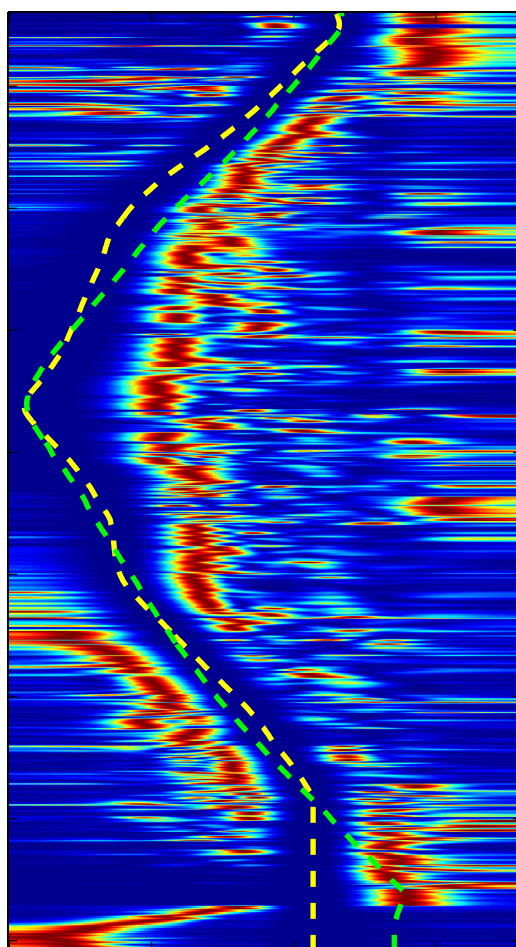
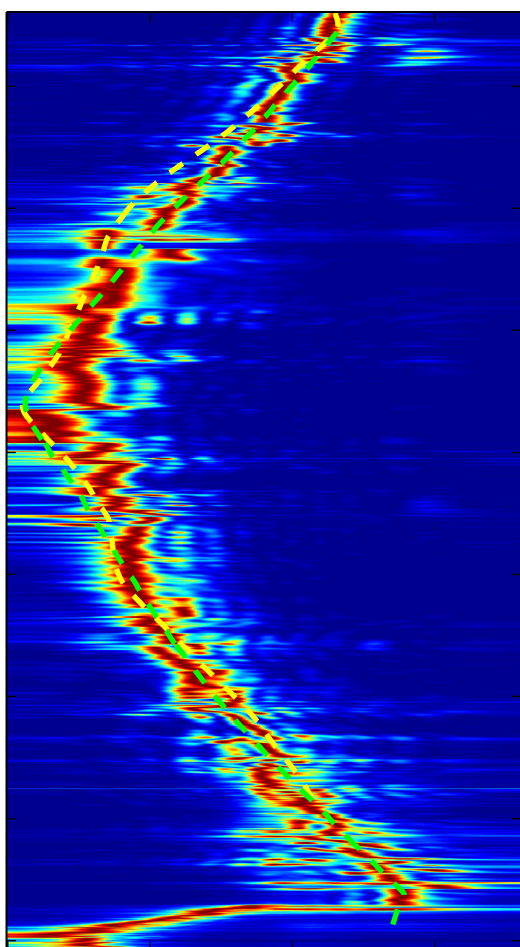


Störundertryckning av rörliga undervattensmål

Alex Cederholm, Bernt Nilsson



FOI är en huvudsakligen uppdragsfinansierad myndighet under Försvarsdepartementet. Kärnverksamheten är forskning, metod- och teknikutveckling till nytta för försvar och säkerhet. Organisationen har cirka 1350 anställda varav ungefär 950 är forskare. Detta gör organisationen till Sveriges största forskningsinstitut. FOI ger kunderna tillgång till ledande expertis inom ett stort antal tillämpningsområden såsom säkerhetspolitiska studier och analyser inom försvar och säkerhet, bedömningen av olika typer av hot, system för ledning och hantering av kriser, skydd mot hantering av farliga ämnen, IT-säkerhet och nya sensorers möjligheter.



FOI
Totalförsvarets forskningsinstitut
Systemteknik
164 90 Stockholm
Systemteknik
164 90 Stockholm

Tel:
Fax:

www.foi.se

Störundertryckning av rörliga undervattensmål

Utgivare FOI - Totalförsvarets forskningsinstitut Systemteknik 164 90 Stockholm	Rapportnummer, ISRN FOI-R--1761--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Ledning, informationsteknik och sensorer	
	Månad, år Augusti 2005	Projektnummer E6057
	Delområde 43 Undervattenssensorer	
	Delområde 2	
Författare/redaktör Alex Cederholm Bernt Nilsson	Projektledare Elias Parastates	
	Godkänd av Monica Dahmén	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning Försvarsmakten	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig Elias Parastates	
Rapportens titel Störundertryckning av rörliga undervattensmål		
Sammanfattning Störundertryckning kan reducera en motståndares förmåga att bedriva informationskrigföring under vatten, av såväl vilseledande som störande natur. Vid lägre konfliktnivåer kan störundertryckning användas vid övervakning av fartygsleder och hamnar, för att förbättra möjligheten att detektera okända mål med svaga signaturer i en miljö med fartygs- och bakgrundsbuller. Ett antal signalbehandlingsmetoder för störundertryckning har studerats och applicerats på data från ett fältförsök. Metoderna som ingår i analysen är två MVDR-metoder (eng. minimum variance distortionless response) av adaptiv natur och två nollstyrningsmetoder (jämför eng. null steering) som kräver a priori information om målpositioner. Vid fältförsöket ingick två fartyg som bogserade varsin akustisk källa, från vilken en 200 Hz ton sändes ut. Signalerna registrerades med en bottenliggande uniform linjeantenn. I ett tänkt scenario agerar fartygen rörlig mål- respektive störkälla. Syftet har sedan varit att studera metodernas förmåga att ge bra målspar i BTR-diagram (eng. bearing time record) av målkällan. Vid dataavsnitt där det i teorin medges en följning av målkällan, undertrycker nollstyrningsmetoderna störkällan och målet kan urskiljas. Smalbandig MVDR applicerad på samma data resulterar i instabila spår från båda källorna, medan bredbandig MVDR endast ger ett spår från störkällan. Slutsatsen är att nollstyrningsmetoderna är att föredra framför MVDR-metoderna, när smalbandiga källor sänder i grunda vatten.		
Nyckelord sonar, lobformning, störundertryckning, MVDR, nollstyrning		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 29 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Systems Technology SE-164 90 Stockholm	Report number, ISRN FOI-R--1761--SE	Report type Technical report
	Programme Areas 4. C4ISTAR	
	Month year August 2005	Project no. E6057
	Subcategories 43 Underwater Surveillance, Target acquisition and Reconnaissance	
	Subcategories 2	
Author/s (editor/s) Alex Cederholm Bernt Nilsson	Project manager Elias Parastates	
	Approved by Monica Dahlén	
	Sponsoring agency Swedish Armed Forces	
	Scientifically and technically responsible Elias Parastates	
Report title Jamming Cancellation of Moving Underwater Targets		
Abstract Jamming cancellation can reduce the ability of an adversary to conduct underwater information warfare of both misleading and jamming nature. In low conflict situations, jamming cancellation may be used for surveillance of ship routes and harbours, to improve the ability to detect unknown targets with weak signatures in a background of ship and ambient noise. A number of signal analysis methods for jamming cancellation have been studied and applied to data from a field trial. The methods are two MVDR methods (minimum variance distortionless response) of adaptive nature and two null-steering methods which require a priori information about target positions. The field trial included two vessels, each towing an acoustic source transmitting a 200 Hz tone. Signals were registered with a uniform linear array placed on the sea bottom. In a hypothesized scenario the vessels acted as a moving target and a jamming source, respectively. The purpose of the study was then to assess the ability of the methods to provide good target tracks in BTR (bearing time record) diagrams. In data sections where a pursuit of the target source predicted by theory is possible, the null-steering methods suppress the jamming source and the target can be discerned. Narrow-band MVDR applied to the same data results in unsteady tracks from both sources, while broad-band MVDR only yields one track from the jamming source. The conclusion is that the null-steering methods are preferred over the MVDR methods when narrow-band sources are transmitting in shallow waters.		
Keywords sonar, beamforming, jamming cancellation, MVDR, null steering		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 29 p.	
	Price acc. to pricelist	

Innehåll

1	Introduktion	7
2	Störundertryckningsmetoder	8
2.1	Nollstyrning	9
2.2	Smalbandig MVDR	11
2.3	Bredbandig MVDR	13
2.4	BPOP	13
2.5	Sammanfattning	14
3	Beskrivning av data	15
3.1	Sensorer	15
3.2	Signalkällor	15
4	Resultat	16
4.1	Konventionell lobformning	18
4.2	Nollstyrning	21
4.3	Smalbandig MVDR	22
4.4	Bredbandig MVDR	23
4.5	BPOP	24
4.6	Resultatsammanfattning	25
5	Slutsatser	27

1 Introduktion

Vid informationskrigföring under vattenytan utgör sonaren ett oersättligt hjälpmedel. Lågfrekventa sonarer kan i gynnsamma miljöer uppnå stora upptäcktsavstånd, dock ökar effekten av eventuella störinsatser med ökat målavstånd, där en motståndares avsikter kan vara av både vilseledande och störande natur. I detta sammanhang kan en sonars förmåga att spana efter, upptäcka eller följa mål försämrats betydligt av störsignaler. För att bibehålla sonarens spaningsförmåga vid sådana situationer krävs undertryckning av de aktuella störsignalerna.

Ett exempel på tillämpning vid lägre konflikt nivåer av störundertryckningsmetoderna i denna rapport är AIS-stöttad (eng. automated identification system) lobformning vid övervakning av civil fartygstrafik vid inloppsleder och hamnar. En förutsättning är att man har kontinuerlig tillgång till trafikinformation tillhörande på förhand registrerade fartyg. Denna information kan exempelvis erhållas genom transponderar och GPS-data som sedan kan användas för beräkningar av specifika bäringar relativt sonarens position. Med hjälp av störundertryckning kan man därefter undertrycka bidrag från registrerade fartyg och kvar blir bidrag från oregistrerade fartyg som ej sammanfaller med registrerade fartygs bäringar. Dessa oregistrerade fartyg kan snabbt lokaliseras och nödvändiga åtgärder vidtas. Ett ytterligare exempel på sonartillämpning för spaning är att undertrycka signalbidrag från den bogserande farkosten när man registrerar signaler med en släpsonar, TAS (eng. towed array sonar). Alltså, ovan situationer utgör utgångspunkten för denna rapport med följande förenklade scenario som bakgrund: att lyssna med en antenn på en rörlig målkälla samtidigt som signalundertryckning sker av en eller flera störkällor och bakgrundsbrus.

Antag att en sonar består av ett antal mottagarelement som bygger upp en antenn, där varje element består av en hydrofon med tillhörande sensorsignal. Genom att minska sonarens känslighet i ett specifikt bäringsintervall kan signaler i detta intervall undertryckas. För att åstadkomma denna undertryckning viktas och tidsförskjuts sensorsignalerna från varje element i antennen, med andra ord utförs en lobformning. Ett exempel på den enklaste formen av lobformning är konventionell lobstyrning där signalerna från antennelementen viktas så att huvudloben styrs till den önskade målriktningen och resterande bäringar undertrycks, se exempelvis Van Trees [1, Kap. 2.5]. I detta fall är undertryckningen av sidolober begränsad till en specifik nivå och viktningen i sig är ej optimal. Optimering av störundertryckning är ett viktigt forskningsområde och flera metoder finns tillgängliga. Analys och resultat som följer kommer huvudsakligen att fokusera på sådana metoder.

Den första metoden benämns i analysen som följer Nollstyrnings-metoden (jämför eng. null steering), se [1, Kap. 3.7]. Denna metod använder sig av Dolph-Chebyshev-viktning [1, Kap. 3.4] överlagrat med ett i bäring utbrett område där sidoloberna har en lägre nivå i jämförelse med den föreskrivna Dolph-Chebyshev-nivån. För beräkning av vikter krävs sonarkonfigurationen, signalinformation i form av sensorsignaler och bäringsinformation i form av mål- och störriktningar. Två störundertryckningsmetoder som baseras på MVDR-metoden [1, Kap. 6.2] (eng. minimum variance distortionless response) kommer även att studeras, en smalbandig och en bredbandig version. Resultatande lobdiagram innehåller en huvudlob i målriktningen och distinkta minima i störriktningarna. Dessa metoder är adaptiva och kräver för beräkning av vikter förutom sonarkonfigurationen endast tillgång till signalinformation. För att metoderna ska fungera krävs att målsignalen ej är nämnvärt korrelerad med störsignalerna. En ytterligare metod, som påminner om Nollstyrnings-metoden ovan, använder sig av optimering av elementvikter för att uppfylla en kompromiss mellan huvudlobens bredd och sidolobsnivån, BPOP-metoden (eng. beam pattern optimisation). I detta fall innehåller lobdiagrammet en huvudlob i målriktningen och ett i bäring utbrett område där sidoloberna har en låg nivå. Metoden kräver sonarkonfigurationen, signalinformation och bäringsinformation för beräkning av vikter.

För att analysera störundertryckningsmetodernas prestanda används data från ett fältförsök genomfört i Stockholms skärgård i augusti 2004, se [2] för en utförlig beskrivning. Syftet med fältförsöket var att inhämta experimentella data för multisensorapplikationer med avseende på akustik och elektromagnetik.

I denna studie kommer data från två försök att användas, där man vid varje försök har gjort akustiska mätningar med en uniform linjeantenn (ULA) med två olika akustiska källor som sände smalbandigt runt 200 Hz och som förflyttades längs två olika löpor. I ett tänkt scenario får den svagare källan agera mål och den starkare källan får agera störare.

Prestanda hos de fyra störundertryckningsmetoderna kommer att analyseras främst med avseende på robusthet och adaptivitet. En fråga som i detta sammanhang bör belysas är om man kan urskilja målkällan genom att undertrycka störkällan med hjälp av någon av de föreslagna metoderna. Dessutom bör man belysa frågan om MVDR-metoderna går att använda med sin adaptivitet, eller om man måste ha tillgång till bäringsinformation och använda Nollstyrnings- eller BPOP-metoden istället. I detta fall kommer bäringsinformationen från GPS-data, men man kan även förbehandla signalinformationen och erhålla det starkaste spåret från en BTR-beräkning (eng. bearing time record).

I avsnitt 2 ges mera utförliga beskrivningar av störundertryckningsmetoderna. Sedan följer en beskrivning av mätdata i avsnitt 3. Resultat av att applicera metoderna på mätdata presenteras i avsnitt 4. I avsnitt 5 återfinns slutsatser och där diskuteras även erforderliga konsekvenser av studien.

2 Störundertryckningsmetoder

I analysen som följer kommer ett kartesiskt (x, y, z) och ett sfäriskt (r, θ, ϕ) koordinatsystem att användas. Med dessa koordinatsystem kan en koordinatvektor $\mathbf{r}$ uttrycks med följande notation

$$\mathbf{r} = [x, y, z]^T = [r \sin(\theta) \cos(\phi), r \sin(\theta) \sin(\phi), r \cos(\theta)]^T, \quad (1)$$

där T betecknar matristransponering. Studerade störundertryckningsmetoder tillämpas på en mottagarantenn bestående av N sensorelement med tillhörande elementpositioner $\mathbf{r}_1$ till $\mathbf{r}_N$. Mottagarantennen placeras i en homogen vattenrymd med ljudhastighet c . För en plan våg med diskret frekvens f_k infallande mot antennen i riktningen $(-\theta, -\phi)$, definieras vågtalsvektorn $\mathbf{k}$ som

$$\mathbf{k}(f_k, \theta, \phi) = -\frac{2\pi f_k}{c} [\sin(\theta) \cos(\phi), \sin(\theta) \sin(\phi), \cos(\theta)]^T. \quad (2)$$

Med hjälp av (2) kan den till antennen tillhörande styrvektorn $\mathbf{v}(\mathbf{k})$ skrivas som

$$\mathbf{v}(\mathbf{k}) = a(\mathbf{k}) [\exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_1\}, \dots, \exp\{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_N\}]^T. \quad (3)$$

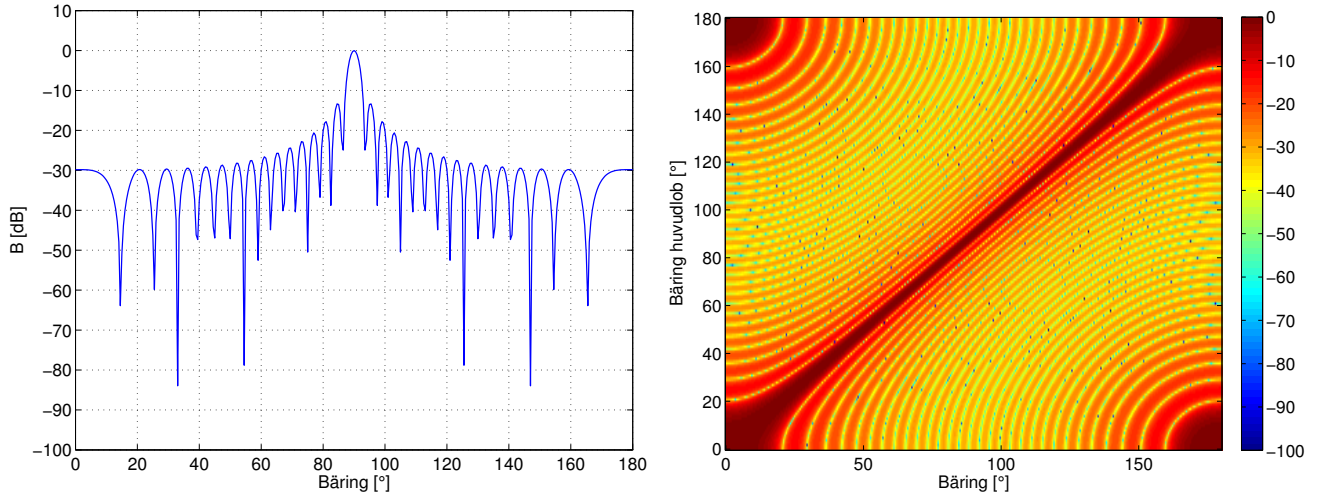
I (3) betecknar j den imaginära enheten och $a(\mathbf{k})$ är den identiska planvågsresponsen för mottagarelementen.

Uttrycket för styrvektorn $\mathbf{v}$ i ekvation (3) kan förenklas när man betraktar en ULA. Antag att antennen är utsträckt längs med z -axeln och att den placeras symmetriskt kring origo. Antag dessutom att antennens sensorelement är placerade ekvidistant med avståndet d mellan dem. Med ovanstående antaganden och $a(\mathbf{k}) = 1$ för alla $\mathbf{k}$ kan uttrycket för styrvektorn $\mathbf{v}$ skrivas som följer

$$\mathbf{v}(f_k, \theta) = [\exp\{-j\frac{2\pi f_k}{c}(\frac{N-1}{2})d \cos(\theta)\}, \dots, \exp\{j\frac{2\pi f_k}{c}(\frac{N-1}{2})d \cos(\theta)\}]^T. \quad (4)$$

Störundertryckningsmetoderna i detta teoriavsnitt kommer att presenteras med hjälp av lobdiagram B uttryckt i dB som funktion av bäring θ , där $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$. Eftersom de plana vågornas våglängd λ väljes till $\lambda = c/f_k = 2d$, kan man visa att uttrycket för styrvektorn i (4) blir frekvensoberoende, d.v.s $\mathbf{v} = \mathbf{v}(\theta)$. Genomgående kommer lobdiagram visas för en ULA med antal element $N = 31$. Om man utgår från en styrvektor $\mathbf{v}(\theta)$ och en vektor $\mathbf{w}$ som representerar den specifika störundertryckningsmetoden, definieras lobdiagrammet som

$$B(\theta) = 20 \log \left\{ \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\theta)|}{\max |\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\theta)|} \right\}, \quad (5)$$



Figur 1: Lobmönster för en ULA med likformig viktning med antal mottagarelement $N = 31$ och med en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Till vänster lobdiagram (B) som funktion av antennens bärning vid huvudlobsriktning 90° och till höger lobnivåer i dB som funktion av antennens bärning och huvudlobens riktning.

där H betecknar hermitsk matristransponering.

För att åskådliggöra ovan lobdiagram och resulterande lobnivåer visas resultat för två klassiska metoder, likformig viktning och viktning enligt Dolph-Chebyshev-metoden, se exempelvis [1, Kap 2.4] respektive [1, Kap 3.4] för en mer detaljerad beskrivning av metoderna. De resulterande lobdiagrammen och lobnivåerna visas i figur 1 och 2.

Låga sidolobsnivåer dämpar störningar från bärningar som ej sammanfaller med huvudlobsriktningen. I figur 1 och 2 kan man se att sidolobsnivåerna skiljer sig markant mellan de två metoderna. Sidolobsnivåerna med Dolph-Chebyshev-metoden har valts till 50 dB lägre än huvudlobsnivån, medan den likformiga viktningen resulterar i sidolobsnivåer endast 13-30 dB lägre än huvudlobsnivån. Dolph-Chebyshev-metoden har alltså i sidolobshänseende en stor fördel i jämförelse med likformig viktning. Om man istället betraktar huvudlobsbredden, som är kopplad till antennens upplösning i bärning, skiljer nästan en faktor två i bredd mellan de två metoderna till den likformiga viktningens fördel. Ovan enkla jämförelse mellan de två metoderna visar att en kompromiss mellan låg sidolobsnivå och smal huvudlobsbredd måste beaktas. Denna kompromiss kan sägas vara tämligen grundläggande och omfattar flertalet störundertryckningsmetoder.

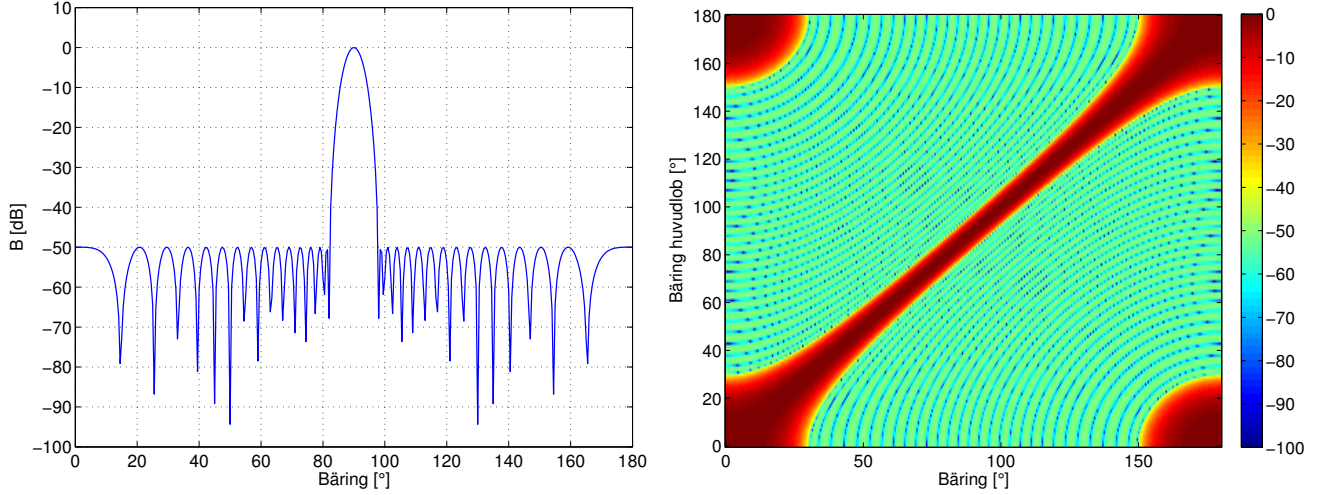
2.1 Nollstyrning

Denna metod utgår från ett önskat lobmönster, som valts enligt Dolph-Chebyshev-metoden, där vektorn som representerar metoden betecknas med $\mathbf{w}_{DC}$. Vektorn $\mathbf{w}_{DC}$ kan skrivas som

$$\mathbf{w}_{DC} = \mathbf{w}_{DC}(f_k, \theta) = [g_1 \exp\{-j \frac{2\pi f_k}{c} (\frac{N-1}{2}) d \cos(\theta)\}, \dots, g_N \exp\{j \frac{2\pi f_k}{c} (\frac{N-1}{2}) d \cos(\theta)\}]^T, \quad (6)$$

där $\mathbf{g} = [g_1, \dots, g_N]^T$ i detta fall utgörs av Dolph-Chebyshev-vikterna. Vektorn $\mathbf{w}_{DC}$ approximeras med vektorn $\mathbf{w}$ som dessutom ska uppfylla vissa givna bivillkor. För denna Nollstyrnings-metod utgörs bivillkoren av att lobmönstret ska vara noll i M antal diskreta riktningar och dessa bivillkor kan uttryckas med

$$\mathbf{C}_0^H \mathbf{w} = [0, \dots, 0]^T. \quad (7)$$



Figur 2: Lobmönster för en ULA med viktning enligt Dolph-Chebyshev-metoden med antal mottagarelement $N = 31$ och med en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Till vänster lobdiagram (B) som funktion av antennens bäring vid huvudlobsriktning 90° och till höger lobnivåer i dB som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning. Sidolobsnivåerna har valts till 50 dB lägre än huvudlobsnivån.

Matrisen $\mathbf{C}_0$ kan uttryckas med hjälp av (3) och ges av

$$\mathbf{C}_0 = [\mathbf{v}(\mathbf{k}_1), \dots, \mathbf{v}(\mathbf{k}_M)] \quad , \quad (8)$$

och motsvarande för en ULA med hjälp av (4) blir

$$\mathbf{C}_0 = [\mathbf{v}(f_k, \theta_1), \dots, \mathbf{v}(f_k, \theta_M)] \quad . \quad (9)$$

Minsta kvadratfelet ε mellan de två lobmönstrena ska minimeras, och ε kan visas vara ekvivalent med följande uttryck

$$\varepsilon(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = \|\mathbf{w}_{DC} - \mathbf{w}\|^2 = (\mathbf{w}_{DC}^H - \mathbf{w}^H)(\mathbf{w}_{DC} - \mathbf{w}) \quad . \quad (10)$$

Minimeringsproblemet kan lösas med hjälp av Lagranges multiplikatormetod med vektorvärda multiplikatorer $(\boldsymbol{\lambda}_l, \boldsymbol{\lambda}_l^H)$. Alltså ska följande funktion $F(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H)$ minimeras

$$F(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = \varepsilon(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) + \mathbf{w}^H \mathbf{C}_0 \boldsymbol{\lambda}_l + \boldsymbol{\lambda}_l^H \mathbf{C}_0^H \mathbf{w} \quad . \quad (11)$$

Gradienten $\nabla_{\mathbf{w}^H}$ av $F(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H)$ sätts lika med noll, vilket ger

$$\nabla_{\mathbf{w}^H} F(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = -2\mathbf{w}_{DC} + 2\mathbf{w} + 2\mathbf{C}_0 \boldsymbol{\lambda}_l = 0 \quad , \quad (12)$$

vilket i sin tur ger följande elementvikter

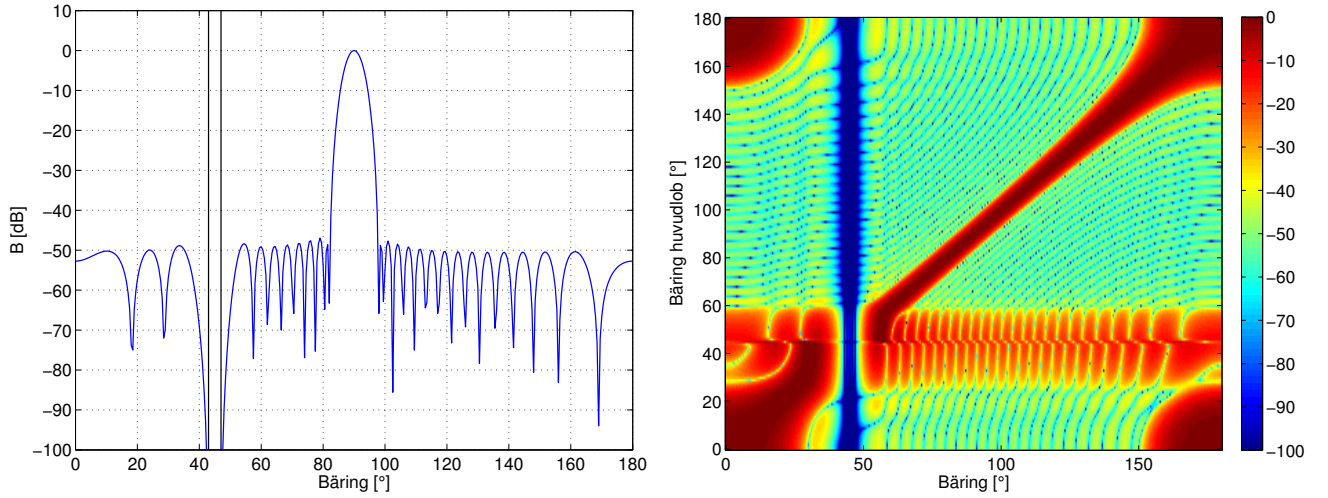
$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_{DC} - \mathbf{C}_0 \boldsymbol{\lambda}_l \quad . \quad (13)$$

Med bivillkoret enligt (7), kan multiplikatorn $\boldsymbol{\lambda}_l$ uttryckas som

$$\boldsymbol{\lambda}_l = (\mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0)^{-1} \mathbf{C}_0^H \mathbf{w}_{DC} \quad . \quad (14)$$

Alltså, med ekvationerna (13) och (14) ges det resulterande uttrycket för vektorn $\mathbf{w}_{NOLL}$ enligt Nollstyrningsmetoden av

$$\mathbf{w}_{NOLL} = (\mathbf{I} - \mathbf{C}_0 (\mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0)^{-1} \mathbf{C}_0^H) \mathbf{w}_{DC} = \mathbf{A} \mathbf{w}_{DC} \quad , \quad (15)$$



Figur 3: Lobmönster för en ULA med viktning enligt Nollstyrnings-metoden med antal mottagarelement $N = 31$ och med en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Till vänster lobdiagram (B) som funktion av antennens bäring vid huvudlobsriktning 90° och till höger lobnivåer i dB som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning. Nollriktningar har valts till 43° , 44° , 45° , 46° och 47° och sidolobsnivåerna har valts till 50 dB lägre än huvudlobsnivån.

där $\mathbf{I}$ betecknar enhetsmatrisen. Vid en diskret frekvens och bäring gäller följande beroende av f_k och θ

$$\mathbf{w}_{NOLL}(f_k, \theta) = \mathbf{A}(f_k, \theta) \mathbf{w}_{DC}(f_k, \theta) \quad . \quad (16)$$

I figur 3 återfinns exempel på lobmönster enligt Nollstyrnings-metoden för en ULA med $N = 31$ och med en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Både ett lobdiagram som funktion av antennens bäring och lobnivåer som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning visas. Nollriktningar har valts till 43° , 44° , 45° , 46° och 47° , se ekvation (9) med $M = 5$, och med Dolph-Chebyshev-metoden har sidolobsnivåerna valts till 50 dB lägre än huvudlobsnivån.

Vad gäller lobdiagrammet och lobnivåerna i figur 3, bör man poängtera att vid nollriktningarna är sidolobsnivåerna försumbart små. Alltså, signaler i dessa bäringar undertrycks totalt. Ur grafen med lobnivåer kan man dessutom se att metoden inte fungerar när nollriktningen sammanfaller med huvudlobsriktningen. Detta beror på att man inte kan undertrycka signalbidrag och samtidigt spana i en och samma riktning, vilket gäller genomgående för alla metoder.

2.2 Smalbandig MVDR

MVDR-metoden (eng. minimum variance distortionless response), enligt [1], är en störundertrycknings-metod som baseras på en så kallad optimal viktning av sensorelementen i en mottagarantenn. För att härleda relationerna för MVDR-metoden kan man anta att man har tillgång till Fouriertransformen av den mottagna signalerna i varje sensorelement, som betecknas med $\tilde{\mathbf{X}}(f_k)$. Signalerna i $\tilde{\mathbf{X}}(f_k)$ innehåller målsignaler, eventuella störsignaler och bakgrundsbrus. För att metoden ska fungera tillfredställande bör målsignalen var okorrelerad med störsignaler och bakgrundsbrus. Enligt MVDR-metoden ska väntevärdet av spektrat $Y(f_k) = \mathbf{w}^H(f_k) \tilde{\mathbf{X}}(f_k)$ minimeras, där spektrat består av den mottagna signalen viktad med vikter $\mathbf{w}^H(f_k)$, under bivillkoret att signalkomponenter i målriktningen är odistorderade. Bivillkoret är ekvivalent med att förstärkningen i målriktningen skall vara lika med ett. Kovariansmatrisen för den mottagna signalen $\tilde{\mathbf{X}}(f_k)$ betecknas med $\mathbf{C}$, utan att skriva ut frekvensberoendet explicit. Matrisen $\mathbf{C}$

antas vara hermitisk, d.v.s symmetrisk med avseende på komplex konjugering $\mathbf{C} = \mathbf{C}^H$. Det kan visas att minimering av väntevärdet för Y är ekvivalent med minimering av effekten $P(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = \mathbf{w}^H \mathbf{C} \mathbf{w}$ under bivillkoret

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}_s = \mathbf{v}_s^H \mathbf{w} = 1 \quad , \quad (17)$$

där $\mathbf{v}_s$ betecknar styrvektorn i målriktningen. Även detta minimeringsproblem kan lösas med hjälp av Lagranges multiplikator metod och i detta fall med multiplikatorer (λ_l, λ_l^*) , där $*$ betecknar komplex konjugering. Funktionen $G(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H)$ som ska minimeras kan skrivas som

$$G(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = P(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) + \lambda_l (\mathbf{w}^H \mathbf{v}_s - 1) + \lambda_l^* (\mathbf{v}_s^H \mathbf{w} - 1) \quad . \quad (18)$$

Gradienten $\nabla_{\mathbf{w}^H}$ av $G(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H)$ sätts lika med noll, vilket ger

$$\nabla_{\mathbf{w}^H} G(\mathbf{w}, \mathbf{w}^H) = 2\mathbf{C}\mathbf{w} + 2\lambda_l \mathbf{v}_s = 0 \quad . \quad (19)$$

Detta ger i sin tur följande elementvikter

$$\mathbf{w} = -\lambda_l \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v}_s \quad . \quad (20)$$

Multiplikatorn λ_l kan uttryckas med bivillkoret enligt (17) som

$$\lambda_l = -(\mathbf{v}_s^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v}_s)^{-1} \quad . \quad (21)$$

Det resulterande uttrycket för elementvikterna $\mathbf{w}_{MVDR}$ enligt MVDR-metoden ges av (20) och (21) som

$$\mathbf{w}_{MVDR} = (\mathbf{v}_s^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v}_s)^{-1} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{v}_s \quad . \quad (22)$$

Antag att antennen är en ULA, då kan elementvikterna med smalbandig MVDR vid en diskret frekvens f_k skrivas som

$$\mathbf{w}_{MVDR}(f_k, \theta) = (\mathbf{v}_s^H(f_k, \theta) \mathbf{C}^{-1}(f_k) \mathbf{v}_s(f_k, \theta))^{-1} \mathbf{C}^{-1}(f_k) \mathbf{v}_s(f_k, \theta) \quad , \quad (23)$$

där styrvektorns f_k - och θ -beroende åter visas explicit som i ekvation (4). Motsvarande effekt i en viss riktning θ för smalbandig MVDR ges av

$$P(f_k, \theta) = \mathbf{w}^H(f_k, \theta) \mathbf{C}(f_k) \mathbf{w}(f_k, \theta) = (\mathbf{v}_s^H(\theta) \mathbf{C}^{-1}(f_k) \mathbf{v}_s(\theta))^{-1} \quad . \quad (24)$$

Lobmönster för den smalbandiga MVDR-metoden återfinns i figur 4 för en ULA med $N = 31$ och med en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. I figuren visas ett lobdiagram som funktion av antennens bäring och lobnivåer som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning. I detta fall modelleras kovariansmatrisen $\mathbf{C}$ i (23) med bidrag från både mål (σ_S), störare (σ_I) och brus (σ_N) enligt

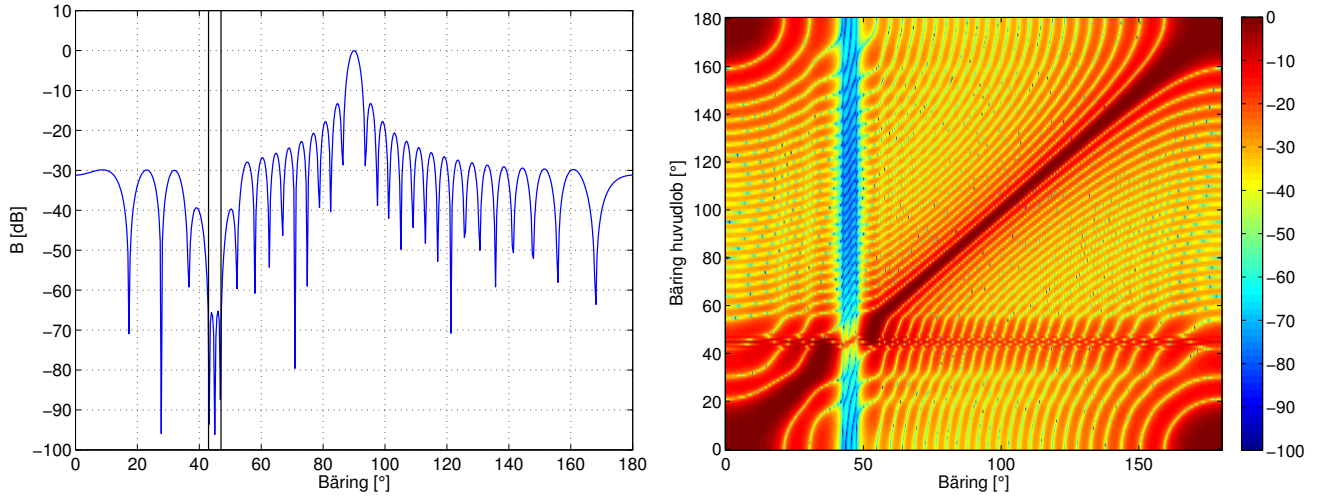
$$\mathbf{C} = \sigma_S^2 \mathbf{v}_s(\theta_s) \mathbf{v}_s^H(\theta_s) + \sigma_I^2 \mathbf{V} \mathbf{V}^H + \sigma_N^2 \mathbf{I} \quad , \quad (25)$$

där matrisen $\mathbf{V}$ ges av störriktningarna $43^\circ, 44^\circ, 45^\circ, 46^\circ$ och 47° och med $M = 5$ kan skrivas som

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}(\theta_1), \dots, \mathbf{v}(\theta_M)] \quad . \quad (26)$$

Standardavvikelseerna σ_S , σ_I och σ_N för mål-, stör- och brussignalerna definieras utifrån $SNR = \sigma_S^2 / \sigma_N^2$ (eng. signal to noise ratio) och $INR = \sigma_I^2 / \sigma_N^2$ (eng. interferer to noise ratio), som valts till $SNR = 20$ dB och $INR = 40$ dB.

I båda graferna i figur 4 ser man bäringsintervallet med låg sidolobsnivå som sammanfaller med störriktningarna. Sidolobsnivåerna i detta intervall ligger 60-70 dB lägre än huvudlobsnivån. Dessutom kan man se att inte heller denna metod fungerar då noll- och störriktningarna sammanfaller med huvudlobsriktningen.



Figur 4: Lobmönster för en ULA med viktning enligt den smalbandiga MVDR-metoden, antal mottagarelement $N = 31$ och en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Till vänster lobdiagram (B) som funktion av antennens bäring vid huvudlobsriktning 90° och till höger lobnivåer i dB som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning. Störriktningarna har valts till 43° , 44° , 45° , 46° och 47° .

2.3 Bredbandig MVDR

Ett rättframt sätt att generalisera MVDR-metoden för bredbandiga signaler ges av Sinha *et al.* [3]. Lobsignalerna beräknas individuellt för varje frekvenskomponent i det frekvensband man önskar studera. Därefter summeras lobsignalerna för att ge ett bredbandigt resultat. Det blir nu naturligt att summera effekten över de frekvenser man är intresserad av, och därmed skapa en slags medeleffekt för de frekvenserna. Slutresultatet för ett frekvensband med N_B frekvenser blir

$$P_{av}(\theta) = \sum_{k=1}^{N_B} P(f_k, \theta) \quad , \quad (27)$$

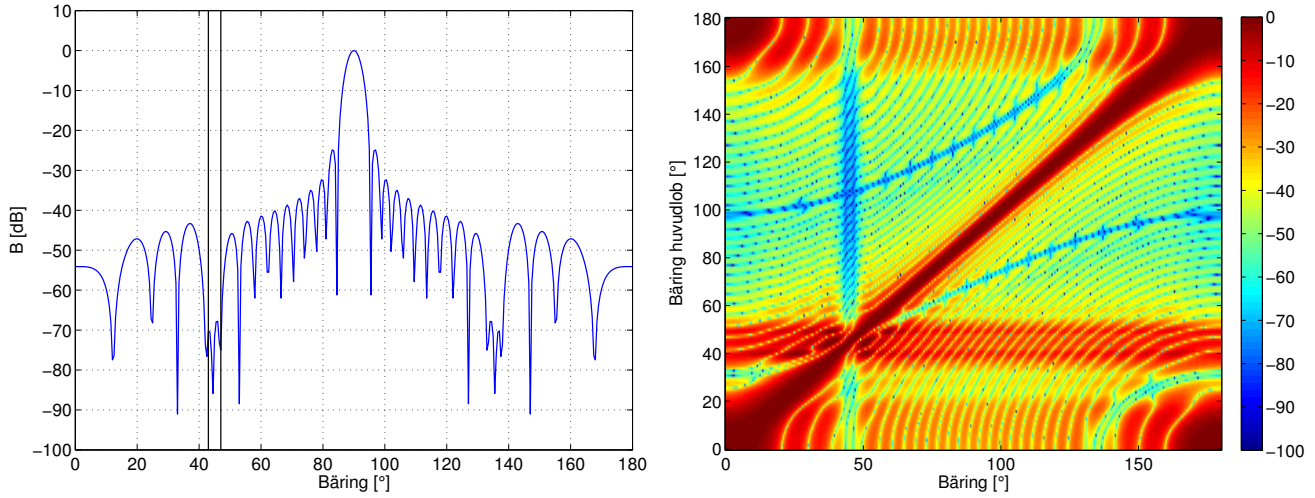
där effekten $P(f_k, \theta)$ ges av det smalbandiga resultatet i ekvation (24). Observera också att de N_B frekvenskomponenterna i (27) inte behöver vara på varandra följande.

Man kan direkt inse att bredbandig MVDR kommer att ställa betydligt mycket högre krav på processeringskapacitet för ett brett frekvensområde, eftersom MVDR-beräkningarna ska utföras för varje aktuell frekvens för sig. Det blir då naturligt att fundera på parallellisering av uppgiften, vilket är författarnas mål i [3].

2.4 BPOP

Med viktning av mottagarelement enligt BPOP-metoden (eng. beam pattern optimisation), varieras en önskad sidolobsundertryckning som funktion av bäring θ . En våg antas infalla från $(\theta, \phi) = (\theta_0, 0)$ och alltså förutsätts endast ett θ -beroende. Antag dessutom att antennen är en ULA, vilket betyder att det förenklade uttrycket för styrvektorn $\mathbf{v}(f_k, \theta)$ i (4) kan användas. Vektorn som representerar störundertryckningsmetoden kan skrivas som

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}(g) = [g_1 \exp\{-j \frac{2\pi f_k}{c} (\frac{N-1}{2}) d \cos(\theta_0)\}, \dots, g_N \exp\{j \frac{2\pi f_k}{c} (\frac{N-1}{2}) d \cos(\theta_0)\}]^T \quad , \quad (28)$$



Figur 5: Lobmönster för en ULA med viktning enligt BPOP-metoden, antal mottagarelement $N = 31$ och en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Till vänster lobdiagram (B) som funktion av antennens bäring vid huvudlobsriktning 90° och till höger lobnivåer i dB som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning. Nollriktningen har valts till 45° med ett intervall på 5° .

där vektorn $\mathbf{g} = [g_1, \dots, g_N]^T$ innehåller elementvikterna. En familj av objektfunktioner $F_p(\mathbf{g})$ definieras för lobdiagrammet enligt följande

$$F_p(\mathbf{g}) = \left\{ \frac{1}{N_\theta} \sum_i \{ \gamma_i |\mathbf{v}(\theta_i)^H \mathbf{w}(\mathbf{g}) - N \delta_{il}| \}^{2p} \right\}^{1/2p}. \quad (29)$$

Vinklarna θ_i ($i = 1, \dots, N_\theta$) är ekvidistanta och täcker intervallet $0 < \theta < 180^\circ$ med θ_l närmast huvudlobsriktningen. Storheten δ_{il} är den diskreta deltafunktionen, d.v.s $\delta_{il} = 1$ om $i = l$ och $\delta_{il} = 0$ annars. I ekvation (29), är storheterna γ_i ($i = 1, \dots, N_\theta$) vikter sådana att $\gamma_i = \delta_{il}$ när θ_i är innanför huvudloben och $\gamma_i > 0$ annars. Den optimala vektorn $\hat{\mathbf{g}}$ definieras som den vektor $\mathbf{g}$ för vilken följande relation gäller

$$F_p(\hat{\mathbf{g}}) \leq F_p(\mathbf{g}) \quad \forall \mathbf{g} \in R^N. \quad (30)$$

Konstanten p i (29) och (30) är en designparameter, som normalt väljes till ≤ 1 . Valet av p och storleken av huvudloben påverkar kompromissen mellan huvudlobens bredd och sidolobsnivå. I analysen som följer kommer genomgående $p = 1$ att gälla. Valet $p = 1$ resulterar i ett minsta-kvadrat problem för vilket $\mathbf{g}$ kan beräknas med standardmetoder utan iterationer.

I figur 5 återfinns lobmönster enligt BPOP-metoden för en ULA med $N = 31$ och en halv våglängd mellan mottagarelementen $d = \lambda/2$. Både ett lobdiagram som funktion av antennens bäring och lobnivåer som funktion av antennens bäring och huvudlobens riktning visas. Nollriktningen har valts till 45° med ett intervall på 5° .

I figur 5 kan man se att sidolobsnivåerna kring nollriktningen ligger runt 70 dB lägre än huvudlobsnivån. Metoden fungerar dessutom inte då nollriktningen sammanfaller med huvudlobsriktningen. Man kan även se i båda graferna att för BPOP-metoden tillkommer ett ytterligare intervall med låg sidolobsnivå.

2.5 Sammanfattning

Förutom beskrivna metoder ovan, kommer även konventionell lobformning att ingå som referens. Alla metoder kommer appliceras på experimentella data och resultat presenteras i form av BTR-diagram.

Innan dessa resultat presenteras kan det vara på sin plats att sammanfatta de olika metodernas teoretiska prestanda med hjälp av presenterade lobdiagram i detta avsnitt, d.v.s Nollstyrnings-, MVDR- och BPOP-metoden, se figurerna 3 till 5. Metoderna kan med anledning av detta jämföras utifrån tre kriterier: sidolobsnivåer i nollriktningar, övriga sidolobsnivåer och huvudlobsbredd. De två förstnämnda kriterierna är kopplade till hur väl stör- och brussignaler undertrycks och det sistnämnda kriteriet svarar mot antennens upplösning i bäring. Vad gäller sidolobsnivåer i nollriktningarna ges metodernas prestanda i fallande ordning av Nollstyrnings-, BPOP- och MVDR-metoden. Om man sedan betraktar övriga sidolobsnivåer ges även här metodernas prestanda i fallande ordning av Nollstyrnings-, BPOP- och MVDR-metoden. När det kommer till huvudlobsbredd blir ordningen den motsatta, d.v.s metodernas prestanda ges i fallande ordning av MVDR-, BPOP- och Nollstyrnings-metoden.

3 Beskrivning av data

De experimentella data som används i den här rapporten är insamlade vid ett fältförsök för multisen-sorapplikationer [2]. Akustiska och elektromagnetiska källor släpades med fartyg längs olika spår förbi ett antal sensorantennor. Antennor för både akustiska och elektromagnetiska fält användes. I den här rapporten har endast akustiska data studerats. Nedan beskrivs i tur och ordning de akustiska sensorerna, de akustiska källorna samt de löpor källorna rört sig längs. För fler detaljer kring fältförsöket och de experimentella data som inhämtats se [2].

3.1 Sensorer

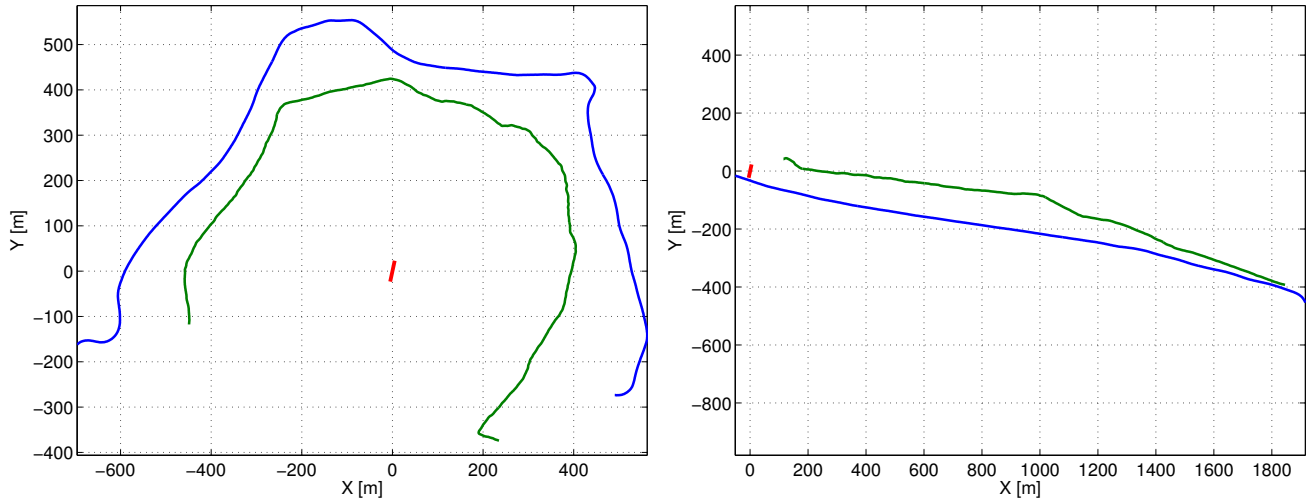
Mottagningen av de akustiska signalerna gjordes med en grupp sensorer arrangerade i form av en ULA, d.v.s sensorerna var utplacerade längs en rät linje och med ekvidistant avstånd mellan dem. Antalet sensorer var 32 och avståndet mellan dem var $d = 1,5$ m. En av de två yttre sensorerna användes dock inte vid inspelningen, för att istället ge plats för tidkodsinformation, d.v.s $N = 31$. Antennens apertur var därför endast $L = 45$ m. Med en ljudhastighet i vattenrymden som varierade mellan 1435-1485 m/s och ett sensoravstånd $d = \lambda/2$ var följaktligen antennen optimerad för en övre frekvens på ungefär 500 Hz.

Det kan också tilläggas att antennen var en ULA som placerats på havsbotten vid de här försöken. Den faktiska antennarkitekturen är därför inte en exakt rät linje, men den har trots detta signalbehandlats som om den vore en ULA. En rak antenn är dock en rimlig approximation eftersom bottenpogografen varierar mjukt i området. Bottendjupet på platsen var ungefär 42 m.

3.2 Signalkällor

Under de löpor som studeras i rapporten förekommer två fartyg, HMS Ägir och FOI:s forskningsfartyg Decibella. De två fartygen släpade varsin akustisk källa och signalen som sändes ut var en ton med frekvensen 200 Hz. Till signaturen för vardera källan skall även läggas fartygens egenbuller.

Ombord HMS Ägir användes testsystemet 701 från Thomson Marconi Sonar. Av FMV har detta högtalarsystem fått namnet RAMSE, och det har en topp effekt på 170 dB re 1 μPa @ 1 m. RAMSE är vidare omnidirektionell och bredbandig med ett ungefärligt arbetsområde på 30-100000 Hz. Ombord Decibella användes istället en högtalare från Argotec, modell 215. Denna har ett arbetsområde på 100-10000 Hz och en maximal källstyrka på 162 dB re 1 μPa @ 1 m. De akustiska källorna på vardera fartyget befann sig på olika djup. Högtalaren på Decibella släpades på 2-3 m djup, medan RAMSE hade djupet 6-8 m under de löpor som studerats i den här rapporten. De exakta positionerna för vardera fartyget under löporna loggades med hjälp av GPS-mottagare.



Figur 6: Loggade GPS-data för de två fartygen i koordinatsystemet RT90, HMS Ägir - blå linje och Decibella - grön linje. I den vänstra grafen återfinns löpa 41a och i den högra löpa 42a. Den akustiska antennen är markerad med ett rött streck, och den första hydrofonen ligger längst söderut med söder nedåt i figurerna.

De studerade löporna var av två typer. Dels en där målfartygen navigerade runt linjeantennen längs ett cirkelformat spår, dels en där båda fartygen avlägsnade sig från antennen, se figur 6. Löporna benämns 41a och 42a.

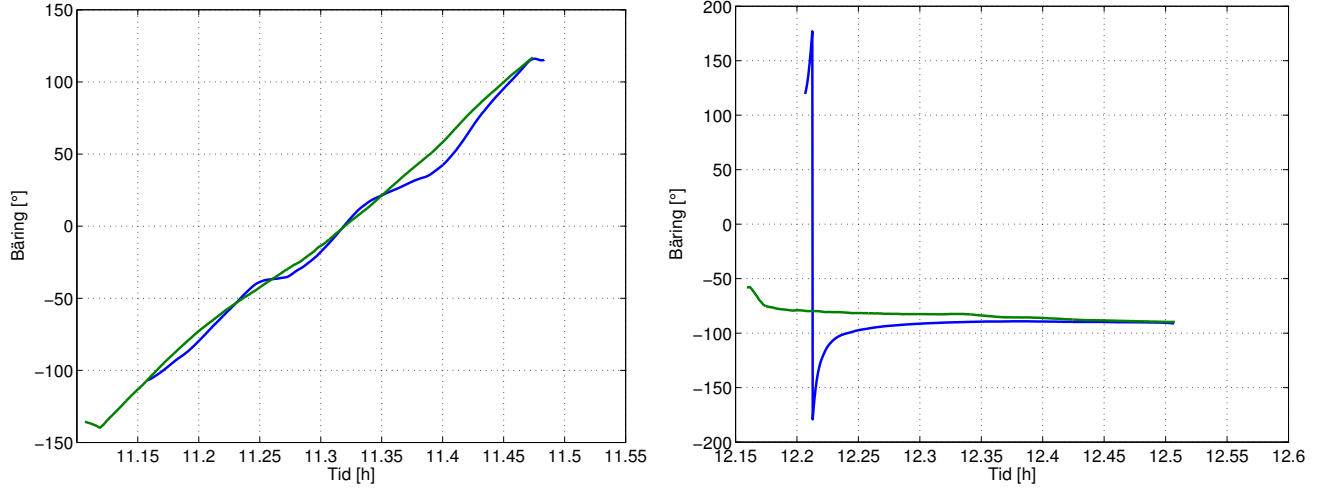
Målspåren i figur 6 är givna i koordinatsystemet RT90. För att enklare kunna jämföra med de BTR-diagram som presenteras i resultatavsnittet senare, har bäringen till vardera källan relativt sensorantennen beräknats. Här har koordinatsystemet placerats så att dess origo ligger mitt i antennen. Koordinatsystemets X-axel är orienterad längs med antennen, från små hydrofonnummer till stora, och vinkeln räknas positiv moturs från hydrofon nummer 31. Resulterande bäringar, härledda från GPS-loggningen, till de två fartygen relativt det här koordinatsystemet för de två löporna återfinns i figur 7.

Bäringar som återfinns i figur 7 gäller i ett horisontalplan, d.v.s efter projektion av källpositioner och antennenposition på ett horisontalplan. De vinklar som beräknas via lobformningen i resultatavsnittet 4, är beräknade från tidsskillnader mellan antennelementen, och för att kunna jämföra med dessa måste man kompensera för skillnaden i djup mellan antennen och fartygen. Vid den här justeringen antas att ljudutbredning sker längs rätta linjer mellan källa och antenn, och dessutom antas att det är fråga om direktvägar, d.v.s inga reflekterade vägar. Med dessa antagandena blir justeringen rättfram och, som det kommer att visa sig i resultatavsnittet, överensstämelsen god.

4 Resultat

Med antennen som användes vid försöket är maximala aperturlängden $L = 45$ m, när man spanar efter källor vinkelrätt mot antennen. När sedan lober styrs ut mot antennens längsriktning förlorar man successivt aperturen. Antennens bäringsupplösning uttryckt i radianer, $\Delta\bar{\theta}$, d.v.s dess förmåga att skilja två näraliggande mål, är omvänt proportionell mot dess apertur. Närmare bestämt gäller för bäringar vinkelräta mot antennens längsriktning att

$$\Delta\bar{\theta} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{L}\right) \approx \frac{\lambda}{L} \quad , \quad (31)$$



Figur 7: Bäringar till fartygen relativt koordinatsystem i antennen, HMS Ägir - blå linje och Decibella - grön linje. Koordinatsystemet har sitt origo mitt i antennen och X-axeln är orienterad längs med densamma. Bäringar räknas positiva moturs från hydrofon nummer 31. I den vänstra grafen visas löpa 41a och i den högra visas löpa 42a.

se [1, Kap 2.4] för en utförligare härledning. Bäringsupplösningen gäller antennens $\bar{\theta}$ -riktning, där $\bar{\theta} = \pi/2 - \theta$, d.v.s tvärs antennen (jämför eng. broad-side). För en ULA kan uttrycket i (31) förenklas ytterligare

$$\Delta\bar{\theta} = \arcsin\left(\frac{2}{N}\right) \approx \frac{2}{N} = \frac{1}{N_\lambda} \quad , \quad (32)$$

där N_λ är antennens längd uttryckt i våglängder. För den aktuella antennen är alltså den maximala bäringsupplösningen ungefär $3,7^\circ$ vid designfrekvensen 500 Hz, utgående från $c = 1500$ m/s. Vid frekvensen 200 Hz som användes i fältförsöket, d.v.s då våglängden är ungefär $\lambda \approx 7,5$ m, kan man förvänta sig bäringsupplösningen $\Delta\bar{\theta} \approx 9,6^\circ$. Denna bäringsupplösning bör man ha i åtanke när man studerar de BTR-diagram som presenteras.

I de BTR-diagram som följer visas den mottagna signalens effekt som funktion av bäring θ och tid t_k med olika störundertryckningsmetoder applicerade. Tiden anges i decimal timmar. Bäringen som visas är relativt koordinatsystemet i antennen, se avsnitten 2 och 3. Effekten som återfinns i BTR-diagrammen ges av

$$P(t_k, \theta) = \frac{|Y_k^*(\theta)Y_k(\theta)|}{\max |Y_k^*(\theta)Y_k(\theta)|} \quad . \quad (33)$$

Storheten $Y_k(\theta) = Y(t_k, \theta)$, som betecknar den summerade utsignalen med avseende på antal element och frekvenser, ges i sin tur av

$$Y(t_k, \theta) = \sum_{l=1}^{N_B} \tilde{\mathbf{X}}_k(f_l) \mathbf{w}(f_l, \theta) \quad , \quad (34)$$

där $\tilde{\mathbf{X}}_k(f_l)$, på samma sätt som i avsnitt 2.2, betecknar Fouriertransformen av den mottagna signalerna i varje sensorelement. I MVDR-fallen används ekvationerna (24) och (27) istället för (33). Möjliga källpositioner i ett BTR-diagram vid en viss tidpunkt, är de bäringar där det finns lokala eller globala effektmaximum. Genomgående har integrationstiden, d.v.s blockstorleken, för alla BTR-beräkningar valts till 1 s.

4.1 Konventionell lobformning

Konventionell lobformning har utförts på data från de två löporna 41a och 42a. Resultatet av lobformningen visas i figur 8 i form av BTR-diagram. Överlagrat i BTR-diagrammen finns dessutom källpositioner i form av bäring utgående från antennen, som är härledda från GPS-data som samlades in under försöken. I figur 8 återfinns BTR-diagram för båda löporna, dels i intervallet från 10 Hz upp till antennens designfrekvens 500 Hz, och dels i intervallet 500-7000 Hz.

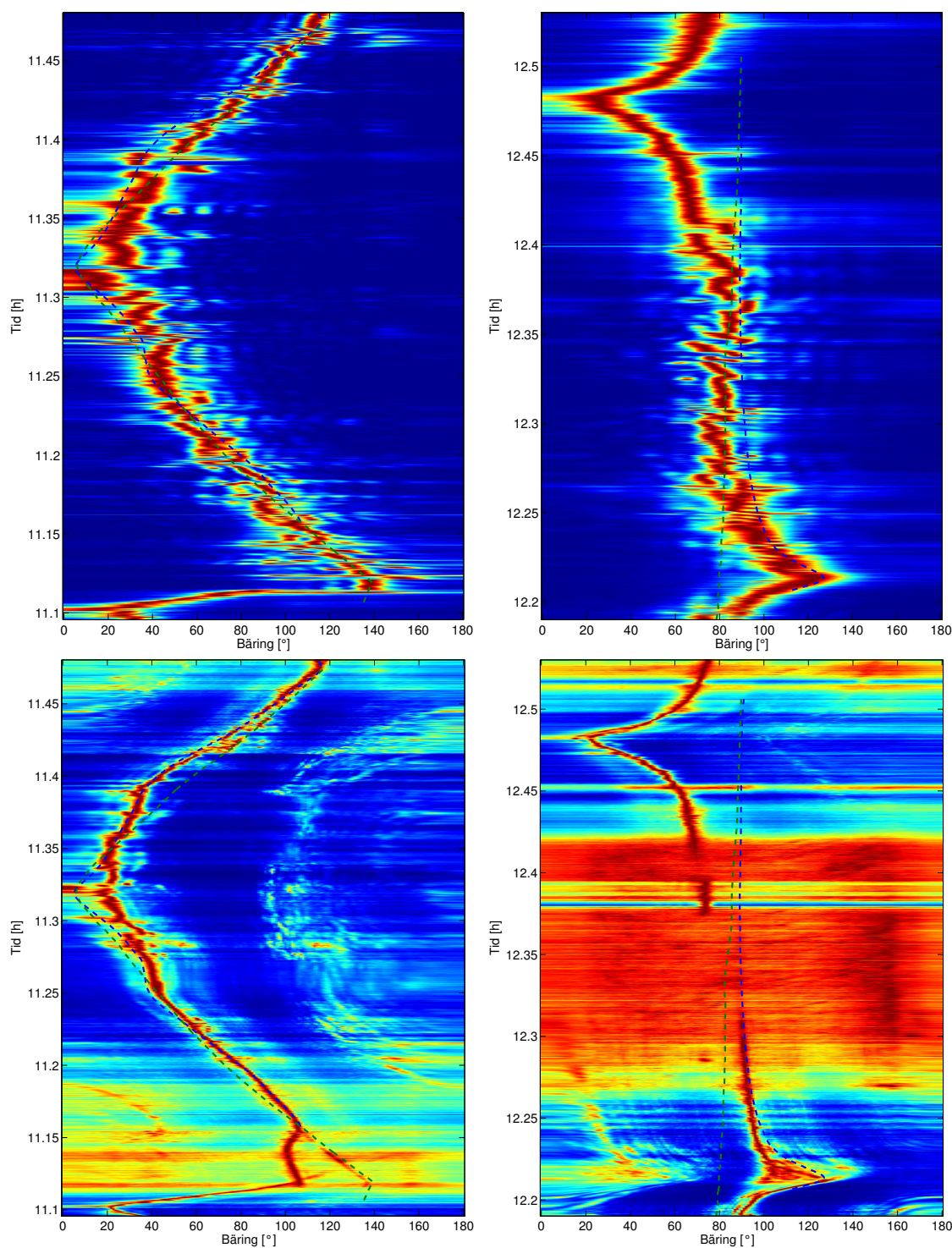
Notera att lobformning med en ULA inte ger någon information om på vilken sida av antennen en källa befinner sig. Man har en rotationssymmetri som bara ger vinkeln relativt antennens längsaxel. Vinkelintervallet 0-360° i figur 7, där GPS-data använts, kollapsar därför till 0-180° i BTR-diagrammen som följer.

Först och främst bör man påpeka att under löpa 42a, efter tidpunkten 12,4 h, tillkommer en dominerande fartygskälla som ej ingår i fältförsöket. Av den anledningen stämmer ej BTR-diagrammets effektmaximum överens med de härledda positionerna från kompenserade GPS-data efter tidpunkten i fråga. Förutom ovan diskrepans föreligger överlag en god överensstämmelse mellan BTR-diagrammens effektmaxima och HMS Ägirs källpositioner från GPS-data. Däremot går det inte att urskilja Decibellas målspar. Eftersom energiinnehållet i de mottagna signalerna är stort kring 200 Hz och eftersom bäringsupplösning vid frekvensen 200 Hz är $\Delta\theta \approx 9,6^\circ$, är det svårt att särskilja de två källorna åt. Runt tidpunkten 12,22 h för löpa 42a bör man dock kunna särskilja de två källorna eftersom bäringsskillnaden mellan de två fartygen bör vara ungefär 40°. Detta är dock inte möjligt, vilket indikerar att HMS Ägir tillsammans med tillhörande källa kraftigt dominerar över Decibella och dess källa. Som man kan förvänta sig är det eftersökta målsparstarkast i BTR-diagrammet för frekvensområdet 10-500 Hz jämfört med 500-7000 Hz. I BTR-diagrammen – där antennen använts över sin designfrekvens – finns gratinglober, d.v.s där finns lokala maxima som inte svarar mot riktiga ljudkällor. Dessutom tillkommer andra störningar, vilket indikerar att man hädanefter för störundertryckningsmetoderna bör fokusera på frekvensområdet 10-500 Hz.

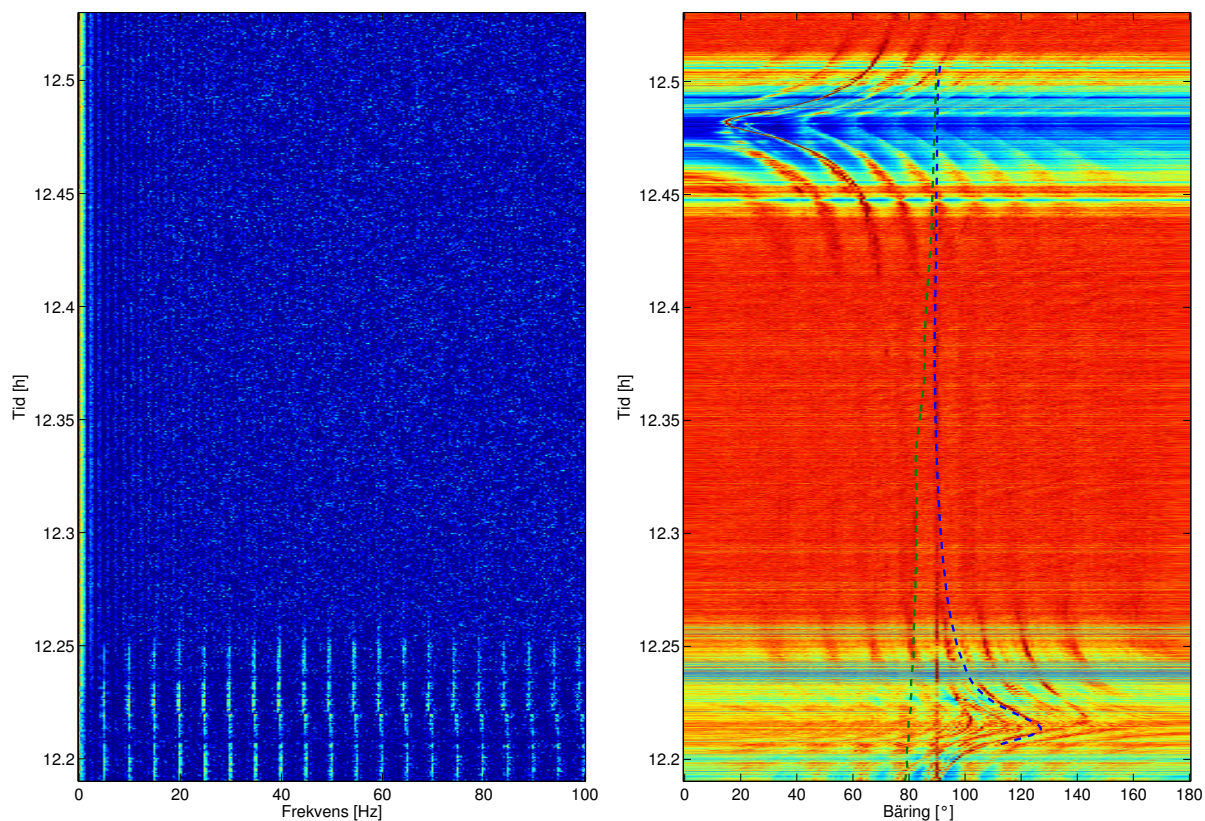
Till vänster i figur 9 återfinns ett DEMON-gram [4, 5] för löpa 42a. I DEMON-grammet finns ett periodiskt mönster som kan tillskrivas HMS Ägir och dess begynnande kavitation under början av löpan. Det är mycket korta kavitationssnärvar, som ett tickande, med en repetitionsfrekvens på ungefär 5 Hz och i frekvensbandet 3-10 kHz. I syfte att försöka isolera den här kavitationen i ett BTR-diagram, gjordes en BTR-beräkning i frekvensområdet 4-7 kHz, där kavitationen var starkast. Blocklängden anpassades till 0,2 s för att motsvara kavitationens frekvens på 5 Hz. Resultatande BTR-diagram återfinns till höger i figur 9.

Man kan se att bäringarna överensstämmer med GPS-data för HMS Ägir, så länge som kavitationen kan uppfattas av sensorerna, d.v.s till 12,26 h. Dock finns det ett betydande inslag av gratinglober [6] jämfört med figur 8, eftersom antennen används långt över dess designfrekvens 500 Hz. Inslag av gratinglober kan dock ses även i de högfrekventa BTR-diagrammen, 500-7000 Hz, i figur 8. Effekterna från gratinglober suddas ut i bredbandiga BTR-diagram, eftersom integration sker över många frekvenser, alla med olika gratinglobmönster.

Utgående från ovan resultat kommer hädanefter Decibella med sändare agera målkälla och HMS Ägir med sändare att agera störkälla. Målet blir nu att med de störundertryckningsmetoder som föreslås försöka urskilja målkällan från störkällan. Utvärderingen bör fokusera på tidsavsnittet runt 12,22 h för löpa 42a, där bäringsskillnaden mellan källorna är stor.



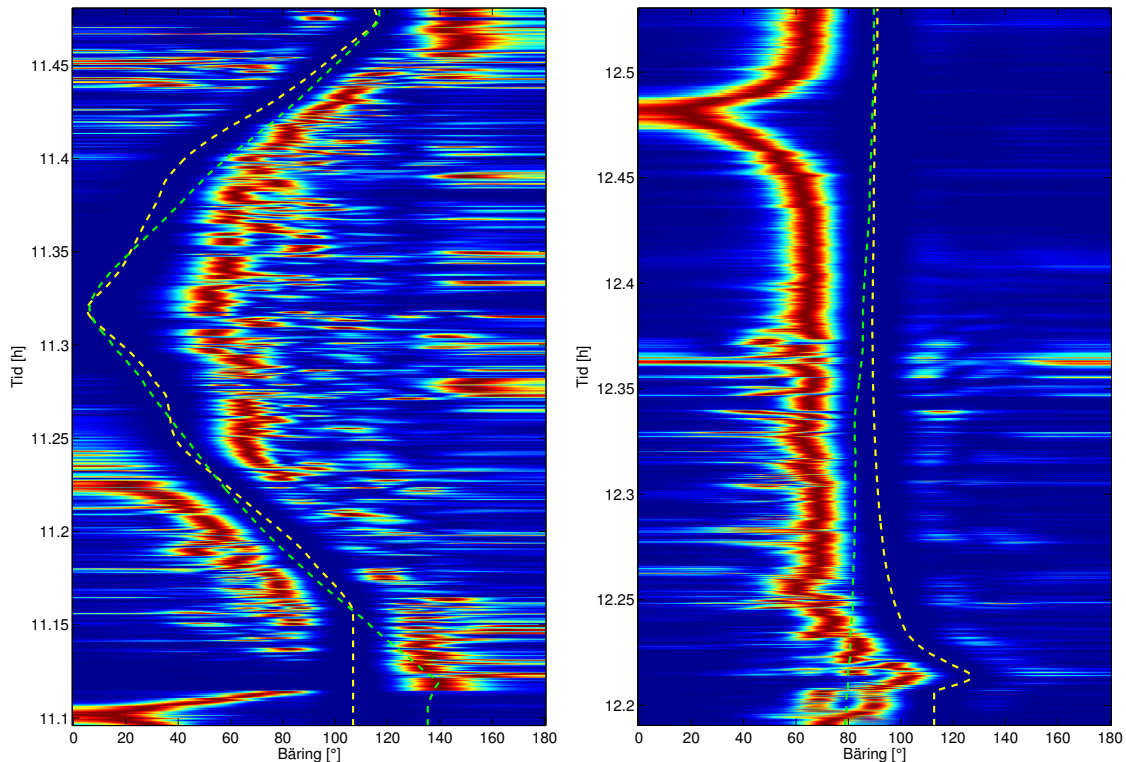
Figur 8: BTR-diagram för löpa 41a till vänster och 42a till höger för frekvensområdena 10-500 Hz överst och 500-7000 Hz nederst. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med blå streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen.



Figur 9: DEMON-gram till vänster och BTR till höger för löpa 42a i frekvensområdet 4-7 kHz. I figuren till höger finns fartygens härledda positioner markerade med blå streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen.

4.2 Nollstyrning

Den föreslagna Nollstyrnings-metoden, se avsnitt 2.1, kräver en specifik bäring som funktion av tiden där nollställena ska placeras ut. Denna bäring har valts till störkällans bäring, HMS Ägir, härledd utifrån GPS-positionersdata. Antalet nollställena valdes till $M = 5$, och bäringarna för nollställena valdes till $\theta_i - 10^\circ$, $\theta_i - 5^\circ$, θ_i , $\theta_i + 5^\circ$ och $\theta_i + 10^\circ$, där θ_i är störkällans bäring. För att nollriktningarna ska täcka hela tidsintervallet i BTR-diagrammen har båda fartygspositionerna förlängts med konstanta bäringar vid behov. Nollstyrnings-metoden har sedan applicerats på data och resulterande BTR-diagram för löporna 41a och 42a återfinns i figur 10. BTR-beräkningarna har genomförts för frekvensområdet 150-250 Hz och sidolobsnivån har med Dolph-Chebyshev-metoden valts till 50 dB lägre än huvudlobsnivån.

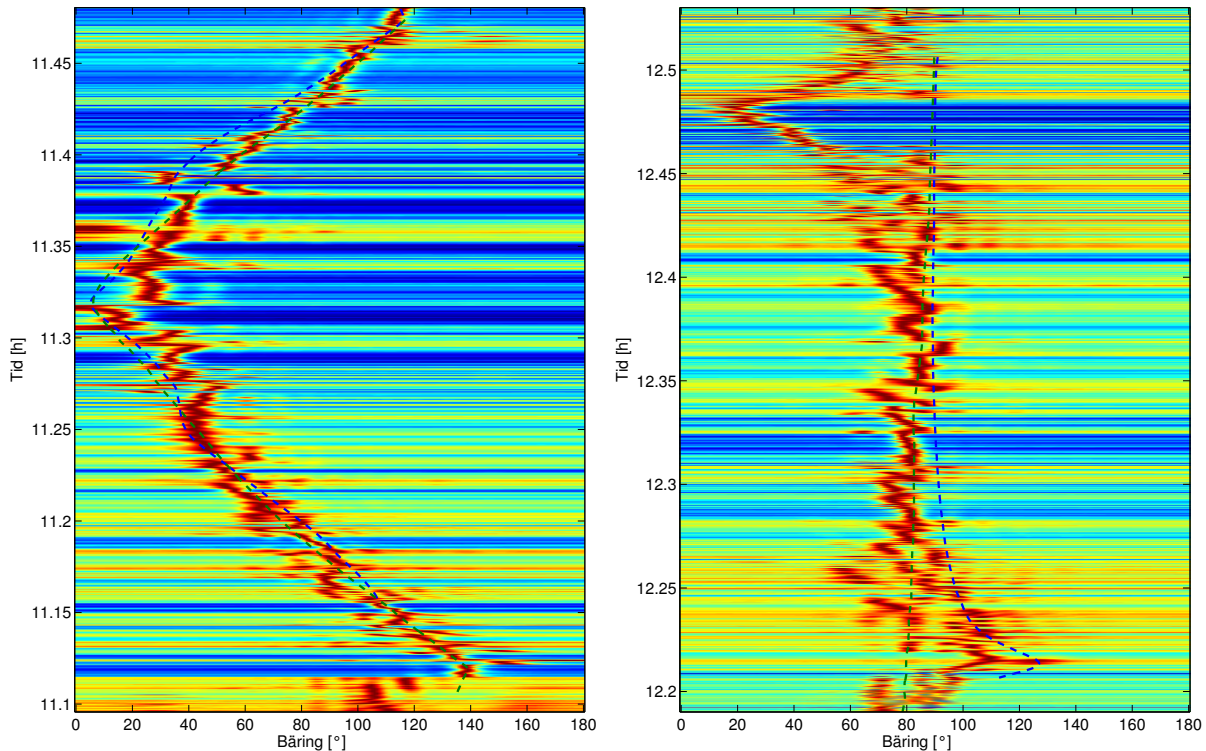


Figur 10: BTR-diagram för löpor 41a till vänster och 42a till höger för frekvensområdet 150-250 Hz, där Nollstyrnings-metoden applicerats. Sidolobsnivån för Dolph-Chebyshev-vikterna har valts till 50 dB. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med gul streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen. Nollställena har placerats vid $\theta_i - 10^\circ$, $\theta_i - 5^\circ$, θ_i , $\theta_i + 5^\circ$ och $\theta_i + 10^\circ$, där θ_i betecknar störkällans bäring, HMS Ägir.

Man kan från BTR-diagrammen i figur 10 dra slutsatsen att Nollstyrnings-metoden fungerar vad gäller undertryckning av störkällan. Små effekter från störkällan kvarstår, eftersom en viss del av dess energin läcker ut i sidoloberna. I tidsavsnittet runt 12,22 h för löpa 42a kan man även urskilja målkällan. Diskussion kring detta och jämförelse mellan de olika metoderna återfinns i avsnitt 4.6, där en urklippt del av aktuellt BTR-diagram presenteras. För övrigt medför metoden även att ytterligare mål dyker upp i bäringar som inte tillhör Decibella eller HMS Ägir. Dessa kan antingen härröra från okända källor på stort avstånd från antennen eller från artefakter förknippade med metoden i sig.

4.3 Smalbandig MVDR

Som nämnts i avsnitt 3 bogserade de två fartygen varsin akustisk källa, som sände med en 200 Hz ton. Med anledning av detta genomfördes BTR-beräkningarna med den smalbandiga MVDR-metoden för den frekvensen, se avsnitt 2.2. Resultaten för löporna 41a och 42a återfinns i figur 11.



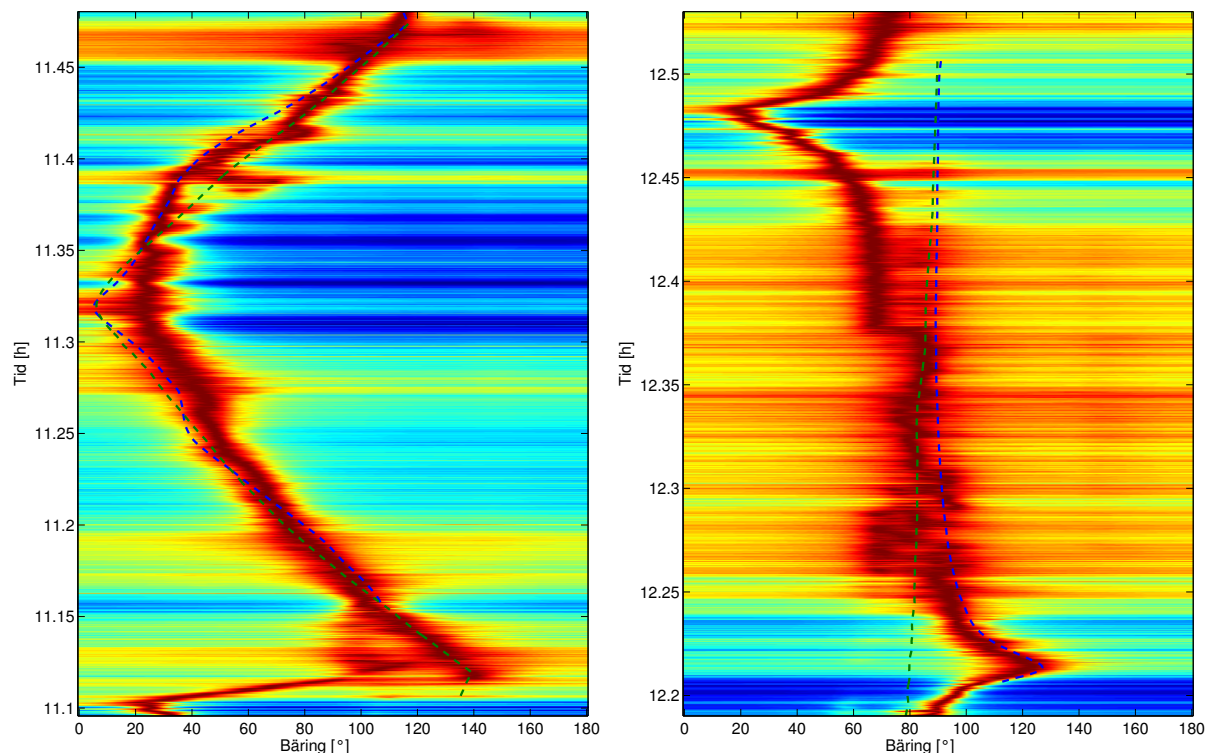
Figur 11: BTR-diagram för löpor 41a till vänster och 42a till höger för frekvensen 200 Hz, där den smalbandiga MVDR-metoden applicerats. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med blå streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen.

MVDR-metoden ska undertrycka stör- och brussignaler i alla bäringar, förutom målbäringen. Med dessa förutsättningar kan man förvänta sig att målspar från båda källorna bör återfinnas i ett BTR-diagram. Det bör ännu en gång poängteras att ett kriterium för att MVDR-metoden ska fungera är att den eftersökta signalen och de signaler som ska undertryckas inte är korrelerade. För att estimeras korrelationen mellan de två källorna krävs att man har data med samma förutsättningar vad gäller löpor och endast en källa som sänder åt gången. Detta saknas dock från det aktuella fältförsöket, vilket gör att det endast går att uttala sig i kvalitativa termer om korrelation föreligger och ej kvantitativt. Det som talar för att källorna är korrelerade är att man använt två källor som var och en sänder en ren ton med samma frekvens. Det som talar emot att källorna är korrelerade är att de är av olika fabrikat. Dessutom kan flervägsutbredningen, som förändras under löpan, bidra till att korrelationen blir mindre.

Om man betraktar figur 11 kan man se att det finns en överensstämmelse mellan de härledda spåren och effektmaximum. Det framgår även att det rör sig om två källor, däremot är målspar instabila och det är svårt att urskilja källorna från varandra. Korrelerade källor kan vara en förklaring till det instabila målspar som erhålls i de resulterande BTR-diagrammen. Man ska dock ha i åtanke att korrelationskriteriet inte går att utreda kvantitativt. För en jämförelse mellan metoderna hänvisas till avsnitt 4.6.

4.4 Bredbandig MVDR

Metoden för robust bredbandig MVDR, enligt [3], har implementerats och testats på experimentella data, se avsnitt 2.3. BTR-beräkningarna har genomförts för frekvensområdet 10-500 Hz och resulterande BTR-diagram för löporna 41a och 42b återfinns i figur 12.

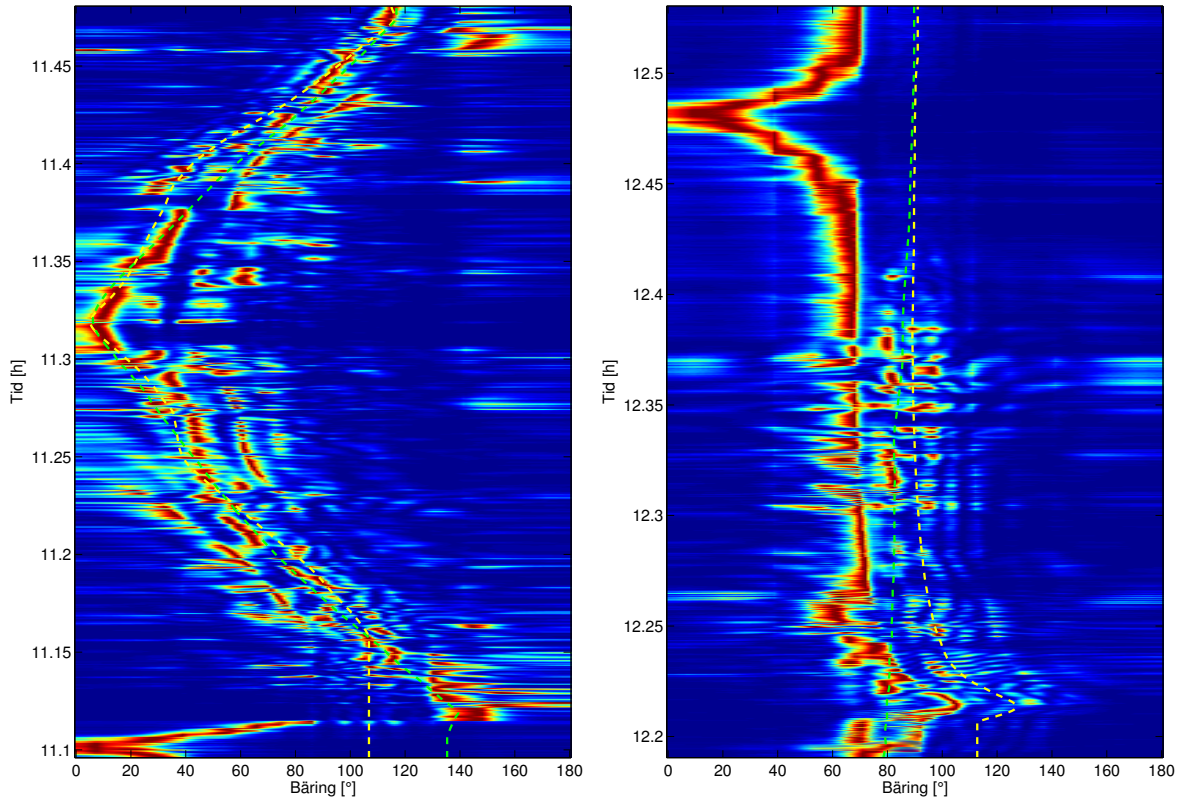


Figur 12: BTR-diagram för löpor 41a till vänster och 42a till höger för frekvensområdet 10-500 Hz, där den bredbandiga MVDR-metoden applicerats. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med blå streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen.

Man kan se att det totala målsåret i BTR-diagrammet är betydligt stabilare i det bredbandiga fallet – precis som förväntat – än i det smalbandiga fallet, se fig 11. Summeringen över ett stort antal frekvenskomponenter ger en integrationseffekt som förstärker bidragen som kommer i de riktningar källorna befinner sig, i förhållande till andra riktningar. I det bredbandiga fallet bidrar inte bara tonen från den släpade högtalaren, utan även övrigt utstrålat buller från mål- och störkällan. Man kan dessutom konstatera att de två källorna inte går att urskilja från varandra. Den här metoden för beräkning av BTR-diagram är mycket beräkningskrävande och det har fått styra valet av frekvensområde. Ett bredare frekvensband kunde ha varit fördelaktigt, men det var inte möjligt av praktiska skäl.

4.5 BPOP

BPOP-metoden ger – liksom Nollstyrnings-metoden tidigare – möjlighet att undertrycka buller i en viss bäring, se avsnitt 2.4. Även här har nollriktningen valts enligt störkällans positioner, HMS Ägir, härledda från GPS-data. Utifrån nollriktningen vid varje tidpunkt har sedan bredden på intervallet med den låga sidolobsnivån valts till 20° . Även i detta fall har båda fartygspositionerna förlängts med konstanta bäringar vid behov för att nollriktningarna ska täcka hela tidsintervallet i BTR-diagrammen. Frekvensen för BPOP-metoden har valts till 200 Hz. Resultande BTR-diagram för frekvenserna 150-250 Hz med BPOP-metoden applicerad på löporna 41a och 42a återfinns i figur 13.



Figur 13: BTR-diagram för löpor 41a till vänster och 42a till höger för frekvensområdet 150-250 Hz, där BPOP-metoden applicerats. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med gul streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen. Nollriktningen har valts enligt störkällans positioner, HMS Ägir, och bredden på intervallet med den låga sidolobsnivån har valts till 20° .

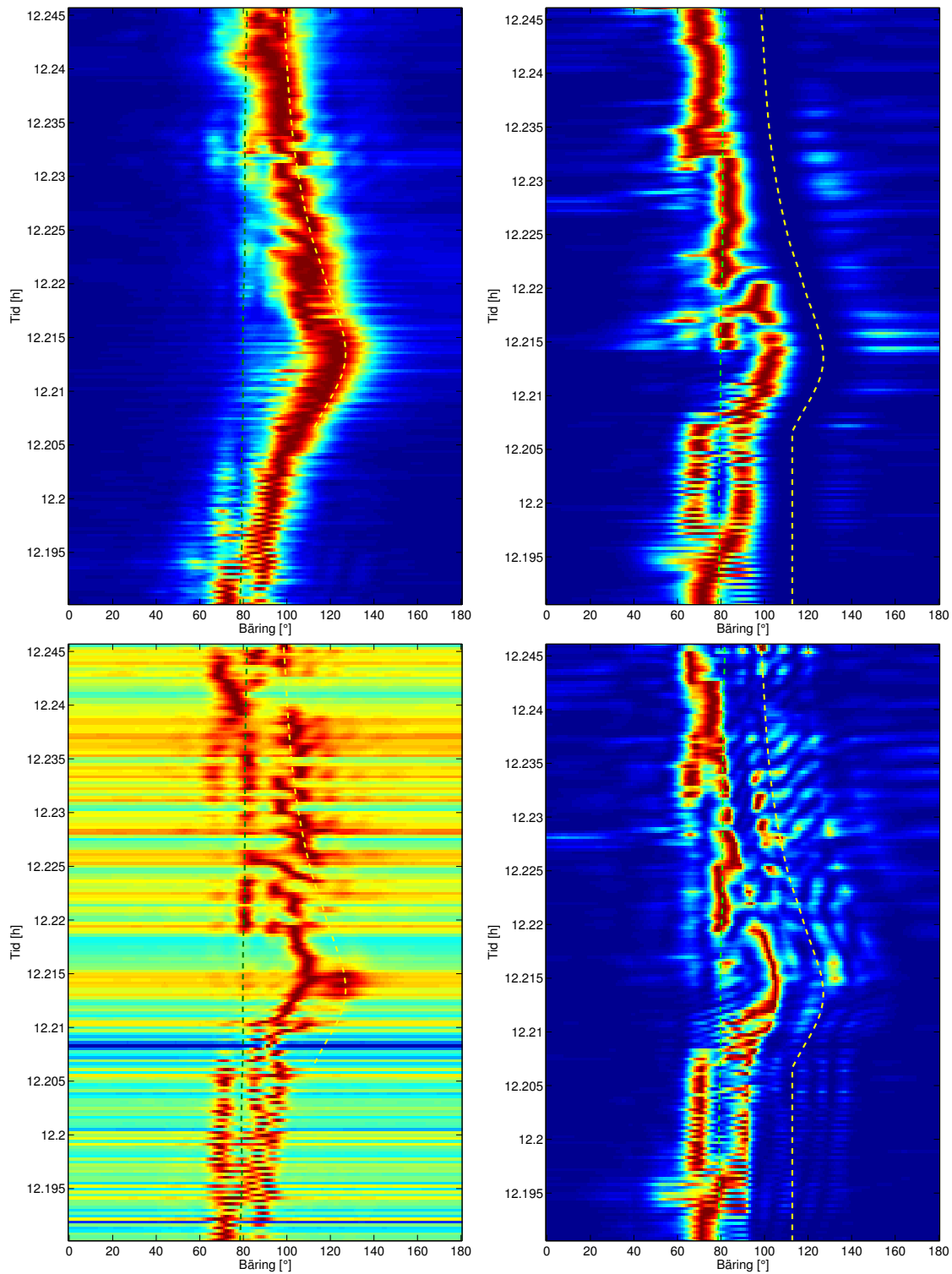
Det framgår ur diagrammen att undertryckning sker vid störkällans positioner. Dock kvarstår en viss del av störkällans effekt och målspåren kan fortfarande skönjas eftersom de härledda fartygspositionerna inte exakt sammanfaller med de verkliga. Dessutom bör man tillägga att ett målspår aldrig blir helt distinkt eftersom energi alltid delvis läcker ut i andra bäringar genom sidolober. Som förut nämnts i avsnitt 4.1 bör man runt tidpunkten 12,22 h för löpa 42a kunna särskilja de två källorna åt, eftersom bäringsskillnaden mellan de två fartygen där bör vara 40° . I detta tidsavsnitt kan man urskilja målkällans målspår, se avsnitt 4.6 för ytterligare diskussion.

4.6 Resultatsammanfattning

Utgående från BTR-diagrammen i det här avsnittet, har det varit svårt att urskilja målkällan, den svagare Decibella, från störkällan, den betydligt starkare HMS Ägir. Endast i tidsavsnittet runt 12,22 h för löpa 42a kan man urskilja målkällan. För att visa detta tydligare har urklipp i BTR-diagrammen gjorts ur bilderna för löpa 42a. De aktuella BTR-diagrammen kommer från beräkningar med konventionell lobformning, Nollstyrnings-metoden, den smalbandiga MVDR-metoden och BPOP-metoden. Urklippet gäller tiden 0-200 s efter starten av löpan, och visas i figur 14.

I det urklippta BTR-diagrammet för den konventionella lobformningen dominerar störkällans målspar. Dessutom är överensstämmelsen god mellan de härledda positionerna för störkällan och effektmaximum. Vad gäller målkällan kan dess målspar endast mycket svagt skönjas i början av tidsavsnittet. Målspar för målkällan och störkällan är genomgående förskjutet i bäring för alla metoder. Denna bäringsskillnad kan bero på positioneringsfel i den komplexa mätsituation som var rådande under fältförsöket med rörliga plattformar, men även flervägsutbredning och närfältseffekter kan vara bidragande orsaker.

När man betraktar BTR-diagrammet för Nollstyrnings-metoden kan man se att störkällan undertrycks, men inte fullständigt. Detta kan troligtvis tillskrivas skillnaden i bäring mellan härledda positioner och verkliga positioner, som orsakas av ovannämnda komplexa mätsituation. Dessutom läcker en viss del av energin från störkällan ut i sidoloberna. Målspar som tillhör målkällan kan överlag urskiljas. Man kan konstatera att när smalbandig MVDR används och BTR-beräkningar genomförs för den frekvenskomponent som är gemensam för de båda källorna i fältförsöksdata, så kan man se båda källorna. Eftersom målsparerna är instabila är det dock svårt att urskilja de två spåren från varandra. Resultatet för BPOP-metoden liknar dem för Nollstyrnings-metoden. Störkällan undertrycks inte i samma utsträckning, men däremot går det även här att urskilja målspar för målkällan.



Figur 14: Urklipp ur BTR-diagram för løpa 42a för tidsavsnittet 0-200 s efter start av løpan. Överst till vänster visas konventionell lobformning, överst till höger visas Nollstyrnings-metoden, nederst till vänster visas smalbandig MVDR-metoden och nederst till höger visas BPOP-metoden. I figurerna finns fartygens positioner härledda från GPS-data markerade med gul streckad linje för HMS Ägir och grön streckad linje för Decibella. De härledda bäringarna har kompenserats för skillnaden i djup mellan fartygen och antennen.

5 Slutsatser

Med hjälp av data från akustiska mätningar genomförda under ett fältförsök för multisensorapplikationer, har ett antal metoder för störundertryckning utvärderats. Data består av uppmätta signaler från en bottenliggande uniform linjeantenn. Under mätningen har två fartyg med varsin akustisk källa förflyttat sig längs två olika GPS-registrerade löpor. De akustiska källorna var av olika fabrikat och sände en 200 Hz ton. Med resulterande bäringsupplösning blir slutsatsen att endast vid ett litet tidsavsnitt av dessa löpor ska de två källornas målspar kunna urskiljas teoretiskt. Det är därför utvärderingen av störundertryckningsmetoderna fokuserar på detta avsnitt. Alltså, endast en liten del av data kan användas i ett tänkt scenario där man har en källa som ska målföljas och en störkälla med bakgrundsbrus som ska undertryckas.

Med konventionell lobformning applicerad på data och resultat presenterat med BTR-diagram i två olika frekvensområden 10-500 Hz och 500-7000 Hz kan man direkt svara på vissa grundläggande frågor. Det framgår klart att det starkare målspar som härletts utifrån GPS-data överlag överensstämmer med de effektmaxima som erhålls i båda BTR-diagrammen. Dessutom kan man direkt dra slutsatsen att bästa målspar erhålls vid det lägre frekvensområdet, vilket indikerar att det är detta område man bör fokusera på när man utvärderar störundertryckningsmetoderna. En ytterligare slutsats man kan dra är att en av källorna kraftigt dominerar över den andra. Vid det tidsintervall där de GPS-härledda löporna har en stor bäringsskillnad går det endast delvis att urskilja den svagare källan. Med denna dynamikskillnad i åtanke, får den starkare källan agera störkälla och den svagare målkälla.

En fråga som har belysts i denna rapport är huruvida korrelation föreligger mellan mål- och störkälla. Eftersom källorna sänder med samma frekvens kan man anta att korrelation mellan dem föreligger i fältförsöksdata. Avkorrelering borde dock ske på grund av fartygens rörelse under varje löpa. Rörelsen ger upphov till en ständigt förändrad flervägsutbredningssituation, med en viss avkorrelering som följd. Dessutom tillkommer det faktum att källorna är av olika fabrikat vilket kan motverka korrelation. För att kunna uttala sig i kvantitativa termer skulle man behöva mätningar där källorna sänder en åt gången med löpor som överensstämmer med aktuella löpor, men detta saknas så endast ovan kvalitativa bedömningar kan göras.

Nollstyrnings-metoden klarar genomgående av att undertrycka störkällan. Dessutom kan man urskilja målkällans målspar i BTR-diagrammet för det tidsavsnitt där den teoretiska bäringsupplösningen medger detta. I BTR-resultaten för smalbandig MVDR vid den delen av löporna där bäringsskillnaden är tillräcklig, kan man se båda källorna. Dock är det svårt att helt och hållet urskilja källorna från varandra, eftersom målsparen är instabila. Bredbandig MVDR ger ett annat resultat. Här behandlas inte bara den gemensamma tonen, utan här finns också övrigt utstrålat buller från källorna med, och då dominerar störkällan. Målkällan kan inte urskiljas. I gengäld är bäringen till störkällan överlag i överensstämmelse med GPS-data. Integrationen över ett stort antal frekvenskomponenter ger ett robustare bäringsestimat. BPOP-metoden klarar också av att undertrycka störkällan, dock med lite svagare resultat i jämförelse med Nollstyrnings-metoden. I BTR-avsnittet där fokus ligger, går det att urskilja målkällan från störkällans bidrag.

För att återknyta till aktuella frågeställningar, kan man konstatera att man klarar av att i det tänkta scenariot undertrycka en rörlig störkälla. I det tidsavsnitt där det är teoretiskt möjligt att upplösa mål- och störkällan har Nollstyrnings- och BPOP-metoden lyckats göra det. MVDR-metoderna är däremot begränsade till att bara kunna användas till att urskilja störkällan och dess målspar, vilket även indikerar att metoderna ej är lämpliga att använda när källor sänder smalbandigt i grunda vatten. Slutsatsen blir att med den data som funnits tillgänglig, måste man ha a priori bäringssinformation i någon form för att signalundertryckning med de föreslagna metoderna ska fungera.

Data för framtida analyser av störundertryckningsmetoder bör ha en större variation av bäringsskillnader mellan källor. I detta sammanhang bör data även innehålla smalbandiga källor och bredbandiga källor

med varierande frekvensinnehåll. För att även analysera adaptiva MVDR-metoder i större utsträckning bör man ha tillgång till mätdata där korrelationen mellan källor är utredd. Att sedan utvärdera metoderna med avseende på korrelationsgrad mellan källor är en ytterligare viktig aspekt.

I ett vidare perspektiv kan signalundertryckningsmetoderna användas vid exempelvis hamnövervakning med AIS-stöttad (eng. automated identification system) lobformning, där man vid spaning med sonar kan undertrycka bidrag från på förhand registrerade fartyg. Själva datafusionen mellan över- och undervattenssensorerna består i att fartygsposition från GPS, radar och/eller optisk spaning, matas in i störundertryckningsalgoritmerna. Kvar blir bidrag från okända fartyg, vars bäringar ej sammanfaller med registrerade fartyg, och som snabbt kan lokaliseras så att nödvändiga åtgärder kan vidtas. En ytterligare viktig tillämpning är undertryckning av egenbuller från det bogserande fartyget när man spanar med en släpsonar, TAS (eng. towed array sonar)

Referenser

- [1] H. L. van Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing*. John Wiley & Sons, New York, New York, USA, 2002.
- [2] L. Crona, E. Dalberg, R. Lennartsson, B. Lundqvist, P. Morén, L. Persson and P. Söderberg. FOI-R-1336-SE An experiment on passive multi-sensor underwater surveillance, SE-172 90 Stockholm, Sweden, Sep 2004.
- [3] P. Sinha, A. D. George and K. Kim. Parallel Algorithms for Robust Broadband MVDR Beamforming, P.O. Box 116200, Gainesville, FL 32611-6200, USA, 2000.
- [4] R. O. Nielsen. *Sonar Signal Processing*. Artech House, Norwood, Massachusetts, USA, 1991.
- [5] J. Lourens and J. du Preez. Passive sonar ML estimator for ship propeller speed. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 23(4):448–453, Oct 1998.
- [6] W. S. Burdic. *Underwater Acoustic System Analysis*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 2nd edition, 1991.