende for den doble DLC-en. Ved å bruke uttrykket for dopplerfrekvensen i ligning 3.3 kan dette uttrykket skrives videre om, løses med hensyn på v_r , og vi får det som kalles *blindhastigheten* til systemet. Blindhastigheten svarer altså til den radielle hastigheten som gir $|H(f)|^2 = 0$, og er gitt ved

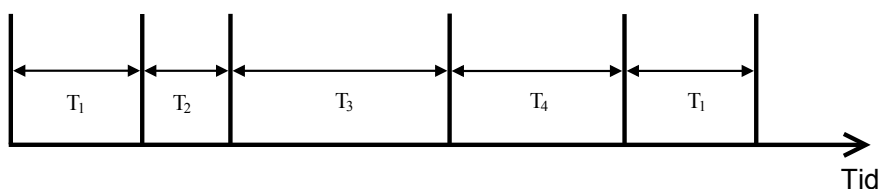
$$v_n = \frac{n\lambda f_p}{2} \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (3.15)$$

I et MTI-radarsystem med en enkelt prf, vil mål som beveger seg i hastigheter lik blindhastighetene ikke detekteres. Eksempelvis vil blindhastigheten til et radarsystem med radarfrekvens $f_c = 9410$ MHz og $f_p = 2900$ Hz være $v_1 = 46,2$ m/s. Dette svarer igjen til 89,8 knop. For samme prf blir $R_{un} = 51,7$ km.

Hvor høy prf som er gunstig for et system, blir altså en avveining mellom tvetydigheter i avstand (R_{un}) og i dopplerdomenet (blindhastigheter). Dette kan igjen ses i sammenheng med pulsbredden, som har betydning for oppløsningen. Med en puls av lengde τ , kan det i radiell retning skilles mellom mål som har en innbyrdes avstand større enn $c\tau/2$ (c er lyshastigheten). For en pulslengde på 150 ns, som er benyttet under målingene for denne rapporten, blir oppløsningen 22,5 m. For å vende tilbake til avveiningen prf/oppløsning, vil en veldig høy prf presse mulig pulsbredde nedover, fordi magnetronets gjennomsnittseffekt må holdes innenfor spesifiserte grenser.

Stagger

Skiftende prf fra puls til puls er essensielt for mange radarsystemer [13]. Endres eller forskyves pulsrepetisjonsfrekvensen fra puls til puls, kalles det gjerne «stagger» / «staggered prf»¹. Figur 3.4 illustrerer en serie med pulser, der det skiftes mellom fire forskjellige intervaller/pulsrepetisjonsfrekvenser.



Figur 3.4.: Staggered prf - skifte mellom fire prf-er.

Intervallet mellom hver puls blir endret, enten tilfeldig eller etter et mønster. I skipsradar brukes stagger primært som metode for å redusere interferens, spesielt fra skip/fartøy som bruker samme radarutstyr og opererer på samme frekvens. En fordel som er mer

¹ *stagger* - forskyve, alternere, veksle

aktuell i militær sammenheng er å hindre tilsiktet blokkering (jamming). Fergene det er utført målinger på bruker skiftende prf, og de målte tallverdiene vises i tabell 2.4.

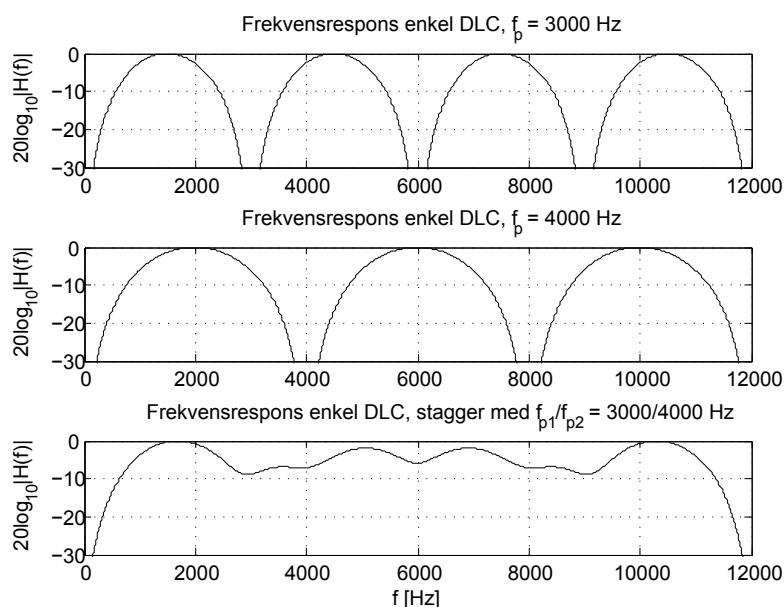
Stagger brukes også for å redusere effekten blindhastigheter har på deteksjon av mål. Både flere forskjellige bølgeformer og/eller flere pulsrepetisjonsfrekvenser kan benyttes [14]. Flere pulser vil som regel treffe et mål og forskjellig blindhastighet fra puls til puls, vil kunne bedre deteksjonen. Litt forenklet sagt vil et mål som beveger seg med blindhastigheten til den ene prf-en bli detektert for de andre prf-ene i serien. Bakgrunnen for det er at de skiftende prf-ene gjør at frekvensresponsen til MTI-filteret endres, og det vil også ha betydning for filtrene som skal brukes for å filtrere radarbaugen. Det vil derfor følge en gjennomgang av innflytelsen «stagger» har på responsen til den doble DLC-en, for å gi grunnleggende forståelse for prinsippene.

La $T_{i,1}$ og $T_{i,2}$ representere to forskjellige pulsintervaller som utgjør basisen i et stagger-system med to prf-er. Dette vil være det laveste antall prf-er for et stagger-system. Impulsresponsen til den doble DLC-en vil nå bli

$$\begin{aligned} h(t) &= [\delta(t) - \delta(t - T_{i,1})] - [\delta(t - T_{i,1}) - \delta(t - T_{i,1} - T_{i,2})] \\ &= \delta(t) - 2\delta(t - T_{i,1}) + \delta(t - T_{i,1} - T_{i,2}) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Ved å Fouriertransformere $h(t)$ og bruke sammenhengen $|H(\omega)|^2 = H(\omega)H^*(\omega)$, algebraisk manipulasjon og den trigonometriske identiteten ($e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} = 2 \cos(\omega T)$) blir frekvensresponsen

$$|H(\omega)|^2 = 6 - 4 \cos(2\pi f T_{i,1}) - 4 \cos(2\pi f T_{i,2}) + 2 \cos(2\pi f (T_{i,1} + T_{i,2})) \quad (3.17)$$

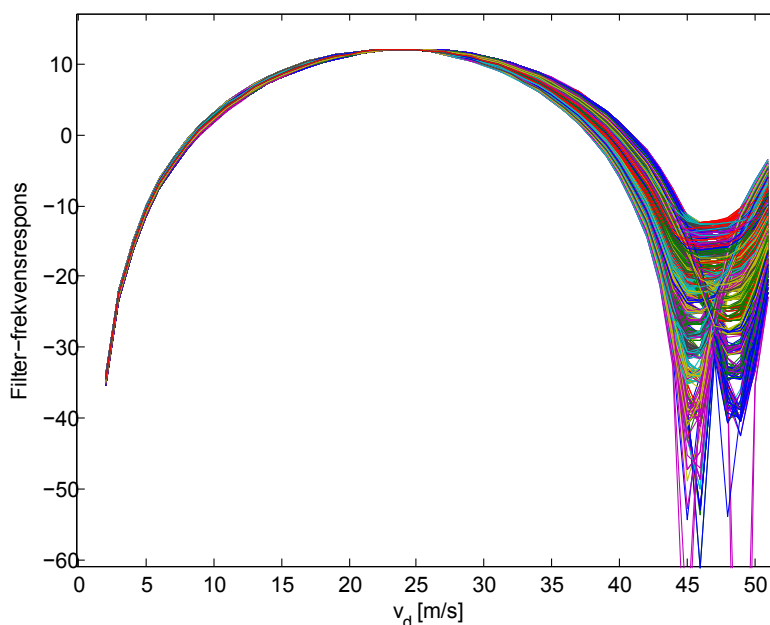


Figur 3.5.: Figuren viser responsen til en dobbel DLC for $f_{p,1} = 3000$ Hz, $f_{p,2} = 4000$ Hz og stagger av de to verdiene av f_p . Maksutslaget er satt til 0 dB for alle tre grafene.

I figur 3.5 vises det hvordan effekten av stagger med to prf-er blir for en dobbel DLC. Stagger-responsen vises sammen med responsen til de enkelte prf-er. Det fremgår av figuren at det nå ikke er det samme «stupet» i stagger-responsen for noen av de frekvensene som svarer de enkelte prf-ene, og at den første «ordentlige» blindfrekvensen inntreffer mye lenger ut. Dog har det kommet inn noe som kan beskrives som «rippel» i passbåndet, noe som ikke var tilfellet for enkelttilfellene av prf.

Eksempelet med en enkelt DLC og to ulike pulsintervallet er langt enklere enn det som er implementert i de fleste radarsystemer. Det er ment å illustrere hvordan dette fungerer i sin enkleste form. Eksempelet kan utvides til å gjelde flere forskjellige pulsintervaller, ved å beregne responsen til to og to intervaller og så kalkulere den samlede responsen til slutt.

Dersom det opereres med to veldig nærliggende prf-verdier (et staggerforhold nær 1), vil den første ordentlige blindhastigheten skyves lenger ut, mens det blir større fall for den første av de to prf-ene. Ved bruk av veldig mange prf-er, blir responsen igjen annerledes. I opptakene som brukes i denne rapporten er forskjellene i prf liten (under 10 %), og stagger vil ha liten innflytelse på stoppbåndet til filteret. Dette er illustrert ved stagger-responsen til et Harøy-opptak, figur 3.6 med en kurve per prf i opptaket. Responsen er samlet fram til første blindhastighet (omkring 45 m/s). Den varierende prf-en i opptakene vil derfor ha liten innflytelse på filterene som benyttes til filtrering av radarbaugen.



Figur 3.6.: Figuren viser innflytelsen staggermengden til et X-bånd-opptak fra MF «Harøy» har på filterrespons.

3.1.3. Magnetronet og koherent signalbehandling

Det finnes mange ulike sendertyper for bruk i radar, blant annet magnetron, klystron, transistorbaserte og vandreboelgeroerbaserte. De har alle sine fordeler og ulemper. Magnetronet vil i det følgende få en kort presentasjon, siden det er denne sendertypen som hovedsakelig brukes i skipsradarfinnes på fergene MF «Harøy» og MF «Raunefjord». Teorien er der annet ikke er nevnt hentet fra «Introduction to RADAR systems» [14] og «Radar Handbook» [13]. For den som måtte ønske å gå mer i detalj på andre sendertyper, er de nevnte kildene en mulighet.

Magnetronet er et diode-vakuurom, med en sylindrisk katode og en koaksial anode [2]. Foruten bruk i radar, er magnetronet veldig utbredt i mikrobølgeovner. Virkemåten kan beskrives slik [15]:

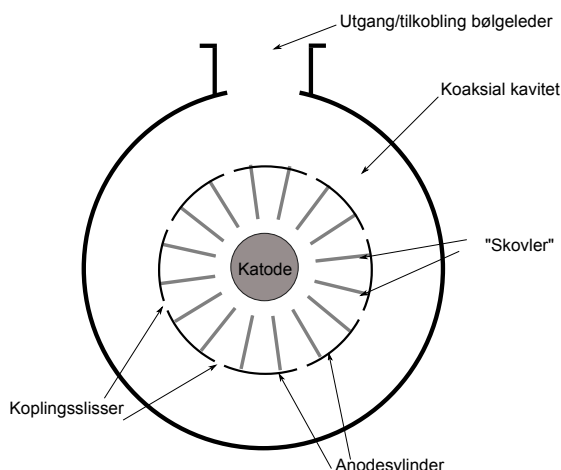
Magnetronet er basert på hulromsresonans i en rekke evakuerte kamre i en metallblokk. Disse har åpninger mot et rom sentrert rundt en sentral katode som bringes til å emitte elektroner ved å gløde. Et kraftig magnetfelt i samme retning som katoden får elektronene til å bevege seg i sirkelbaner mens de går fra katoden til anoden (som er veggmaterialet i hulrommene). Når de passerer åpningene til hulrommene settes det opp elektromagnetiske felt som bringer hulrommene i elektromagnetisk resonans. Det er også en kopling mellom de enkelte hulrommene som får dem til å svinge i takt. Denne koplingen er kritisk.

Magnetronet ble oppfunnet under 2. verdenskrig, og har vært eneste høyeffekt-RF-energikilde som er en effektoscillator og ikke en effektforsterker. Det har blitt mye brukt på grunn av sin kompakte størrelse og sin effektivitet ved mikrobølgefrequenser og med magnetronet ble det for første gang mulig med radarer i fly, ubåter og ved bakkekrigføring.

I 1960-årene ble koaksialmagnetronet introdusert, og med dette fulgte store forbedringer med hensyn på effekt, effektivitet, stabilitet og levetid i forhold til det opprinnelige. Levetiden var nå oppe i 5000–10000 timer, som representerte en økning på mellom 5 og 20 ganger i forhold til de konvensjonelle magnetronene. En skisse av tverrsnittet til et koaksialmagnetron vises i figur 3.7.

Magnetronet er veldig populært i sivil radar i forbindelse med sjøfart. Dette henger sammen med lav pris og god pålitelighet og levetid, men på bekostning av ytelse. Magnetronet har flere svakheter, og de mest aktuelle for denne oppgaven er de som er relatert til MTI-prosessering. I [13] skrives følgende:

Det er bemerkelsesverdig at magnetroner er stabile nok til MTI-operasjon overhodet, tatt i betraktning at det krever at det selv-eksiterte magnetronet gjentar sin frekvens, fra puls til puls, innenfor ca 0,00002 % variasjon.



Figur 3.7.: Skisse av tverrsnittet til koaksialmagnetron

MTI-prosessering krever kjennskap til fasen på den utsendte pulsen. Dette slik at fase-skiftet kan brukes til å beregne dopplerskift og således detektere mål blant clutter. Andre sendertyper er gjerne koherente «av natur», men dette er ikke tilfelle for magnetronet. Her varierer fasen tilfeldig fra puls til puls, og fasen til den koherente oscillatoren må resettes for hver puls. Dette krever at fasen på den utsendte pulsen måles, og at oscillatoren så korrigeres for mottak.

De viktigste begrensningene til magnetronet kan kort oppsummeres slik:

- Begrenset gjennomsnittseffekt medfører begrenset rekkevidde.
- Magnetronet begrenser selv forbedringsfaktoren (se 3.1.4) til 30–40 dB.
- Begrensning i pulslengde fra 100 ns til 100 μ s.

Militære formål stiller ofte mye strengere krav, og magnetronbasert radar er derfor mest brukt i sivil radar. Den store utbredelsen og den lavere ytelsen, gjør forsøk på ytelsesforbedringer svært aktuelle for sivil bruk. Arbeidet til Radian og Sintef er derfor viktig.

3.1.4. Diverse begreper

«Improvement Factor» og «Clutter Attenuation»

«Improvement Factor» (IF) og «Clutter Attenuation» (CA) er to vanlige mål på ytelsen i radarsystemer.

CA forteller hvor mye bakgrunnsekkoene («clutter») dempes og svarer til forholdet mellom clutter inn og clutter ut av signalprosessoren. Dette kan skrives

$$CA = \frac{C_{inn}}{C_{ut}}$$

Problemet med CA er at det ikke sier noe om dempingen av de ønskede signalene. En høy CA-verdi kan derfor gi feil inntrykk, dersom målet som ønskes detektert fortsatt er maskert. Forbedringsfaktoren som ytelsesmål tar høyde for dette, og er et mål på MTI-ytelse definert av IEEE. Det er ifølge [14] definert som:

Gjennomsnittsverdien av signal-clutterforholdet ved utgangen til støyfilteret dividert med signal-clutterforholdet ved inngangen til støyfilteret, midlet uniformt over alle interessante måls radielle hastighet.

Dette kan skrives som

$$IF = \frac{(S/C)_{ut}}{(S/C)_{inn}}$$

Tap grunnet stråleform

Ved radarberegninger (vha. radarlikningen) betrakter man gjerne antennevinningen som konstant. Dette er ikke helt korrekt; faktum er at pulsene som reflekteres fra et mål av en roterende antenne er modulert i amplitude av formen på strålediagrammet. Kun 1 av N pulser har den maksimale vinningen. Dette har innflytelse på deteksjons-sannsynligheten, og må tas i betraktning ved beregning av denne. Ifølge [14] kan dette medføre et tap på 1,6 dB–3,2 dB avhengig av stråleformen.

3.2. Filtrering i Matlab

I dette kapitlet forsøkes det å gjøre filtrering på et basisbåndsignal som er demodulert koherent ved å estimere fase på utsendt puls. (Se kapittel 2.3.2 for mer detaljer.) For filtrering er Matlab benyttet.

Det er tatt utgangspunkt i å lage et antall filter av ulik lengde, og se hvilken demping av radarbaug-clutter som kan oppnås med de ulike filtrene. Med tanke på eventuell implementering i hardware i sanntid, vil det være fordelaktig å ha et så kort filter som mulig. Det har sammenheng med at kortere filtre vil kreve mindre resurser i hardware/software. Samtidig er det viktig at dempingen av radarbaug-interferens er så kraftig at det bedrer deteksjonsevnen i nærområdet. Hvilket filter som er best egnet blir en avveining mellom disse to faktorene. Implisitt i dette ligger det faktum at lengden på filteret som brukes vil være avgjørende for hvor skarp overgangen fra passbånd til stoppbånd blir.

Innen digital filtrering skiller det gjerne mellom filtre av typen FIR (Finite Impulse Response) og IIR (Infinite Impulse Response). Navnene har de fått med bakgrunn i responsen på en påtrykt deltapuls. FIR-filterets respons vil dø ut med tiden, mens IIR-filterets respons kan fortsette i det uendelige, da det har tilbakekopling. Utover dette har

FIR-filteer den egenskapen at det har lineær faserepons, og det blir derfor gjerne brukt ved problemstillinger der lineær fase er et krav. Generelt har et IIR-filteer lavere sidelober i stoppbåndet enn et FIR-filteer med samme antall parametre [12]. IIR kan derfor være å foretrekke dersom ulineær fase kan tillates, da det betales igjen i lavere beregningskompleksitet. For både FIR- og IIR-filteer finnes det forskjellige undertyper med egenskaper bestemt av en avveining mellom steilhet i transisjonsbåndet og rippel/flathet i passbåndet/stoppbåndet. Kjente IIR-filteertyper (med opphav i analog signalbehandling) er Butterworth-, Tshebysjev- og elliptiske filteer. Av FIR-typer er blant annet *Least Squares* og *Equiripple* vanlige designmetoder. Forsinkelseslinjene (DLC) er også en form for FIR-filteer.

Det er valgt å bruke FIR-filteer til filtreringen av radarbaugen. I matlab kan filteer av ulik type designes ved hjelp av verktøyet *fdatool*. Det vil ikke bli gått noe i dybden på dette verktøyet her, men resultatet av et design kan fås ut som filterkoeffisienter². Disse koeffisientene kan relateres til både DLC-en og til z-transformen som er vanlig å bruke i digital signalbehandling. Z-transformen er i digital signalbehandling like viktig som Laplace er for analog signalbehandling [12]. (Det vil ikke gås i dybden på z-transformen her.) Et filteer av lengde 6, med seks koeffisienter, vil tilsvare en vektet kaskadekopling av fem DLC-er. For å trekke linjene til eksempelet med den enkle DLC-en vil denne ved hjelp av filterkoeffisienter kunne representeres ved $[1 - 1]$. Z-representasjonen av det samme filteeret vil være $H(z) = 1 - z^{-1}$.

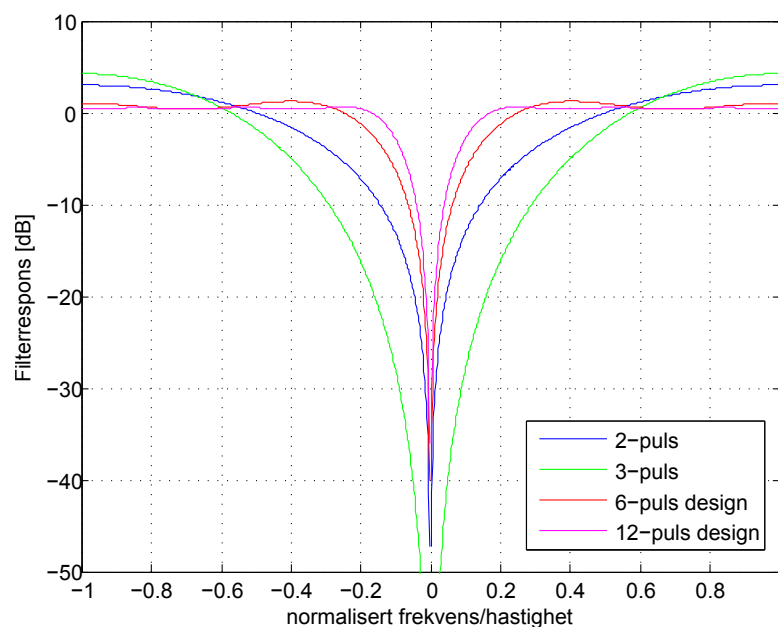
Det er valgt å bruke clutterdemping (CA) som mål på filterytelsen. For at dette skal gi mest mulig pålitelige resulater er det valgt ut måledata med minst mulig sjøclutter. Beregningene av clutterdemping vil da i størst mulig grad samsvare med radarbaugdemping. (Hvordan CA beregnes blir presentert i kap. 3.2.1.) Måledataene fra MF «Raunefjord» inneholder svært mye clutter, både fra land og sjø, og det er derfor besluttet å benytte Harøy-data. Det er også for Harøys tilfelle svært få opptak som har veldig lite clutter, men spesielt X-bånd opptakene er gode. For S-bånd er det mye vanskeligere, om mulig, å finne opptak fri for clutter. Det er gjort et lite utvalg av opptak fra X-bånd og S-bånd til filtrering.

Filtreringen bør skje med filteer av en lengde som er mindre enn antall pulser per strålebredde i opptakene. Dessuten vil det ikke være realistisk med alt for lange filteer til bruk i skipsradar grunnet kostnader og kompleksitet. Det er derfor besluttet å se på filteer av lengde mindre enn 13, da dette er laveste antall pulser per strålebredde i opptakene. Filteer som er valgt er enkle filteer av lengde to og tre med binomiske vekter, samt filteer av lengde seks og tolv med spesialdesignede vekter. Altså totalt fire ulike filteer. De to sistnevne filteer er designet ved hjelp av «Least-squares»-metoden i Matlab. Filterresponsen til filteer vises i figur 3.8. De normaliserte filterkoeffisientene er listet opp i vedlegg C og filterdata er vist i tabell 3.1.

²Filterkoeffisientene som produseres ved hjelp av *fdatool* er ikke normalisert

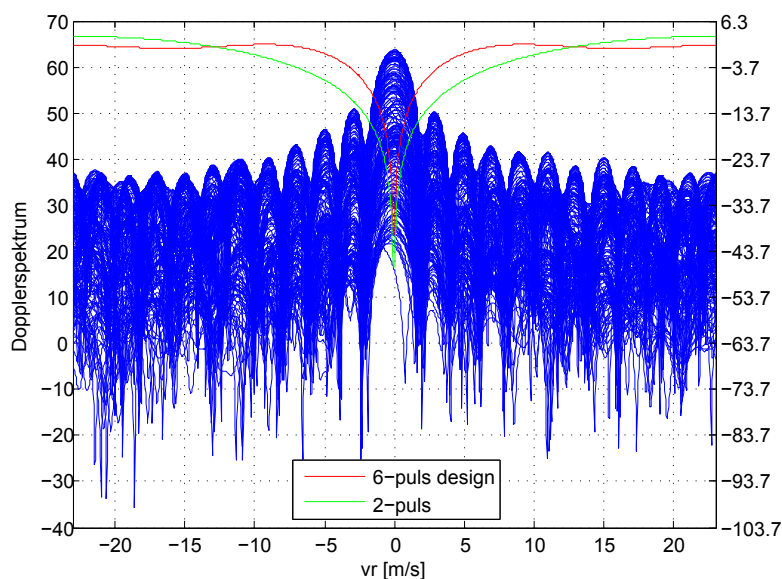
Tabell 3.1.: Filterdata for filtrene

Filterlengde	2	3	6	12
-3dB-bredde (% av totalbredde)	33%	46%	15%	9,7%
Maksimal demping [dB]	>53	>108	>46	>42

**Figur 3.8.:** Filterresponsen til de fire analyserte filtrene

I figur 3.9 vises to- og seks-puls-filteret som brukes til filtrering av radarbaugen, sammen med dopplerspektrum for et Harøy-opptak på X-bånd. Det går tydelig frem av figuren at det lengste filteret gir et mye smalere stoppbånd og samtidig en mer flat respons i passbåndet. Det lengste filteret vil være mer selektivt i forhold til hva som dempes, uten at det nødvendigvis vil gi bedre demping av clutter generelt.

Filterresponsen og dopplerspekteret vil variere med radarbånd. Normalisert dopplerfrekvens lik 1 (som i figur 3.8) samsvarer med dopplerspekterets første blindhastighet. (Verdiene kan beregnes ved hjelp av lign. 3.15). En dopplerhastighet på 5 knop tilsvarer i størrelsesorden 5,5 % av dopplerspekteret for X-bånd og 2 % for S-bånd. Å designe filtre av lav orden med så smale stoppbånd, og samtidig få tilfredsstillende demping i stoppbåndet og minst mulig rippel i passbåndet er vanskelig. Av den grunn er det også besluttet å bruke de samme filtrene for X-bånd-data og S-bånd-data. Bredden på «spekter-loben» rundt null dopplerskift (se figur 3.9) er målt til omkring 4 % for S-bånd og 6,5 % for X-bånd ved -10 dB relativt maksimalverdi. Filtrene som benyttes til filtrering vil være snillere for S-bånd enn for X-bånd, og uforholdsmessig smalt stoppbånd unngås.



Figur 3.9.: Figuren viser et dopplerspektrum fra måledata fra MF «Harøy», X-bånd, samt to filterkarakteristikker. Filterkarakteristikkene er for et to-puls-filter og et 6-puls-filter.

3.2.1. Beregning av CA

Det er valgt å bruke CA (Clutter Attenuation) som mål på filterytelsen. Fremgangsmåten for beregningen av denne størrelsen vil bli gjennomgått her.

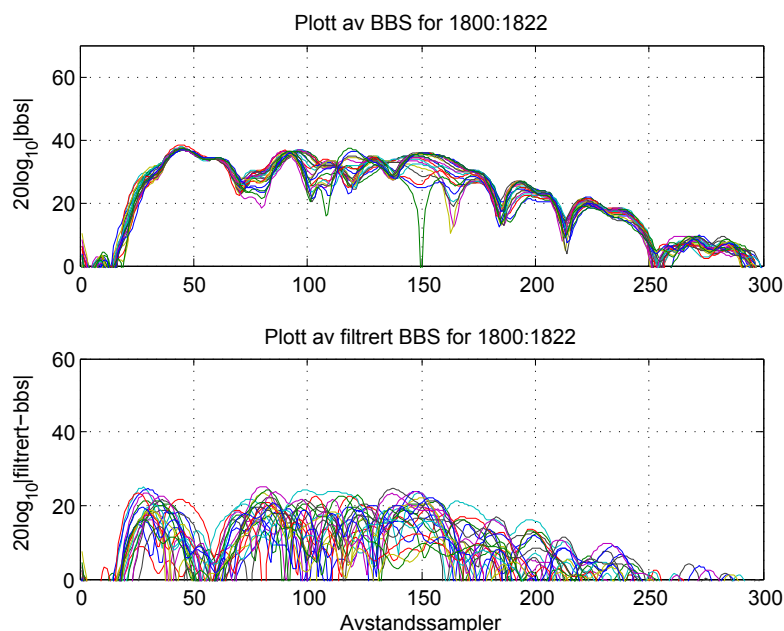
Med utgangspunkt i opptak med minst mulig sjøclutter er det ved hjelp av PPI bestemt for hvilket PRI-segment (tilsvarende én strålebredde) radarbaugen har størst utstrekning. Innenfor denne sektoren betraktes så basisbåndsignalet, $20 \log_{10} |bbs|$, slik som øverst i figur 3.10.

I denne figuren ser vi klart pulsen, med maksutslag like før avstand-sample 50. Det velges så et utsnitt i avstand også, hvor utslaget er størst – eksempelvis punktprøve 100–150. CA beregnes nå ved å beregne middelerdien av utvalget av basisbåndmatrisen og trekke fra³ den filtrerte versjonen av samme utsnitt av basisbåndsignalet. Det er viktig å merke seg at hele basisbåndmatrisen blir filtrert, mens det blir midlet og beregnet CA for et utvalg.

3.3. Resultater

Filtreringsresultatene vises i tabell 3.2 og tabell 3.3. Kort oppsummert er gjennomsnittsverdier for clutterdempingen på 18,2–19,6 dB for X-bånd og 8,7–10,5 dB for S-bånd. Det er dessuten filtrene av lengde 2 og 6 som gir de beste verdiene for clutterdemping.

³Merk at subtraksjonen gjøres i dB- divisjonen i ligning 3.1.4 blir subtraksjon



Figur 3.10.: Viser utsnitt av basisbåndmatrisen, og filtrert utsnitt av samme signal.

3.4. Diskusjon

Resultatene viser at det er stor forskjell mellom resultatene for X-bånd og S-bånd. Og den store forskjellen er der for alle filtrene, uavhengig av lengde. Dette kan blant annet skyldes at annet clutter er tilstedeværende i opptakene på S-bånd. De utvalgte opptakene er de mest «clutter-fri» som er funnet for dette radarbåndet, men generelt viser S-bånd-opptak mer clutter.

Jevnt over gir filtrene av lengde 2 og 6 best og tilnærmet lik demping av clutter, mens filtrene av lengde 3 og 12 også er ganske like, men dårligere. For X-bånd har de to førstnevnte et snitt på 19,6 dB, mens filteret av lengde 6 er noe bedre med 10,5 dB i gjennomsnitt for S-bånd. Spesielt CA-verdiene for X-bånd må betegnes som rimelig gode, og er i samsvar med de verdiene Radian og Sintef prøver å oppnå. Samtidig så betyr ikke det at ytelsen er optimal likevel, da det ikke er direkte skille mellom nærclutter/radarbaug og clutter generelt. Resultatene viser dessuten at filtre av kort lengde kan være like gode på demping av clutter som lengre filtre. Et filter med smalere bånd vil dog være mer selektivt, noe det undernevnte eksempelet med opptaket «Baug8-XS2-11» viser.

Opptaket «Baug8-XS2-11» (X-bånd) skiller seg ut ved å ha veldig lav beregnet CA-verdi. Dette skyldes at det er noe med en ganske høy radiell hastighet som har sneket seg inn i intervallet for kalkulerings av CA-verdien. Ser vi på dopplerspekteret, eller avstand-dopplerplott, kan dette ses veldig tydelig – se figur 3.11. Dopplerspekteret viser også filterkarakteristikk for to av filtrene.

For dette opptaket så gir 2-puls-filteret høyere CA enn for eksempel 12-puls-filteret.

3. SIGNALBEHANDLING/FILTRERING

Tabell 3.2.: Beregnet clutterdemping for X-bånd-data

Opptak	Opptaksinformasjon		CA-verdier [dB]			
	asimutsegm.	avstandssegm.	2-puls	3-puls	6-puls	12-puls
Akter4-XS2-64	1710:1732	100:150	19,1	18,7	20,0	19,7
Akter4-XS2-65	1710:1732	100:150	23,2	22,3	23,2	22,0
Akter6-XS2-132	1710:1732	100:150	18,7	17,3	19,8	18,8
Akter6-XS2-133	1710:1732	100:150	20,5	19,3	21,7	21,0
Baug7-XS2-196	1620:1642	100:150	20,2	19,8	20,2	18,5
Baug7-XS2-197	1620:1642	100:150	20,0	18,5	19,7	16,9
Baug8-XS2-10	1760:1782	100:150	19,5	18,4	19,0	18,7
Baug8-XS2-11	1760:1782	100:150	15,9	14,9	16,2	14,6
Baug9T-XS2-1	1640:1662	100:150	19,0	17,9	17,6	15,7
Baug9T-XS2-2	1640:1662	100:150	19,8	18,0	18,9	16,4
Gjennomsnitt			19,6	18,5	19,6	18,2

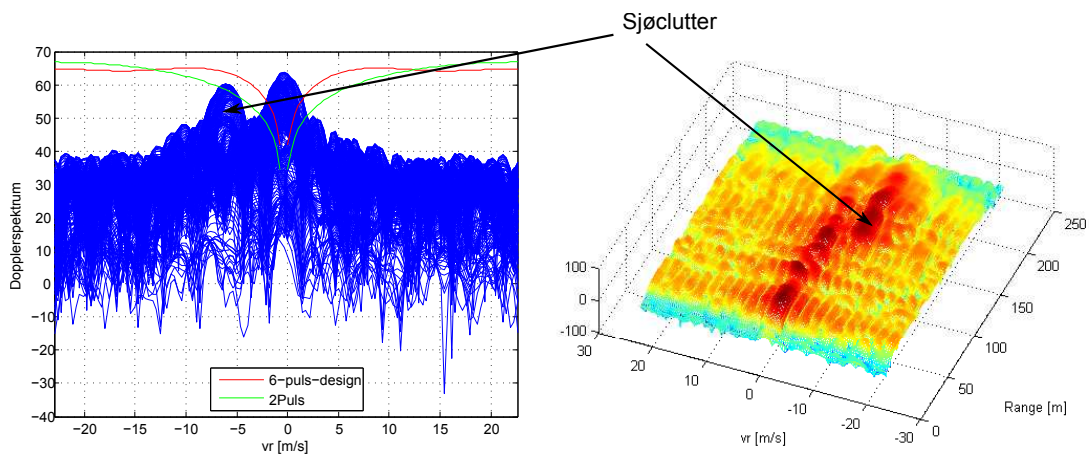
Tabell 3.3.: Beregnet clutterdemping for S-bånd-data

Opptak	Opptaksinformasjon		CA-verdier [dB]			
	asimutsegm.	avstandssegm.	2-puls	3-puls	6-puls	12-puls
Akter4-SS2-58	2220:2257	125:175	8,9	7,2	10,1	9,9
Akter4-SS2-59	2220:2257	125:175	9,9	8,8	11,6	10,7
Akter7T-SS2-184	2270:2307	125:175	11,1	8,9	9,7	9,1
Akter7T-SS2-186	2270:2307	125:175	10,6	9,8	9,7	9,0
Baug4-SS2-56	1600:1637	125:175	10,9	9,8	11,3	11,5
Baug4-SS2-57	1600:1637	125:175	9,1	7,9	10,6	10,6
Gjennomsnitt			10,1	8,7	10,5	10,1

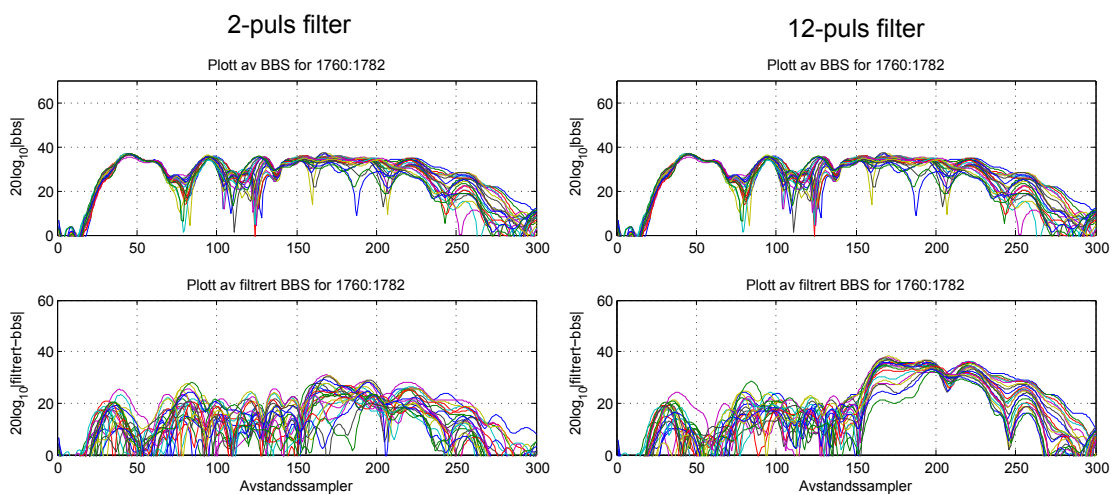
Dersom denne toppen i dopplerspekteret faktisk var et mål det var ønskelig å detektere, ville 12-puls-filtringen være det beste, da dette slipper toppen igjennom. Dette kan tydelig ses i plott av basisbåndsignalet sammen med filtrert basisbåndsignal, figur 3.12. 6-puls-filtringen viste også god evne til å skille ut denne toppen i dopplerspekteret.

De dårlige resultatene på S-bånd kan også skyldes signalegenskapene og hvordan basisbåndet er blitt etter preprosesseringen. Spesielt justeringen av pulsene er dårligere på S-bånd enn X-bånd. Dette er kan ses ganske tydelig i figur 3.13. Pulsmaksimaene for S-bånd ligger godt sammen, men forflanken og bakflanken på pulsen er klart mindre samlet for S-bånd enn for X-bånd.

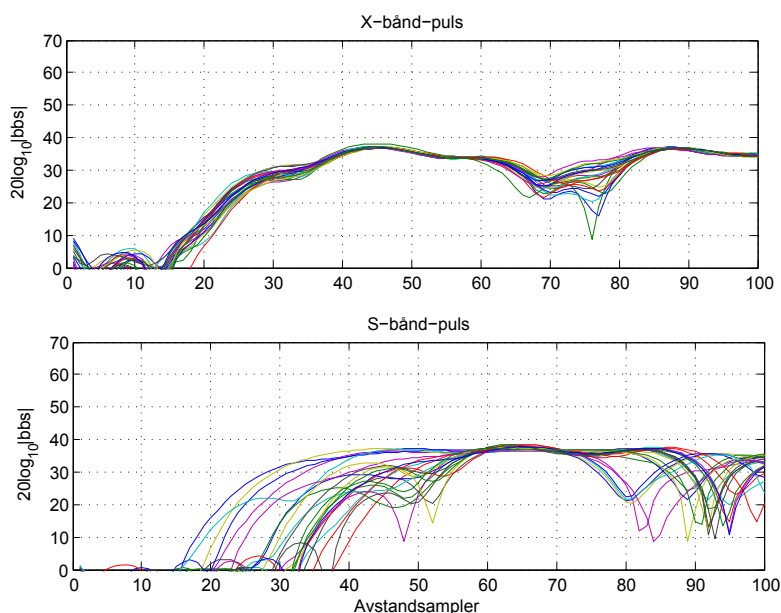
Resultatene i denne delen vil være veldig avhengige av de opptakssektorene som er valgt ut for filtrering. Det er valgt ut opptaksfiler som tilsynelatende har lite sjøclutter, og sektorene er basert på avlesning av radarbaugens maksimale utstrekning på PPI. Her er det rom for menneskelig feil. Dessuten er det rom for feil med hensyn på de valgte segmentene i asimut og avstand. De er forsøkt valgt så langt inn at det er størst mulig sannsynlighet for at det er nærekko det beregnes CA for. Dog vil det, siden bbs-signalet



Figur 3.11.: Figuren viser clutter med dopplerhastighet i dopplerspekter og avstand-dopplerplott



Figur 3.12.: Figuren viser forskjell i filtrert basisbåndsignal for filter av lengde 2 og 12



Figur 3.13.: Figuren viser et utsnitt av basisbåndsignalet som inneholder pulsen for henholdsvis X-bånd og S-bånd

midles innenfor avstandssegmentet, kunne medføre variasjoner å flytte intervallet, eller øke eller redusere lengden på det.

Avveiningen mellom hvorvidt et kort eller et lengre filter bør brukes vil avhenge av krav til kompleksitet, og samtidig hvor strengt filtrene skal skille mellom nærekko og andre signaler. Forskjellen i CA-verdier er ikke så store innenfor hvert bånd. En mulighet kan også være å kun la en del av en opptakssektor tilsvarende rett forut/akterut bli filtrert. Det er uansett her radarbaugen befinner seg, og bort-filtrering av ønskede signaler utenfor den begrensede sektoren unngås. Et kortere filter kan da være det beste valget, hvis man er villig til å ofre deteksjon av ønskede signaler innenfor sektoren.

3.5. Konklusjon

I denne delen av oppgaven har det blitt forsøkt å utvikle metoder for signalbehandling som kan redusere eller ta bort forstyrrende nærekko i skipsradar. MTI- og signalbehandlingsteori har gjort det klart at stager-mengden i radarsignalene på MF «Harøy» og MF «Raunefjord» har liten innvirkning på filtrene som er brukt til filtrering av radarbaugen. Det er så tatt utgangspunkt i to enkle FIR-filtre av lengde to og tre med binomiske koeffisienter, samt to filtre av lengde 6 og 12 designet ved hjelp av *fdatool* i Matlab. Filtrene er utprøvd på et utvalg av opptaksfiler fra MF «Harøy» med lite sjøclutter, og dempingen av clutter er beregnet.

Resultatene viser at et kort filter kan gi like god demping av clutter som et lengre filter, men dette vil skje på bekostning av evnen til å skille mellom nærekko og andre ekko

3. SIGNALBEHANDLING/FILTRERING

eller ønskede signaler. Det blir en avveining mellom kompleksitet og ytelse. Filteret av lengde 6 kan regnes som et godt kompromiss, selv om dette også i mange tilfeller vil være for komplekst for bruk i skipsradar.

Det vises her at det er mulig å dempe nærekkoene ganske kraftig, spesielt for X-bånd. Samtidig må disse resultatene ses i sammenheng med begrensningene som ligger i beregningsmetoden. Dette er et område det helt klart kan gås mer systematisk til verks på, og denne delen av oppgaven kan fungere som grunnlag for videre arbeid med utvikling av signalbehandlingsmetoder for bekjempelse av nærekko i skipsradar.

4. Dataverktøy for kartlegging av radarbaug

Siden arbeidet i denne rapporten vil danne grunnlag for videre arbeid på området, er det utviklet et brukervennlig dataverktøy. Det er laget et grafisk grensesnitt i Matlab som gjør det enkelt å analysere og kartlegge opptak av radardata fra ulike fartøy. Dataverktøyet vil i denne delen få en overordnet presentasjon, uten at det går i dybden på selve koden.

Ved å kjøre filen «radarbaug_v1_0.m» vil vinduet i figur 4.1 komme opp på skjermen. Her er det mulig å stille inn de fleste parametere som blir presentert i kapittel 2.3.2 i panelet «Innstillinger». Hvilke filer det skal utføres beregninger på vil kunne velges i panelet «Velg filer og kalkuler». Det er beregnet at brukere av verktøyet skal ha kjennskap til hva som er «logisk» bruk av verktøyet – at det for eksempel ikke utføres beregninger på filer fra forskjellig radarbånd og lignende. En gjennomgang av grensesnittet følger.

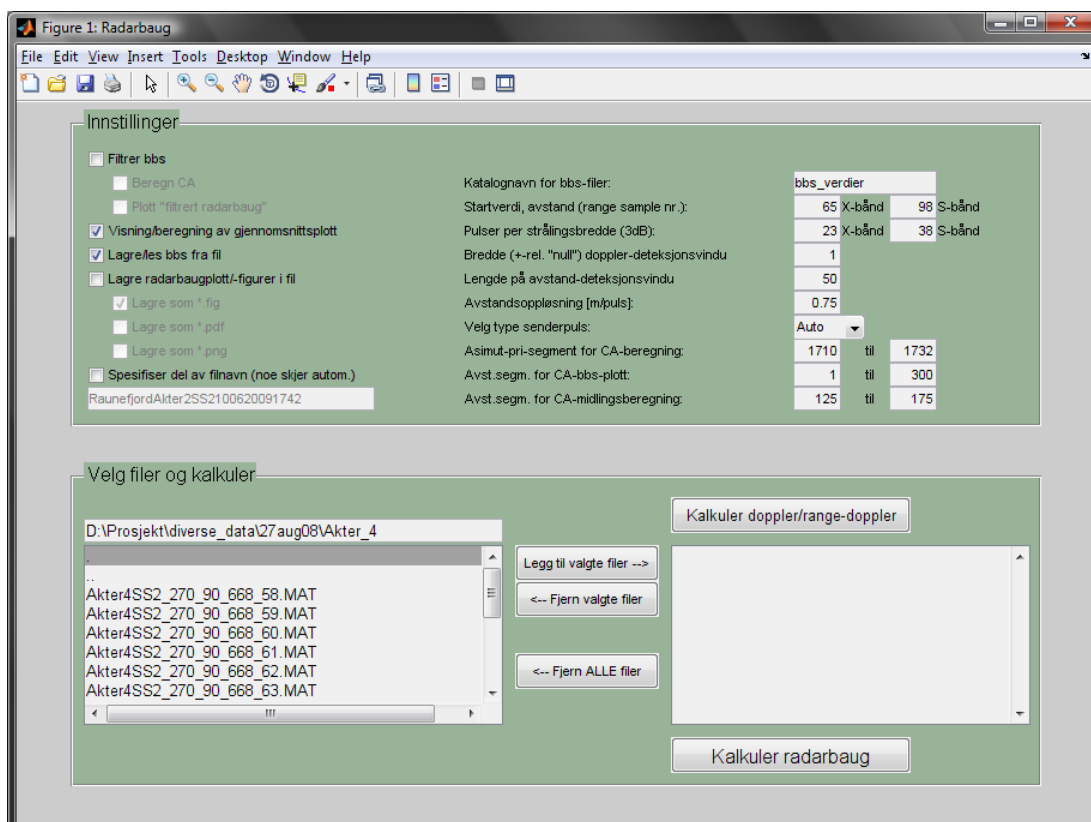
«Innstillinger»

Mange av instillingene bør være forståelige basert på gjennomgangen av kartleggingsprosessen for radarbaug. Det kan stilles inn verdier for pulser per strålebredde, verdi for nullpunkt i bbs-matrisen, bredde på deteksjonsvinduet og flere. Noen av innstillingsmulighetene krever litt utdypende forklaringer og listes opp nedenfor. Alle innstillinger har «standardverdier» som er spesifisert i filen «grafiskGrensesnitt.m».

Filtrer bbs Denne spesifiserer at bbs-matrisen skal filtreres ved trykk på knappen «Kalkuler radarbaug», og ved trykk på «Kalkuler doppler/range-doppler» vil filterkarakteristikken vises i dopplerspekteret. Dette valget er ment for enkeltfiler. «Beregn CA» og «Plott filtrert radarbaug» er selvforklarende, men har kun effekt ved trykk på «Kalkuler radarbaug».

Visning/beregning av gjennomsnittsplott Denne er relativt selvforklarende. Ved radarbaugkalkulering av et antall filer, vil den plote gjennomsnittet av disse filene.

Lagre bbs/les bbs fra fil Dette valget gjør at resultatet av preprosesseringen, basisbåndsignalet, lagres i en *.mat-fil, med variablene *bbs* og *prf*. Filene lagres i katalogen som kan spesifiseres til høyre, i roten av katalogen med radardataene.



Figur 4.1.: Bildet viser det grafiske grensesnittet til dataverktøyet utviklet i Matlab.

Filene får samme filnavn som kildefilen, men med et suffiks «_bbs». Preprosesseringsen er tidkrevende, og dette valget kan medføre en tidsbesparelse på 60–70 %, da filene leses rett inn i minnet.

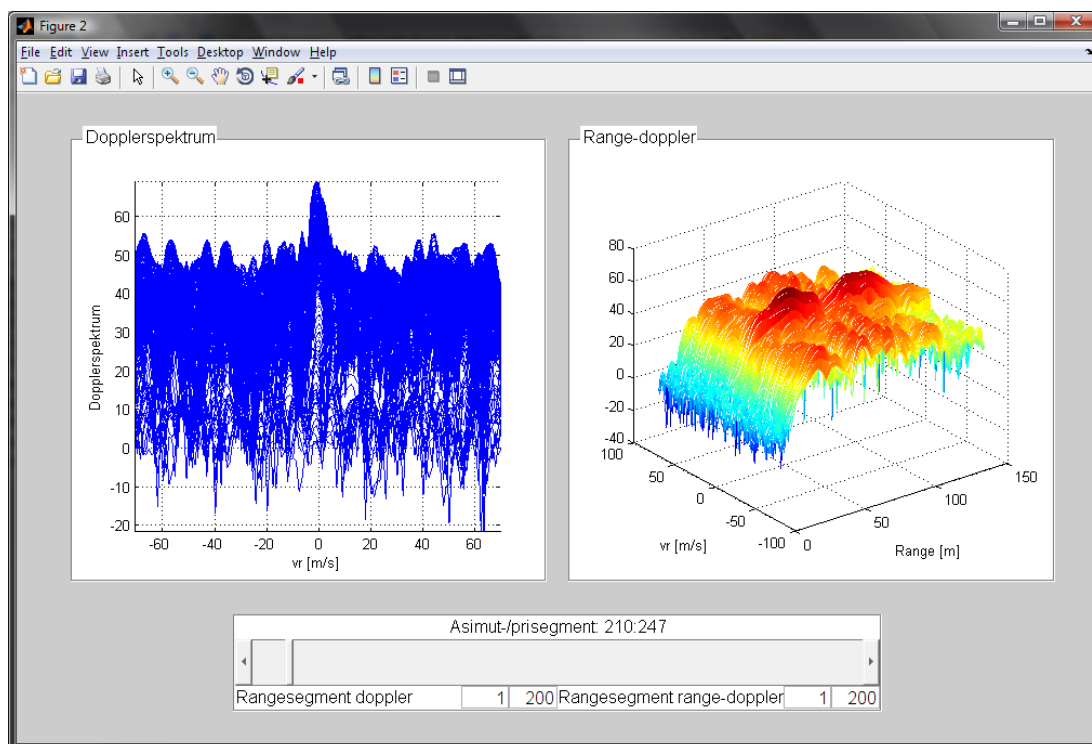
Lagre radarbaugplott/-figurer til fil Selvforklarende. Muliggjør valg av filtype, og filnavnet får et prefiks i henhold til filtypen. Midlede plott får suffikset «_mean».

Spesifiser del av filnavn Her kan navnet på figuren som lagres spesifiseres. Det som skrives her kommer mellom eventuelle pre- og suffiks.

Velg type senderpuls Her kan det velges mellom «Auto», «XS2» og «SS2» for Harøy og «XS2R» og «SS2R» for Raunefjord. Dette har hovedsakelig betydning for preprosesseringsbiten. «Auto» er ikke helt generell og detekterer på bakgrunn av filkatalog og filnavn.

«Velg filer og kalkuler»

Det meste bør være lettfattelig i denne delen. Det er mulig å velge filer ved å dobbeltklikke i listen til venstre, eller flere filer kan markeres og legges til ved hjelp av knapper. Det er tilsvarende for å fjerne filer fra høyre liste. Det er filene til høyre det utføres beregninger på.



Figur 4.2.: Figuren viser vinduet for visning av dopplerspektrum og avstand-doppler-plott

Navigering i kataloger kan gjøres ved å skrive inn i feltet, eller dobbeltklikke på katalognavn. For å gå bakover i kataloger, kan det dobbeltklikkes på «..» som alltid ligger nest øverst i listen. Det er viktig å merke seg at navigering i kataloger forandrer Matlab sitt «Current Directory».

Knappen «Kalkuler radarbaug» vil beregne og plote radarbaug ut fra de instillinger som er valgt. Knappen «Kalkuler doppler/range-doppler» bringer frem vinduet som vises i figur 4.2. Her plottes dopplerspekteret og det vises avstand-dopplerplott. Her kan avstandssegmentet velges individuelt for de to figurene, mens asimutsegmentet velges for begge ved å dra i «slideren» under.

4.1. Diskusjon/konklusjon

Matlab-verktøyet er lettfattelig i bruk og kan reprodusere resultatene i denne rapporten på en enkel måte. Dessuten kan programmet med relativt få endringer tilpasses nye opptak, men det er altså ikke helt generelt. Noe av bakgrunnen for dette er at preprosesseringsbiten som er laget «eksternt» vil trenge tilpasninger for forskjellige opptak. Dette kan naturligvis være et punkt for videre arbeid, kanskje ved å programmere objektorientert og mot databaser for lagring av parametere.

Verktøyet må sies å ha tilfredsstillende funksjonalitet innenfor de rammer som er gitt av

4. DATAVERKTØY FOR KARTLEGGING AV RADARBAUG

denne oppgaven, og danner et godt grunnlag for videre arbeid.

5. Oppsummering

I denne rapporten har et interferensfenomen i skipsradar med benevnelsen «radarbaug» blitt behandlet. Dette er en type clutter som finnes i radarens nærområde. Det ble antatt at strukturene på eget fartøy skaper disse ekkoene gjennom å reflektere og spre radarsignalene gjentatte ganger. Refleksjonene vil derfor gi en sakte utdøende respons i radarmottakeren. Med denne hypotesen som grunnlag og utgangspunkt er det i rapportens første del forsøkt å finne årsakene til denne særegne typen nærekko.

Gjennom omfattende litteratursøk ble omfanget av etablert teori som omhandler det spesifikke fenomenet forsøkt kartlagt, Resultatet var at det finnes lite eller ingen etablert litteratur på det spesifikke problemet – ingen konkrete funn ble gjort. Det vil derfor være nødvendig å utvikle eget teorigrunnlag.

To dataverktøy, Feko og WIPL-D, ble prøvd ut i håp om å kunne utføre simuleringer av fenomenet og på den måten få testet hypotesen. I arbeidet med denne oppgaven har en bare hatt adgang til gratis prøveversjoner av disse programmene, og store begrensninger i begge gjorde det umulig å få utført tilfredsstillende simuleringer av det aktuelle skipsradarscenario. Det var derfor ikke mulig å få bekreftet/avkreftet hypotesen om årsakene til radarbaugen ved hjelp av Feko eller WIPL-D.

I oppgaven har en hatt tilgang til live opptak fra forskjellige typer skipsradarer og sammenligning og undersøkelser av nærekko for ulike båttyper og skrogutforminger indikerer tydelig at det er båtskroget selv, med sine reflektorer og spredere, som kan være opphav til nærekkoene. Variasjon i radarbaug både i asimut og utstrekning er helt tydelig avhengig av skrogutforming og antenneplassering og bygger således opp under antakelsen om at det er skroget og strukturene på skroget selv som forårsaker denne særegne typen interferens i skipsradarene.

Dopplerfiltrering av radardata ved hjelp av filtre av ulik lengde gjorde det klart at dempingen av radarbaugekko kan være like god med et kort filter som et lengre filter. Et lengre filter, med smalere stoppbånd, vil dog kunne skille bedre mellom uønskede ekko (clutter) og mål. Clutterdempingen var mye lavere for S-bånd enn for X-bånd, hele 10 dB. Dette antas å ha sammenheng med at S-bånd-dataene har mer annen type clutter som vanskeliggjør beregningene av clutterdemping av radarbaugen isolert sett. Samtidig er signalegenskapene til S-bånd-basisbåndsignal dårligere enn for X-bånd, og dette antas også å ha innvirkning. Arbeidet i denne delen av rapporten vil kunne danne grunnlag for videre og mer omfattende arbeid med metoder for signalbehandling av radarbaugen.

5. OPPSUMMERING

Det er utviklet et lettfattelig dataverktøy i Matlab som med små tilpasninger kan brukes til å kartlegge skrogekko for nye fartøy og skrogtyper. Dataverktøyet har tilfredsstillende funksjonalitet innenfor rammene av denne oppgaven, og danner samtidig et godt grunnlag for videre arbeid på området.

Bibliografi

- [1] John N. Briggs. *Target Detection By Marine Radar*. The Institution of Electrical Engineers, London, 2004.
- [2] Encyclopædia Britannica. Magnetron. <http://www.britannica.com/EBchecked/topic/357510/magnetron>. 05.05.2009 11.45.
- [3] Furuno. http://www.furuno.no/files/documents/far2117_27_37s.pdf. 18.11.08 Kl. 16:37.
- [4] Torleif Margido Haug. Kartlegging av interferens i skipsradar. «Radarbaug». Desember 2008.
- [5] EM Software & Systems S.A. (Pty) Ltd. Feko Suite 5.4. <http://www.feko.info>, July 2008. Address: PO Box 1354, Stellenbosch, 7599, South Africa.
- [6] EM Software & Systems S.A. (Pty) Ltd. FEKO User's Manual Suite 5.4, July 2008.
- [7] WIPL-D Ltd. WIPL-D Microwave Lite v1.0. <http://www.wipl-d.com/>, 2005.
- [8] Erik Løvli. Datainnsamlingsrapport - Harøy6. M/F Harøy. 26.–28. august 2008.
- [9] Erik Løvli. Datainnsamlingsrapport - Raunefjord1. M/F Raunefjord. 30.–31. mars 2009.
- [10] Bassem R. Mahafza. *Radar signal analysis and processing using MATLAB*. Chapman & Hall/CRC – Taylor & Francis Group, LLC, 2009.
- [11] V. Mangulis. Effective Sidelobe Levels Due to Scatterers. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-15(3):325–333, May 1979.
- [12] John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis. *Digital Signal Processing. Principles, Algorithms and Applications*. Prentice Hall, third edition, 1996.
- [13] Merrill Skolnik, editor. *Radar Handbook*. McGraw-Hill, second edition, 1990.
- [14] Merrill I. Skolnik. *Introduction to RADAR systems*. McGraw-Hill, third edition, 2001.
- [15] Universitetet i Bergen. Insitutt for fysikk og teknologi. Magnetron. <http://www.uib.no/ift/ressurser/fysikkmuseum/raritetskabinettet/magnetron>. 05.05.2009 11.30.

Vedlegg

A. Begrensninger i FEKO Lite

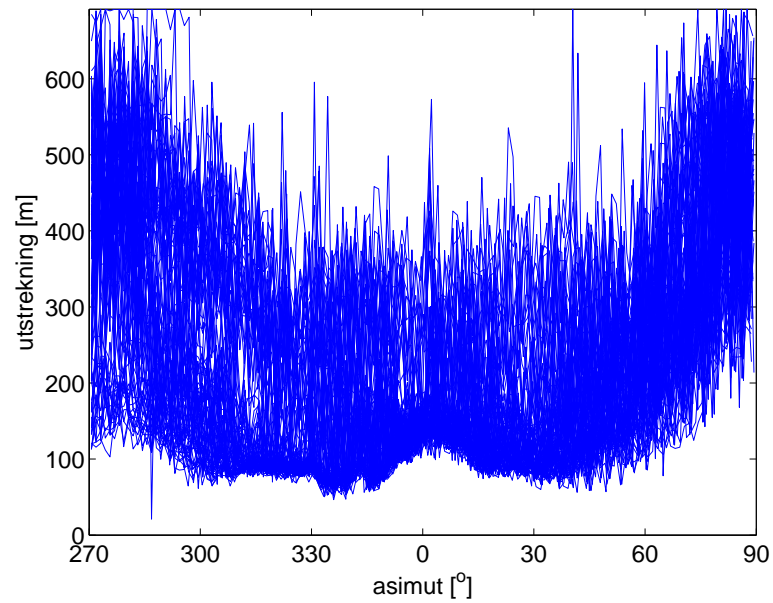
Denne listen er hentet fra (14.5.09 kl 15.15) <http://www.feko.info/feko-product-info/feko-lite/feko-lite#licence-restrictions>.

Licence restrictions

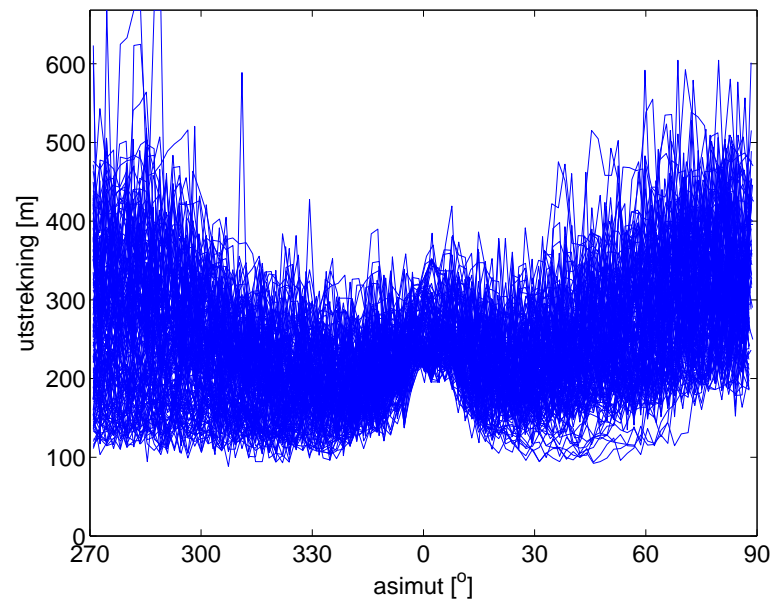
The following table details the FEKO LITE licence restrictions.

Model elements	Limit
Number of wire segments	100
Number of triangular surface patches (metallic, dielectric, for MoM or PO or surface of FEM region)	300
Number of cuboidal volume elements	20
Number of polygonal plates (UTD or PO)	5
Number of UTD cylinders	1
Number of tetrahedral volume elements (FEM)	0
Total number MoM and PO basis functions	600
Number of layers for a planar Green's function	2
Number of dielectric triangles solved with the GO	20
Number of ray interactions for the UTD / dielectric GO	2
Solution specification	Limit
Near-field observation points per request	1000
Far-field observation directions per request	703
Number of frequency values	10
Solution metrics	Limit
Main memory that can be allocated by FEKO kernel	20 MByte
Number of processes for parallel FEKO version	2
Total run-time (wallclock time) of FEKO kernel	10 min
Number of discrete frequency sampling points for adaptive frequency sampling	10
Maximum frequency bandwidth fmax/fmin for adaptive frequency sampling	3
Number of simultaneously active excitations	5
Number of optimisation variables (degrees of freedom)	2
Number of optimisation steps (i.e. iterations)	20
Number of sample points (frequency or time domain) for TIMEFEKO	128

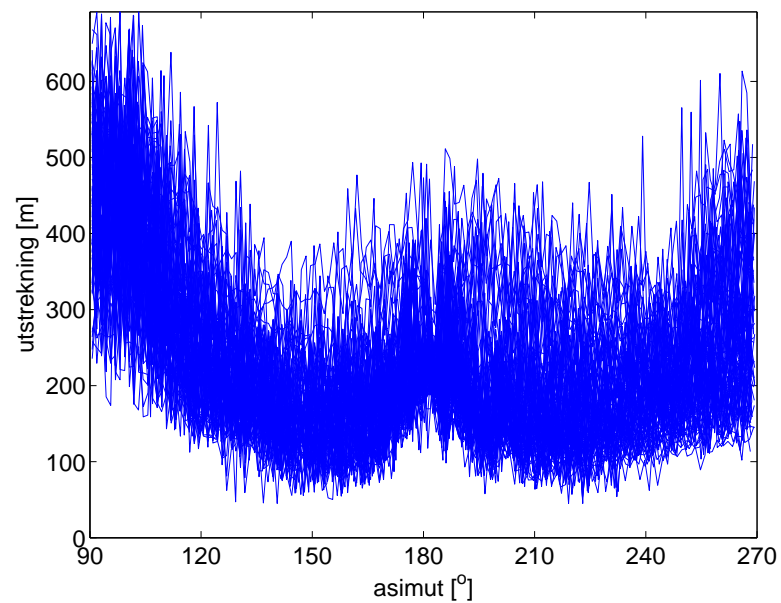
B. Samlede enkeltplott MF «Raunefjord»



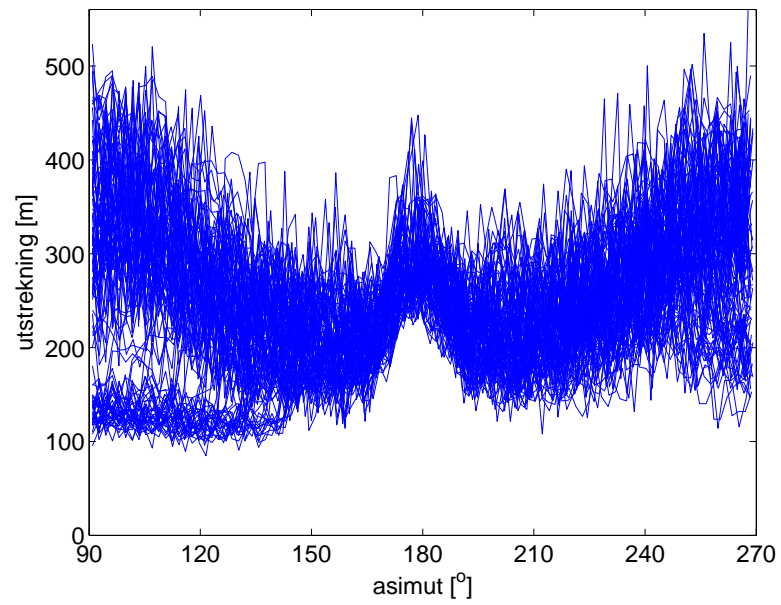
Figur B.1.: Enkeltplott MF «Raunefjord». Baug X-bånd



Figur B.2.: Enkeltplott MF «Raunefjord». Baug S-bånd



Figur B.3.: Enkeltplott MF «Raunefjord». Akter X-bånd



Figur B.4.: Enkeltplott MF «Raunefjord». Akter S-bånd

C. Filterkoeffisienter

Tabell C.1.: Tabellen viser filterkoeffisientene til filtrene brukt i oppgaven

2-puls	3-puls	6-puls	12-puls
$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	-0.0737	-0.0128
$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{\sqrt{6}}$	-0.1876	-0.0290
	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	-0.6778	-0.0561
		0.6778	-0.1034
		0.1876	-0.2044
		0.0737	-0.6659
		0.6659	
		0.2044	
		0.1034	
		0.0561	
		0.0290	
		0.0128	