



ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXES FIXA E ÓTIMA
PARA ARRANJO CIRCULAR UNIFORME COM BASE EM UM SISTEMA
SONAR PASSIVO

Matheus Souza Pinto Engel

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Rio de Janeiro
Novembro de 2018

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXES FIXA E ÓTIMA
PARA ARRANJO CIRCULAR UNIFORME COM BASE EM UM SISTEMA
SONAR PASSIVO

Matheus Souza Pinto Engel

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.

Prof. Julio Cesar Boscher Torres, D.Sc.

Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
NOVEMBRO DE 2018

Engel, Matheus Souza Pinto

Estudo de técnicas de conformação de feixes fixa e ótima para arranjo circular uniforme com base em um sistema sonar passivo/Matheus Souza Pinto Engel. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XII, 92 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 89 – 92.

1. *Beamforming*. 2. UCA. 3. MVDR. I. Petraglia, Mariane Rembold. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*A meu pai, Adeum Engel (in
memoriam), por ter sido para
mim o maior exemplo de
caráter, trabalho árduo,
dedicação e responsabilidade, e
por todo o seu esforço e doação
despendidos para que eu pudesse
ter condições de crescer, superar
obstáculos e conquistar meus
maiores objetivos na vida.*

Agradecimentos

A Deus, pelo dom da vida e por tudo o que hoje tenho e sou.

A minha família, por todo o apoio e suporte concedidos para que eu pudesse chegar até aqui com foco, disposição e força.

A minha esposa Michelle, por todo o seu amor, carinho, estímulo e compreensão constantes e incondicionais, que sem dúvida tornaram essa jornada muito mais leve e prazerosa.

Aos meus amigos, pela paciência, cumplicidade e incentivo a mim transmitidos de forma tão sincera e generosa.

Aos colegas de trabalho do Instituto Nacional da Propriedade Industrial - INPI, pela amizade, suporte e compreensão nesta etapa que exige esforço e dedicação, e ao INPI, pelo real incentivo à consecução deste mestrado.

Ao Instituto de Pesquisas da Marinha - IPqM, pela disponibilização dos conjuntos de dados utilizados neste trabalho, e em particular ao tenente Bozzi pelas valiosas orientações fornecidas.

Aos professores do Programa de Engenharia Elétrica - PEE da Coppe/UFRJ, pela enorme sabedoria e amplo conhecimento transmitidos, e em especial aos Profs. Moura e Seixas, pela ministração da disciplina de Tecnologia Sonar, fundamental para a concepção do artigo premiado na ocasião do Prêmio Talento ETAS, e que culminou na elaboração da presente dissertação.

A minha orientadora, Prof.^a Mariane, pela oportunidade que me foi concedida de ser seu aluno, permitindo-me aprender com todo o seu conhecimento e experiência na área, compartilhados com tamanha dedicação e inesgotável paciência.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXES FIXA E ÓTIMA
PARA ARRANJO CIRCULAR UNIFORME COM BASE EM UM SISTEMA
SONAR PASSIVO

Matheus Souza Pinto Engel

Novembro/2018

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho tem por objetivo desenvolver uma análise comparativa de técnicas de conformação de feixes fixa e ótima em um arranjo circular uniforme (UCA) utilizando, respectivamente, os algoritmos *Delay-and-Sum* (DaS) e *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR), aplicados em sinais simulados de banda estreita e de banda larga e em dois conjuntos de dados de um sistema sonar passivo fornecidos pelo Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM). Tal análise será realizada com base no *beam pattern* e no sinal de saída conformado gerado por cada um dos algoritmos, bem como em seu desempenho na estimação de direção de chegada (DoA), além do custo computacional. Ao final, será mostrado que, apesar de demandar um tempo maior para ser processado, quando comparado ao DaS, o algoritmo MVDR produz uma resposta que, simultaneamente, maximiza a energia na direção desejada e impõe nulos nas direções interferentes, o que resulta em um padrão de energia de alta resolução para estimação de DoA.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

STUDY OF FIXED AND OPTIMUM BEAMFORMING TECHNIQUES
APPLIED TO UNIFORM CIRCULAR ARRAY BASED ON A PASSIVE
SONAR SYSTEM

Matheus Souza Pinto Engel

November/2018

Advisor: Mariane Rembold Petraglia

Department: Electrical Engineering

This work aims to perform a comparative analysis on fixed and optimum beamforming techniques on a uniform circular array (UCA) using, respectively, Delay-and-Sum (DaS) and Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) algorithms, applied to narrow and broadband simulated signals and to two data sets of a passive sonar system, which were provided by Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM). Such analysis will be based on the beampattern and the output beamformed signal generated by each algorithm, as well as on its performance on the direction-of-arrival (DoA) estimation, in addition to the computational cost. At the end, it will be shown that, despite demanding longer processing time, when compared to DaS, the MVDR algorithm produces a response that simultaneously maximizes the energy in a desired direction and imposes nulls in interfering directions, which results in a high resolution energy pattern for DoA estimation.

Sumário

Lista de Figuras	x
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Organização da Dissertação	3
2 Conceitos de Processamento de Sinais em Arranjos de Sensores	5
2.1 Tipos de Arranjo	5
2.1.1 Arranjo Linear Uniforme (ULA)	6
2.1.2 Arranjo Circular Uniforme (UCA)	10
2.2 Tipos de Conformação de Feixes (<i>Beamforming</i>)	14
2.2.1 Conformação Fixa	14
2.2.2 Conformação Ótima	16
2.2.3 Conformação Adaptativa	18
2.3 Considerações sobre a Banda do Sinal	19
2.3.1 Sinais em Banda Estreita	19
2.3.2 Sinais em Banda Larga	20
2.4 Aplicação em Sonar Passivo	23
3 Método Proposto	26
3.1 Métricas a serem Avaliadas	26
3.1.1 Padrão de Feixes (<i>Beampattern</i>)	27
3.1.2 Sinal de Saída Conformado e SINR	30
3.1.3 Energia e Estimação de Direção de Chegada (DoA)	33
3.1.4 Custo Computacional	35
3.2 Experimentos com Sinais Simulados	36
3.2.1 Definição dos parâmetros	36
3.2.2 Geração dos Sinais de Banda Estreita	38
3.2.3 Geração dos Sinais de Banda Larga	40
3.3 Experimentos com Sinais Reais	41

3.3.1	Conjunto de Dados A	42
3.3.2	Conjunto de Dados B	43
4	Resultados e Discussões	45
4.1	Cenários Simulados em Banda Estreita	45
4.1.1	Cenário 1: Simples	45
4.1.2	Cenário 2: Complexo	56
4.2	Cenários Simulados em Banda Larga	67
4.2.1	Cenário 3: Simples	68
4.2.2	Cenário 4: Complexo	74
4.3	Cenários Reais	79
4.3.1	Cenário 5: Conjunto de Dados A	79
4.3.2	Cenário 6: Conjunto de Dados B	82
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	86
	Referências Bibliográficas	89

Lista de Figuras

2.1	Exemplos de arranjo em linha: (a) arranjo rebocado, ou <i>towed array</i> , e (b) arranjo de flanco, ou <i>flank array</i>	6
2.2	Exemplo de arranjo volumétrico: o arranjo cilíndrico de hidrofones, ou <i>Cylindrical Hydrophone Array - CHA</i>	7
2.3	Exemplo de arranjo linear uniforme (ULA).	7
2.4	Exemplo de arranjo circular uniforme (UCA).	11
2.5	Sistema de coordenadas adotado.	12
3.1	Exemplo de <i>beam pattern</i> para um ULA padrão com $M = 8$ sensores.	28
3.2	Exemplos de <i>beam patterns</i> de banda larga.	31
3.3	Exemplo de gráfico de sinal de saída conformado.	32
3.4	Exemplo de gráfico Energia x Marcação x Tempo, ou <i>waterfall</i>	35
3.5	Diferentes modelos de diretividade dos hidrofones.	38
3.6	CHA empregado na comissão SONAP-I.	42
3.7	Conjunto de Dados A – gráfico <i>waterfall</i>	43
3.8	Conjunto de Dados B – gráfico <i>waterfall</i>	43
3.9	Conjunto de Dados B – gráfico <i>waterfall</i> com fotografia do cenário.	44
4.1	Definição do tamanho da janela de tempo para execução do <i>beamforming</i> para o Cenário 1.	46
4.2	<i>Beam patterns</i> do DaS e do MVDR para o Cenário 1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	47
4.3	Gráficos do sinal de saída conformado do DaS e do MVDR para o Cenário 1.	49
4.4	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR para o Cenário 1.	50
4.5	Gráficos <i>waterfall</i> para o Cenário 1.	51
4.6	Gráficos de energia do DaS e do MVDR para o Cenário 1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	52
4.7	Tempos de execução dos <i>beamformings</i> DaS e MVDR para o Cenário 1.	52

4.8	<i>Beampatterns</i> , considerando sensores direcionais e omnidirecionais, para o Cenário 1.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	54
4.9	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR, considerando sensores direcionais e omnidirecionais, para o Cenário 1.1.	55
4.10	Gráficos de energia, considerando sensores omnidirecionais, para o Cenário 1.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	56
4.11	<i>Beampatterns</i> do MVDR, considerando sinais não-coerentes e coerentes, para o Cenário 1.2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	57
4.12	Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 0^\circ$) do DaS e do MVDR, considerando sinais coerentes, para o Cenário 1.2.	57
4.13	Gráficos <i>waterfall</i> e energia do MVDR, considerando sinais coerentes, para o Cenário 1.2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	58
4.14	Definição do tamanho da janela de tempo para execução do <i>beamforming</i> para o Cenário 2.	59
4.15	<i>Beampatterns</i> do DaS e do MVDR para o Cenário 2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	59
4.16	Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 45^\circ$) do DaS e do MVDR para o Cenário 2.	60
4.17	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR para o Cenário 2.	61
4.18	Gráficos <i>waterfall</i> para o Cenário 2.	62
4.19	Gráficos de energia do DaS e do MVDR para o Cenário 2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	63
4.20	Variação da SINR de saída do DaS e do MVDR, em função do número de sensores usados no arco, para o Cenário 2.1.	63
4.21	Estrutura dos arcos do UCA empregados para o Cenário 2.1.	64
4.22	<i>Beampatterns</i> , considerando arcos distintos, para o Cenário 2.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	65
4.23	Gráficos de energia, considerando arcos distintos, para o Cenário 2.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	66
4.24	Tempos de execução dos <i>beamformings</i> DaS e MVDR, em função do número de sensores usados no arco, para o Cenário 2.1.	67

4.25	<i>Beampatterns</i> de banda larga para o Cenário 3.	69
4.26	Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 0^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.	70
4.27	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.	70
4.28	Gráficos <i>waterfall</i> de banda larga para o Cenário 3.	71
4.29	Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	72
4.30	Tempos de execução dos <i>beamformings</i> DaS e MVDR de banda larga para o Cenário 3.	72
4.31	<i>Beampattern</i> do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.	73
4.32	Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = +3^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.	74
4.33	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.	74
4.34	<i>Beampatterns</i> de banda larga para o Cenário 4.	76
4.35	Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = -30^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4.	77
4.36	Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4.	77
4.37	Gráficos <i>waterfall</i> de banda larga para o Cenário 4.	78
4.38	Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	79
4.39	Gráficos <i>waterfall</i> de banda larga para o Cenário 5.	80
4.40	Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 5 ($t \approx 126$ s) – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	81
4.41	<i>Beampatterns</i> de banda larga para o Cenário 5 ($\phi_o = 88^\circ$ e $t \approx 126$ s).	82
4.42	Gráficos <i>waterfall</i> de banda larga para o Cenário 6.	83
4.43	Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 6 ($t \approx 60$ s) – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.	84
4.44	<i>Beampatterns</i> de banda larga para o Cenário 6 ($\phi_o = 135^\circ$ e $t \approx 60$ s).	85

Capítulo 1

Introdução

Na área de processamento de sinais, um dos temas que têm recebido cada vez mais atenção nos últimos anos é a utilização de arranjos de sensores para processamento espacial de sinais. Esse conceito se baseia na amostragem não apenas temporal, mas também espacial, dos sinais recebidos do ambiente em questão, seja ele subaquático, aéreo, etc. A grande utilidade dessa técnica reside no fato de que faz-se possível direcionar eletronicamente, isto é, sem a necessidade de mover mecanicamente o arranjo, o seu feixe de recepção, melhorando, assim, a qualidade dos sinais recebidos em uma direção específica.

Dentro desse contexto, diversas geometrias de arranjos são possíveis, a depender das peculiaridades e necessidades da aplicação para a qual o arranjo deverá ser projetado. Cabe destacar aqui o arranjo linear uniforme (*Uniform Linear Array* - ULA) e o arranjo circular uniforme (*Uniform Circular Array* - UCA), sendo que este último receberá o foco neste trabalho. Dentre as principais vantagens da utilização dos UCAs frente aos ULAs estão a abrangência dos 360°, com resposta uniforme, favorecida pela simetria do arranjo, e sem ambiguidades, contra os 120° de abrangência útil por parte dos arranjos lineares [1]. Os arranjos circulares constituem, portanto, uma alternativa mais atrativa para os casos em que a aplicação requer um campo de visualização que compreenda toda a faixa de ângulos.

Sendo assim, a implementação do processamento de sinais em arranjos de sensores permite benefícios para diversas aplicações [2], a saber, sismologia, comunicação sem fio, acústica, radar e sonar, dentre outras. Com base nos objetivos peculiares de cada uma delas, diferentes métodos de processamento podem propiciar não só a detecção e determinação do número de sinais que atingem o arranjo, como também a estimação da direção de chegada (*Direction of Arrival* - DoA) desses sinais, além do realce/supressão de sinais de interesse/interferentes advindos simultaneamente de diversas direções, processamento este que denominamos conformação de feixes, ou *beamforming*.

Em sistemas acústicos submarinos modernos, mais especificamente no caso de

sistemas de sonar passivo [3], a conformação de feixes compreende uma de suas funções mais críticas. É por meio dela que tais sistemas são capazes de detectar e estimar a marcação de contatos no mar, tanto na superfície, no caso de embarcações de superfície, quanto nas suas profundezas, no caso de submarinos. Após as etapas de detecção e estimação de direção é possível, apontando-se eletronicamente o arranjo para a marcação desejada, por meio do *beamforming*, realçar o sinal daquele contato, favorecendo, assim, o emprego de algoritmos de análise, classificação e acompanhamento de contatos.

Em função da técnica de conformação de feixes utilizada, diferentes respostas poderão ser obtidas. Um *beamformer* convencional típico é o *Delay-and-Sum* (DaS), o qual é capaz de apresentar um bom desempenho, a depender da complexidade do cenário em que ele está inserido, a um baixo custo computacional. A fim de melhorar a qualidade dessa resposta, um conformador estatisticamente ótimo pode ser aplicado, reduzindo pontualmente as interferências no sinal de saída produzido e aumentando a resolução na detecção de alvos, com a contrapartida de demandar mais processamento. O mais difundido dentre os *beamformers* ótimos é o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR). As duas técnicas citadas acima serão estudadas na presente dissertação, no âmbito da aplicação em um sistema sonar passivo.

1.1 Motivação

Com a instituição do Programa de Desenvolvimento de Submarinos (PROSUB), inúmeros esforços têm sido direcionados, por parte da Marinha do Brasil, ao desenvolvimento de tecnologias autóctones para compor seus submarinos, em especial o primeiro submarino com propulsão nuclear brasileiro (SN-BR). Dentro deste contexto está inserido o projeto Sonar Passivo Nacional (SONAP), a cargo do Grupo de Sistemas Acústicos Submarinos (GSAS) do Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), que compreende a nacionalização de toda a cadeia tecnológica que constitui o sistema sonar de um submarino, o qual é fundamental para assegurar a sua capacidade de ataque e defesa em um cenário de guerra.

A execução do projeto SONAP, portanto, reforça a importância de que sejam conduzidos estudos e pesquisas com o propósito de aprimorar as técnicas atuais utilizadas nestes sistemas, de tal forma que a concretização dessas ações irá estimular a indústria nacional, bem como contribuir para o fortalecimento da soberania brasileira no mar. No âmbito desse projeto, foi realizada a Comissão SONAP-I, com o objetivo de possibilitar o monitoramento acústico do tráfego das barcas Rio-Niterói e dos navios que demandam o porto do Rio de Janeiro. Essa comissão produziu dados que foram disponibilizados para a primeira edição do Prêmio Talento ETAS,

parte integrante do XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina (XII ETAS), evento organizado pelo IPqM no ano de 2016.

O referido prêmio visou incentivar e promover o desenvolvimento de trabalhos científicos na área de Acústica Submarina, tendo premiado os três melhores trabalhos elaborados por alunos de graduação e pós-graduação utilizando os dados disponibilizados. Dentre esses trabalhos premiados está o artigo intitulado “Análise Comparativa de Conformação de Feixes Fixa e Adaptativa em Banda Larga” [4], do qual a presente dissertação é derivada. Nesse sentido, pretende-se desenvolver, aqui, um estudo mais aprofundado acerca dessa temática, a fim de contribuir em maior grau para as pesquisas na área de processamento de sinais aplicado à acústica submarina.

1.2 Objetivos

O objetivo central deste trabalho consiste em prover insumos ao leitor, em específico, e à comunidade científica em geral, acerca das principais características das duas técnicas de *beamforming* mais difundidas no âmbito das conformações de feixes fixa e ótima, a saber, o DaS e o MVDR, respectivamente, por meio da condução de um estudo comparativo de tais técnicas, no que diz respeito ao seu desempenho quando implementadas no contexto de aplicação em um sistema de sonar passivo dotado de um arranjo circular uniforme de hidrofones – transdutores piezoelétricos capazes de transformar vibrações sonoras captadas debaixo d’água em sinais elétricos.

Dessa forma, espera-se contribuir, em algum grau, para a elaboração de futuros estudos e projetos na área, os quais venham a promover e fomentar o desenvolvimento científico e tecnológico da sociedade como um todo, em especial a brasileira, favorecendo, assim, a manutenção da soberania nacional e o bem-estar social.

1.3 Organização da Dissertação

A presente dissertação encontra-se organizada da seguinte maneira: o Capítulo 2 expõe os principais conceitos atinentes à área de processamento de sinais em arranjos de sensores, apresentando os tipos básicos de arranjos e técnicas de conformação de feixes, além de tecer as considerações sobre a banda dos sinais manipulados e introduzir a aplicação em sonar passivo; no Capítulo 3, por seu turno, explicitam-se as métricas a serem empregadas para a avaliação dos algoritmos de *beamforming* e relatam-se as escolhas dos parâmetros de simulação e os cenários reais de onde foram extraídos os dados de sonar utilizados no trabalho; o Capítulo 4 apresenta os resultados da implementação das técnicas introduzidas no Capítulo 2, com base nas especificações descritas no Capítulo 3, bem como conduz discussões relevantes acerca

desses resultados; já o Capítulo 5, por fim, consolida as conclusões do trabalho e apresenta sugestões para a realização de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos de Processamento de Sinais em Arranjos de Sensores

O objetivo primordial deste capítulo é fornecer os meios teóricos necessários para o correto entendimento dos métodos de análise empregados e dos resultados obtidos. Nessa linha, serão abordados os tópicos de maior importância no tocante à área de processamento de sinais em arranjos de sensores, tais como a classificação dos tipos de arranjos e uma explicação mais detalhada dos dois arranjos mais relevantes para este trabalho. Serão apresentadas duas técnicas de conformação de feixes, *Delay-and-Sum* e MVDR, além de algumas considerações em relação à banda do sinal, quanto às adequações de modelo necessárias à realização do processamento em banda larga comparativamente ao processamento em banda estreita. Por fim, será exibido um panorama geral acerca da aplicação tratada neste trabalho: o sistema sonar passivo.

2.1 Tipos de Arranjo

Existem inúmeras formas de se dispor os sensores no espaço, cada uma delas com suas respectivas características específicas. Tais geometrias, como são denominadas essas formas de disposição dos mesmos, são tipicamente classificadas como [5]: lineares (unidimensionais), planares (bidimensionais) e volumétricas (tridimensionais).

A representação mais comum de geometria linear é o arranjo linear uniforme, ou *Uniform Linear Array* (ULA). Este arranjo é o mais difundido e empregado, sendo utilizado como referência para o entendimento dos demais arranjos. Por conta da sua relevância, esta implementação será detalhada na subseção seguinte.

Dois exemplos reais de arranjo em linha são os chamados arranjos de flanco (*flank arrays*) e arranjos rebocados (*towed arrays*), ambos ilustrados na Figura 2.1: o primeiro, muito utilizado em equipamentos de sonar para submarinos; o segundo,

comumente empregado em equipamentos de sonar tanto para submarinos quanto para navios de superfície.

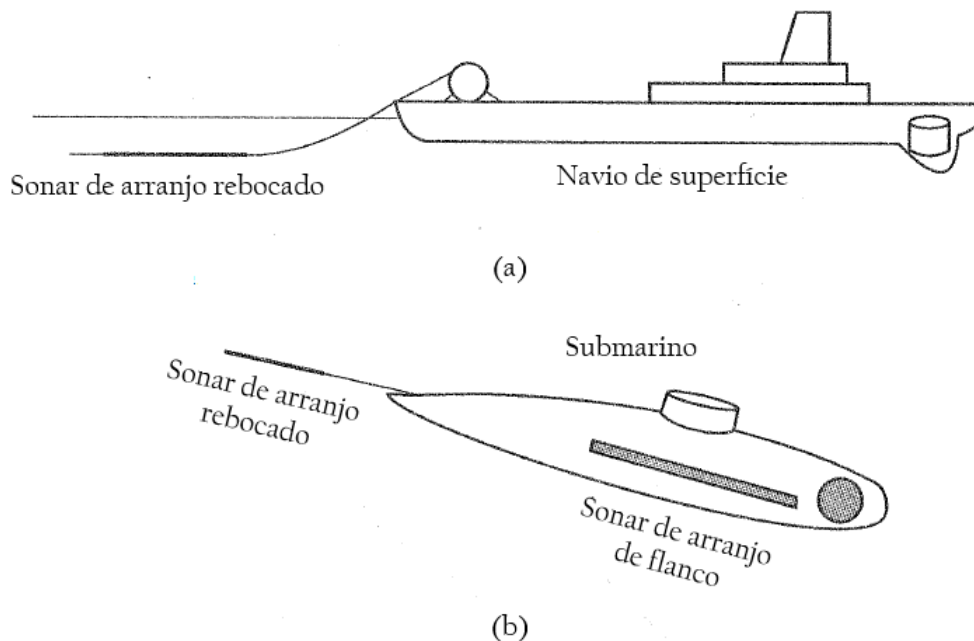


Figura 2.1: Exemplos de arranjo em linha: (a) arranjo rebocado, ou *towed array*, e (b) arranjo de flanco, ou *flank array* (imagem adaptada de [3]).

Como exemplo de geometria planar, pode-se considerar o arranjo circular. No caso de um arranjo circular cujos elementos são igualmente espaçados entre si, este é chamado de arranjo circular uniforme, ou *Uniform Circular Array* (UCA). Essa geometria será amplamente explorada neste trabalho e, por essa razão, será também detalhada em seções subsequentes.

Por último, como exemplos de arranjo com geometria volumétrica, os quais possuem elementos distribuídos ao longo das três dimensões do espaço, pode-se mencionar os arranjos esférico e cilíndrico, este último, retratado na Figura 2.2, tendo sido empregado no submarino da Marinha do Brasil cuja missão originou os dados reais utilizados neste trabalho.

Nas duas seções que se seguem, será desenvolvida a modelagem matemática dos dois tipos de arranjo mais importantes para este trabalho, a saber, o ULA e o UCA, respectivamente, com a finalidade de se chegar à expressão do principal elemento caracterizante do arranjo, e que resume toda a sua estrutura: seu *steering vector*.

2.1.1 Arranjo Linear Uniforme (ULA)

Pode-se afirmar que a estrutura de arranjo estabelecida pelo ULA é a estrutura mais difundida e empregada nas mais diversas áreas de aplicação, em função especialmente da sua simplicidade, tanto para seu projeto e construção física quanto para



Figura 2.2: Exemplo de arranjo volumétrico: o arranjo cilíndrico de hidrofones, ou *Cylindrical Hydrophone Array* - CHA (imagem extraída de [6]).

o processamento dos sinais dos seus sensores. Nela, esses sensores, em geral omnidirecionais, ou seja, que captam sinais de forma homogênea em todas as direções, são posicionados em linha, todos separados pela mesma distância, e realizam a amostragem espacial dos sinais presentes no ambiente. Uma ilustração de um ULA com 8 sensores ($M = 8$), afastados entre si de uma distância d , é apresentada na Figura 2.3.

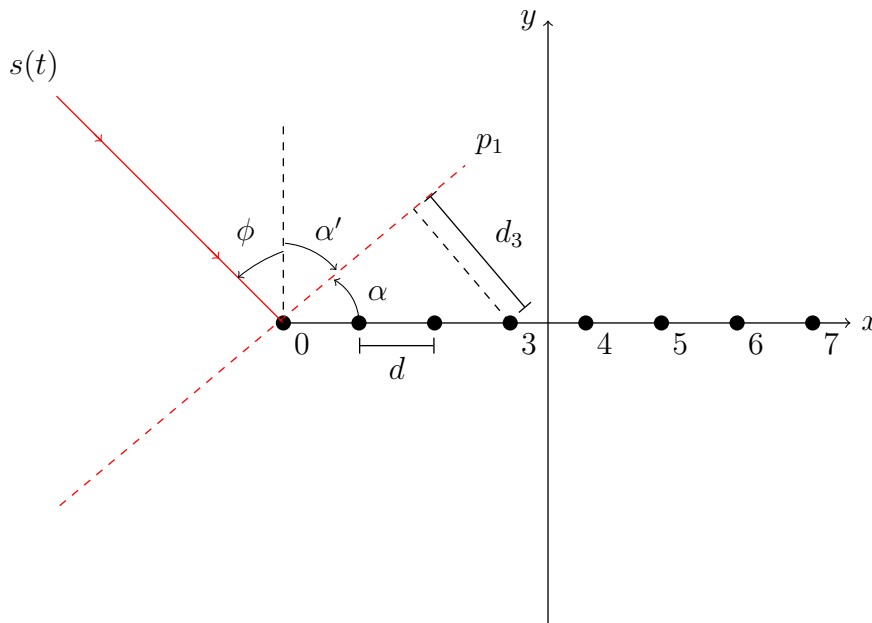


Figura 2.3: Exemplo de arranjo linear uniforme (ULA).

Nessa figura, está presente também uma onda plana modulada pelo sinal $s(t)$, este modelado matematicamente por uma exponencial complexa:

$$s(t) = e^{j\omega t}, \quad (2.1)$$

onde $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular do sinal de frequência f , j é tal que $j^2 = -1$ e t é o tempo. Convencionamos, neste caso, que a onda é originária de uma fonte distante, de forma que se pode considerar a frente de onda como uma boa aproximação para o seu comportamento diante do arranjo.

O segmento de reta p_1 representa uma das frentes de onda do sinal $s(t)$, perpendicular à direção de incidência do sinal, ϕ , que é medido em relação à direção denominada *broadside*, paralela ao eixo y do plano cartesiano. A direção coincidente ao eixo do arranjo (eixo x do plano cartesiano), por sua vez, é conhecida como *endfire*.

Por simplicidade, e sem perda de generalidade, convencionamos que o ULA está inteiramente contido sobre o eixo x , e todo e qualquer sinal incidente possui suas componentes no plano formado pelos eixos x e y , de modo que a componente z é considerada nula.

A fim de obter uma expressão para o *steering vector* do ULA, de modo a caracterizá-lo matematicamente, é preciso, em primeiro lugar, encontrar uma expressão para a diferença de percurso da frente de onda p_1 ao atingir os diferentes sensores. Para tanto, analisaremos geometricamente, em um primeiro momento, a relação existente entre a direção de incidência do sinal $s(t)$ no arranjo, ϕ , e os ângulos demarcados α e α' .

Pela figura, pode-se perceber que

$$\alpha = 90^\circ - \alpha'. \quad (2.2)$$

Por outro lado, temos também que

$$\alpha' = 90^\circ - \phi. \quad (2.3)$$

Substituindo a Equação (2.3) na Equação (2.2), chegamos a

$$\alpha = \phi. \quad (2.4)$$

Dessa forma, para calcular a diferença de percurso, tomamos como referência a distância d_3 representada no gráfico, cuja expressão pode ser definida como

$$d_3 = 3d \sin \alpha, \quad (2.5)$$

e que pode ser facilmente generalizada para o m -ésimo sensor, tal que $m = 0, \dots, M - 1$, assim:

$$d_m = md \sin \phi, \quad (2.6)$$

tendo sido também aplicado o resultado da Equação (2.4) para se chegar a essa

expressão.

Convém observar que, para um sinal incidente a *broadside* ($\phi = 0^\circ$), a diferença de percurso é mínima (no caso, nula), com todos os sensores captando o sinal à mesma fase, ao passo que, caso o sinal incida a *endfire* ($\phi = 90^\circ$), essa diferença atinge o seu valor máximo, quando comparadas as fases do sinal nos sensores das extremidades do arranjo.

De posse da diferença de percurso genérica d_m , para qualquer sensor m do arranjo, tomada em relação ao sensor de referência, pode-se prontamente calcular a diferença temporal de percurso da onda ao longo do arranjo, aqui denominada diferença de fase τ_m , a partir da seguinte equação:

$$\tau_m = \frac{d_m}{c}, \quad (2.7)$$

onde c é a velocidade da onda no meio considerado, tal que $c = \lambda f$.

Assim, podemos representar os sinais em cada sensor m por

$$x_m(t) = e^{j\omega(t-\tau_m)}. \quad (2.8)$$

Observando-se o formato de cada um dos sinais $x_m(t)$, nota-se que é possível manipular sua expressão de forma a representá-los como

$$x_m(t) = e^{j\omega t} e^{-j\omega\tau_m}, \quad (2.9)$$

isto é, separando-se a sua parcela de sinal, da parcela referente ao desvio de fase, respectivamente.

A partir deste novo formato, vemos que a primeira parcela é fixa, vinculada ao sinal, ao passo que a segunda é variável, dependente da diferença de fase. Sendo assim, após definir o vetor $\mathbf{x}(t)$ a partir de seus elementos $x_m(t)$, isto é,

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_0(t) & x_1(t) & \cdots & x_{M-1}(t) \end{bmatrix}^T, \quad (2.10)$$

podemos compô-lo da seguinte maneira:

$$\mathbf{x}(t) = s(t)\mathbf{a}, \quad (2.11)$$

onde $s(t)$ é o sinal que modela o sinal incidente, definido na Equação (2.1), e

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau_0} & e^{-j\omega\tau_1} & \cdots & e^{-j\omega\tau_{M-1}} \end{bmatrix}^T \quad (2.12)$$

é o vetor constituído pela sequência de diferenças de fase resultantes da geometria do arranjo. A este vetor, dada a sua importância, dá-se um nome especial: *steer-*

ring vector, ou vetor *array manifold*. O *steering vector* pode ser entendido como a descrição matemática do arranjo, de forma que cada geometria de arranjo terá uma expressão diferente para este vetor. No caso específico do ULA, tomando por base o modelo definido nesta subseção, a expressão final para seu *steering vector* é a seguinte:

$$\mathbf{a} = \left[1 \quad e^{-\frac{j\omega d \sin \phi}{c}} \quad e^{-\frac{j\omega 2d \sin \phi}{c}} \quad \dots \quad e^{-\frac{j\omega (M-1)d \sin \phi}{c}} \right]^T. \quad (2.13)$$

Tipicamente, no projeto de um ULA, o valor de d é calculado de forma a se evitar o fenômeno conhecido como *aliasing* espacial [2], análogo ao *aliasing* temporal para o caso do processamento de sinais no tempo [7], ocasionando o aparecimento de imagens indesejadas dos sinais em direções diversas das direções reais, gerando ambiguidade. Este valor costuma ser escolhido com base no menor comprimento de onda λ_{min} a ser processado pelo arranjo, assim:

$$d \leq \frac{\lambda_{min}}{2}. \quad (2.14)$$

No caso limite em que $d = \lambda_{min}/2$, diz-se que o arranjo é um ULA padrão.

Escolhido o valor de d , elemento fundamental no projeto do arranjo, este se comportará diferentemente a depender da frequência do sinal que o atinge. De modo geral, a resolução de resposta do arranjo será maior quanto maior for essa frequência. Tal comportamento será descrito no capítulo de resultados desta dissertação.

Apesar das já mencionadas qualidades do modelo de arranjo linear uniforme, algumas limitações surgem, como a ambiguidade, já que o campo de observação do arranjo é limitado à região de -90° a $+90^\circ$. Sendo assim, sinais advindos de direções opostas em relação ao eixo x , por gerarem diferenças de fase equivalentes, são interpretados da mesma maneira. Além disso, a resposta do arranjo sofre distorções no entorno de suas extremidades, quando o sinal incide próximo a *endfire*. Esse efeito será ilustrado no capítulo seguinte.

Como consequência desses problemas, perde-se metade do campo de observação total, dificultando, por exemplo, a utilização desse tipo de arranjo para aplicações que requeiram detectar sinais em 360° , o que frequentemente ocorre no caso de aplicações submarinas, como o sonar [3]. Essa barreira pode ser superada com a implementação de um arranjo circular, como o UCA, com elementos direcionais. Para este UCA, a expressão do seu *steering vector* será deduzida na próxima subseção.

2.1.2 Arranjo Circular Uniforme (UCA)

Embora de modo geral menos explorada na literatura, quando comparada à do ULA, a estrutura de arranjo estabelecida pelo UCA garante alguns pontos favoráveis, den-

tre eles, a já citada abrangência de 360° sem ambiguidades (considerando sensores direcionais), bem como a uniformidade na resposta do arranjo, tendo em vista a simetria dessa estrutura. Nesse sentido, introduz-se, nesta subseção, o UCA, no qual a disposição dos sensores, igualmente espaçados, é feita segundo o formato de uma circunferência. Na Figura 2.4, é ilustrado um UCA de raio r composto por 32 sensores, semelhante ao que será empregado ao longo deste trabalho.

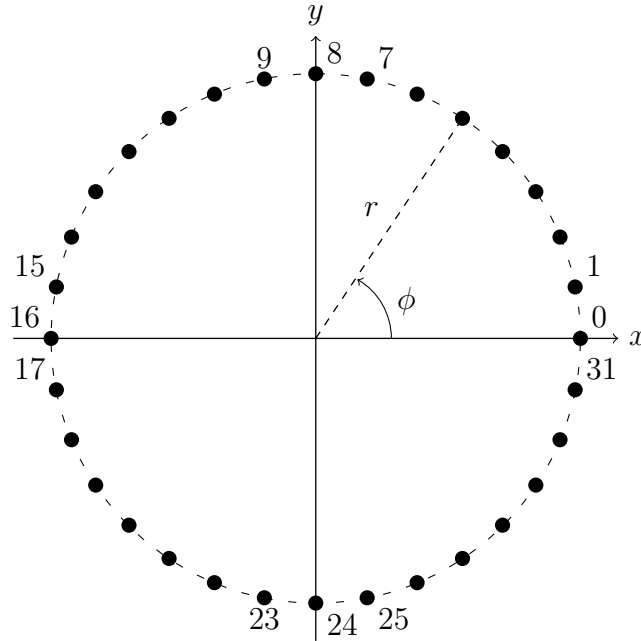


Figura 2.4: Exemplo de arranjo circular uniforme (UCA).

Diferentemente do caso do ULA, aqui tipicamente é conveniente que os sensores que formam o arranjo sejam direcionais. Caso contrário, quando um grupo de sensores estiver recebendo sinal de interesse em grande intensidade, estes mesmos sensores estarão, simultaneamente, coletando sinais indesejados de direções opostas, o que pode levar a uma degradação significativa da razão sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) resultante.

Com o intuito de formalizar a expressão do *steering vector* \mathbf{a} para o caso do UCA, utilizaremos a mesma definição para a modelagem do sinal introduzida na Equação (2.1). Além disso, é preciso também definir, com o auxílio do sistema de coordenadas esférico mostrado na Figura 2.5, o vetor número de onda $\boldsymbol{\kappa}$, o qual, para uma frente de onda plana propagando-se em um meio homogêneo, possui a seguinte expressão:

$$\boldsymbol{\kappa} = \kappa \hat{\mathbf{u}} = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{\mathbf{u}}, \quad (2.15)$$

na qual λ é o comprimento de onda do sinal incidente e $\hat{\mathbf{u}}$ é o vetor unitário no

sistema esférico de coordenadas, cuja estrutura é convencionada da maneira que se segue:

$$\hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

onde os ângulos θ e ϕ são conhecidos, respectivamente, por elevação e azimute, e considera-se que o arranjo está inteiramente contido no plano formado pelos eixos x e y , não possuindo nenhuma componente no eixo z , de modo que $\theta = 90^\circ$. Por isso a simplificação realizada na Equação (2.16).

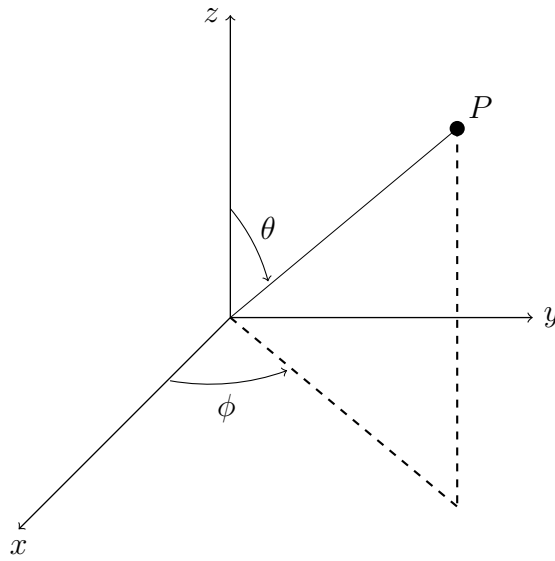


Figura 2.5: Sistema de coordenadas adotado.

Tomando-se como referência o centro desse arranjo, tem-se, como coordenadas de cada um de seus elementos:

$$\mathbf{p}_m = \begin{bmatrix} x_m \\ y_m \\ z_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \cos \phi_m \\ r \sin \phi_m \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

para $m = 0, 1, \dots, M - 1$, sendo r o raio do UCA e $\phi_m = 2\pi m/M$ a direção na qual cada um de seus elementos está posicionado.

De forma geral, o *steering vector* para o UCA pode ser definido como [2]:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{j\boldsymbol{\kappa}^T \mathbf{p}_0} \\ e^{j\boldsymbol{\kappa}^T \mathbf{p}_1} \\ \vdots \\ e^{j\boldsymbol{\kappa}^T \mathbf{p}_{M-1}} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Realizando-se as substituições pertinentes em $\boldsymbol{\kappa}$ e \mathbf{p}_m , por meio das Equações (2.15), (2.16) e (2.17), obtém-se:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{j\kappa r(\cos \phi \cos \phi_0 + \sin \phi \sin \phi_0)} \\ e^{j\kappa r(\cos \phi \cos \phi_1 + \sin \phi \sin \phi_1)} \\ \vdots \\ e^{j\kappa r(\cos \phi \cos \phi_{M-1} + \sin \phi \sin \phi_{M-1})} \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

De posse da Equação (2.19), e lançando mão de operações trigonométricas elementares, pode-se reduzir a expressão do lado direito da equação, de modo a se chegar à seguinte expressão geral para o *steering vector* do UCA:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{j\kappa r \cos(\phi - \phi_0)} \\ e^{j\kappa r \cos(\phi - \phi_1)} \\ \vdots \\ e^{j\kappa r \cos(\phi - \phi_{M-1})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\kappa r \cos \phi} \\ e^{j\kappa r \cos(\phi - \frac{2\pi}{M})} \\ \vdots \\ e^{j\kappa r \cos[\phi - \frac{2\pi(M-1)}{M}]} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Essa expressão geral, contudo, não leva em conta a direcionalidade dos sensores, característica muito comum em arranjos circulares, conforme já mencionado. Para tanto, é preciso inserir, nas componentes do vetor, a função que caracteriza essa diretividade, a qual será aqui definida de forma genérica, individualmente para cada sensor m , por $g_m(\phi)$. A função de diretividade específica a ser utilizada neste trabalho será introduzida no próximo capítulo.

Tipicamente, por simplicidade, assume-se que os sensores do arranjo são homogêneos e, portanto, possuem a mesma função diretividade, ou seja, $g_m(\phi) = g(\phi), \forall m \in [0, \dots, M-1]$. Isso nos leva à seguinte definição para o *steering vector*, incluindo a informação da diretividade dos sensores:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} g(\phi) e^{j\kappa r \cos \phi} \\ g\left(\phi - \frac{2\pi}{M}\right) e^{j\kappa r \cos(\phi - \frac{2\pi}{M})} \\ \vdots \\ g\left[\phi - \frac{2\pi(M-1)}{M}\right] e^{j\kappa r \cos[\phi - \frac{2\pi(M-1)}{M}]} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Tal expressão caracteriza um tipo especial de *steering vector*, o qual pode ser denominado *Array Response Vector* (ARV), isto é, o vetor de resposta do arranjo, que leva em conta os fatores multiplicativos impostos pela função diretividade em cada um dos sensores do arranjo.

Tendo sido formalizada a expressão do *steering vector* para o UCA, pode-se proceder ao detalhamento de uma das mais importantes operações de processamento de sinais aplicadas a arranjos de sensores: a conformação de feixes.

2.2 Tipos de Conformação de Feixes (*Beamforming*)

A conformação de feixes é uma das diversas técnicas de processamento de sinais que se destacam no contexto de arranjos de sensores. A técnica, que consiste na aplicação de pesos complexos (atrasos ponderados) à saída de cada um dos sensores, a fim de maximizar a energia de recepção em uma dada direção, chamada de direção de interesse, e atenuar a energia nas demais direções (direções interferentes), pode ser subdividida em três categorias [5]: fixa (ou convencional), ótima (ou *estatisticamente* ótima) e adaptativa¹, as quais serão explicadas em seguida.

2.2.1 Conformação Fixa

No caso da conformação fixa, ou conformação convencional, a equação que descreve genericamente essa operação é dada por

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t), \quad (2.22)$$

onde \mathbf{w}^H é o hermitiano (transposto conjugado) do vetor de pesos, cuja estrutura é descrita por

$$\mathbf{w} = \left[w_0 \quad w_1 \quad \cdots \quad w_{M-1} \right]^T, \quad (2.23)$$

e $y(t)$ é a saída no instante t . Verifica-se, então, que, para esse tipo de conformador, é calculado um vetor de pesos único, fixo e independente do tempo t .

O conformador de feixes do tipo atraso e soma, ou *Delay-and-Sum* (DaS), é o mais simples e mais conhecido dentro da classe dos conformadores fixos. Tais conformadores são assim chamados porque não se utilizam das informações do sinal de entrada que incide sobre o arranjo. Essa limitação garante um baixo custo computacional na implementação desses algoritmos, o que sem dúvida é um aspecto de grande relevância quando se trata dessa classe de conformadores.

O mecanismo empregado pelo algoritmo DaS para realizar a conformação de feixes é o de soma coerente, isto é, alinhar a fase dos sinais em cada um dos sensores, de modo que a soma dos mesmos gere uma interferência construtiva e então maximize a energia de recepção em uma determinada direção.

¹Na literatura especializada, algumas fontes optam por classificar os conformadores ótimos como adaptativos, independentemente de serem executados em tempo real ou não. Contudo, o entendimento consolidado nesta dissertação é o de que um conformador ótimo, por assim dizer, implementa algum tipo de otimização, ao passo que um conformador adaptativo consiste de uma implementação *online* do mesmo.

Esse processo pode ser dividido em três etapas: aplicar, nos sensores, desvios de fase correspondentes a uma dada direção de chegada; somar os sinais resultantes de todos os sensores do arranjo e aplicar um fator de normalização, com a finalidade de que o ganho na direção de interesse seja unitário (ou 0 dB).

Tendo em vista que o principal objetivo de qualquer algoritmo de conformação de feixes é determinar, ao final do processo, um vetor de pesos, \mathbf{w} , que consolide os valores dos pesos complexos a serem aplicados em cada um dos sensores do arranjo, veremos, agora, como formar uma expressão analítica para este vetor no âmbito do conformador DaS.

Para este fim, usamos, inicialmente, o fato de que a resposta do arranjo na direção de interesse deve ser igual a 1. Isso significa impor $y(t) = s(t)$ na Equação (2.22). Associando esta condição à definição dada na Equação (2.11), notamos que, para a referida condição de ganho, faz-se necessário que $\mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1$, ou

$$\mathbf{a}^H \mathbf{w} = 1. \quad (2.24)$$

Para isolar \mathbf{w} e resolver essa equação, utilizamos o conceito de matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose [8], isto é:

$$\mathbf{w} = (\mathbf{a}^H)^\dagger = \mathbf{a}(\mathbf{a}^H \mathbf{a})^{-1}, \quad (2.25)$$

onde $\{\cdot\}^\dagger$ representa a operação de pseudo-inversa.

A partir deste ponto, pode-se considerar duas situações distintas. A primeira, o caso de o *steering vector* em questão pertencer a um ULA. Neste caso, deverá levar-se em consideração a Equação (2.13) para o cômputo do *steering vector*, e assim a Equação (2.25) assumirá o seguinte formato:

$$\mathbf{w} = \mathbf{a}(M)^{-1} = \frac{1}{M} \mathbf{a}, \quad (2.26)$$

em que M é o número total de sensores que compõem o ULA.

Por outro lado, se o vetor \mathbf{a} caracterizar um UCA com sensores direcionais, a relação a ser considerada é a Equação (2.21), e a expressão para o vetor de pesos toma outra forma:

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sum_{m=0}^{M-1} g^2(\phi - 2\pi m/M)} \mathbf{a}, \quad (2.27)$$

onde, neste contexto, M é o número de sensores do UCA.

As definições dadas nas Equações (2.26) e (2.27), portanto, consolidam o entendimento do conformador DaS para o ULA e o UCA com sensores direcionais,

respectivamente. Em outras palavras, essas equações, juntamente com a Equação (2.22), implementam as três etapas caracterizantes desse tipo de conformador descritas anteriormente.

No entanto, é notório que atribuir ao arranjo um vetor de pesos fixo, imutável ao longo de todo o tempo de execução, pode não ser a solução mais eficaz em determinado contexto, justamente por não levar em conta as informações estatísticas contidas no vetor de sinais de entrada. Conformadores que se utilizam das informações do sinal de entrada podem ser capazes de anular sinais interferentes, enquanto permitem a passagem do sinal de interesse sem distorções, melhorando, assim, a SNR do sinal de saída resultante. A esse tipo de conformação de feixes dá-se o nome de conformação ótima.

2.2.2 Conformação Ótima

A classe dos conformadores estatisticamente ótimos, aqui referenciados, por simplicidade, apenas como conformadores ótimos, vem sendo bastante utilizada e cada vez mais aplicada em situações práticas, dado o aumento na capacidade de processamento dos dispositivos de *hardware*. Apesar de possuírem um custo computacional mais elevado, eles detêm o diferencial de se utilizarem do conhecimento das estatísticas (em geral na forma de suas estimativas), normalmente de segunda ordem, do sinal de entrada, para assim otimizar o padrão de feixes gerado.

Dentre os diversos conformadores ótimos existentes, talvez o mais conhecido e implementado seja o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR), também conhecido como método de Capon [9]. Este tipo de conformador foi o escolhido para ser explorado neste trabalho, dados, simultaneamente, a sua simplicidade e representatividade perante os demais conformadores ótimos.

Seu princípio de funcionamento consiste basicamente na minimização da energia de saída do conformador, representada pela variância deste sinal de saída, sujeito à restrição de que, na direção de interesse, tenha-se uma resposta sem distorções. Dessa forma, ele é capaz de impor nulos nas direções dos sinais interferentes, mantendo intacta a resposta na direção de interesse.

Para se realizar tal conformador é necessário resolver um problema de otimização, a saber, um problema de programação quadrática com restrições lineares (*Linearly Constrained Quadratic Programming* - LCQP) [10], o que pode ser feito iterativamente utilizando-se diversos algoritmos para otimização convexa, como, por exemplo, o método de pontos interiores [11], ou analiticamente. Essa solução analítica, mais utilizada neste caso, será detalhada abaixo.

Consideremos a energia de saída do conformador como sendo a variância do sinal de saída correspondente. Desta forma, a partir da Equação (2.22), podemos assim

definir a expressão da energia:

$$\begin{aligned}
E[|y(t)|^2] &= E[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] \\
&= E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w}] \\
&= \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \mathbf{w} \\
&= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}(t) \mathbf{w},
\end{aligned} \tag{2.28}$$

onde $\mathbf{R}_{xx}(t)$ é a matriz de autocorrelação do sinal de entrada no instante t , e $E[\cdot]$ o operador de valor esperado. Na prática, por se tratar de uma medida estatística de um sinal do qual não se possuem informações *a priori*, a matriz de autocorrelação é substituída por uma estimativa temporal da mesma, $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$, calculada utilizando-se os dados de uma janela temporal do vetor de entrada. Assim:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n), \tag{2.29}$$

onde N é o número de amostras escolhido para a janela temporal.

De posse da expressão para a energia, deduzida na Equação (2.28), faz-se possível apresentar a formulação para o problema de minimização estabelecido pelo algoritmo MVDR [2]:

$$\begin{aligned}
&\underset{\mathbf{w}}{\text{minimizar}} && \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\
&\text{sujeito a} && \mathbf{a}^H \mathbf{w} = 1,
\end{aligned} \tag{2.30}$$

onde a função a ser minimizada é denominada função-objetivo e as demais, suas restrições, sendo que a equação única que descreve a restrição acima caracteriza uma restrição linear de igualdade. O objetivo final é, portanto, a obtenção de uma expressão para o vetor de pesos ótimo, \mathbf{w}_o .

A fim de resolver analiticamente este problema, utilizamos a teoria dos multiplicadores de Lagrange [11]. A partir dessa abordagem, é possível converter um problema de otimização com restrições (otimização restrita) em um problema de otimização sem restrições (otimização irrestrita).

Primeiramente, construímos a função Lagrangiano $L\{\cdot\}$, a qual incorpora as restrições do problema em uma função-objetivo aumentada. Para o caso particular do problema de minimização do MVDR introduzido na Equação (2.30), considerando que o vetor de pesos \mathbf{w} pode assumir valores complexos, essa função possui o seguinte formato:

$$L(\mathbf{w}, \lambda_o) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda_o^* (\mathbf{a}^H \mathbf{w} - 1) + \lambda_o (\mathbf{a}^T \mathbf{w}^* - 1), \tag{2.31}$$

onde λ_o é o fator denominado multiplicador de Lagrange e o sobrescrito $*$ equivale ao complexo conjugado da variável em questão.

Dando prosseguimento à obtenção do vetor de pesos ótimo, diferenciamos a Equação (2.31) com respeito a \mathbf{w}^* e igualamos o resultado a zero, isto é,

$$\nabla_{\mathbf{w}^*} L(\mathbf{w}, \lambda_o) = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} + \lambda_o \mathbf{a} = 0. \quad (2.32)$$

Resolvendo, agora, a Equação (2.32), de modo a isolar o vetor \mathbf{w} , obtemos:

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_o = -\mathbf{R}_{xx}^{-1} \lambda_o \mathbf{a}. \quad (2.33)$$

Observando a formulação do problema de otimização estabelecido pelo MVDR, sabemos que a Equação (2.33) deve obedecer à restrição de igualdade imposta à função-objetivo. Dessa maneira, substituindo o resultado desta última equação na restrição representada na Equação (2.30), temos que

$$\mathbf{a}^H \mathbf{w} = -\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \lambda_o \mathbf{a} = 1, \quad (2.34)$$

a qual, sendo resolvida para a variável λ_o , resulta em

$$\lambda_o = -\frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}. \quad (2.35)$$

Enfim, aplicando na Equação (2.33) o resultado acima, obtido para o multiplicador de lagrange λ_o , chegamos à expressão final para o vetor de pesos ótimo \mathbf{w}_o :

$$\mathbf{w}_o = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}. \quad (2.36)$$

Em ambientes como o submarino, contudo, a todo momento podem ocorrer mudanças nas condições de salinidade, temperatura e pressão, as quais influem na velocidade de propagação da onda no meio. Com isso, modificam-se as características estatísticas do sinal de entrada, de tal forma que um vetor de pesos fixo pode não ser o ideal para modelar a resposta de um conformador ao longo do tempo [2]. Para essas situações, é então empregada a conformação adaptativa.

2.2.3 Conformação Adaptativa

A execução de um conformador de feixes ótimo em tempo real (*online*) caracteriza o que chamamos de conformador adaptativo [1]. Nesse tipo de conformador, o vetor de pesos fixo é substituído por um vetor de pesos cujas componentes variam a cada

instante (ou a cada bloco de tempo) t :

$$y(t) = \mathbf{w}^H(t)\mathbf{x}(t). \quad (2.37)$$

A implementação genérica desse conformador se dá pela cascata de um conformador ótimo seguido de um algoritmo adaptativo, como o *Least Mean Squares* (LMS) [12]. Desse modo, o conformador consegue adaptativamente anular sinais interferentes que estejam presentes no ambiente.

Para os fins específicos deste trabalho, será vislumbrado um contexto *offline*, de modo que a implementação do conformador adaptativo está fora do seu escopo, podendo ser realizada como uma alternativa de trabalho futuro.

2.3 Considerações sobre a Banda do Sinal

Até aqui, todo o desenvolvimento matemático considerou que os sinais incidentes no arranjo possuíam uma única componente de frequência. Esta é uma boa aproximação para o caso dos chamados sinais de banda estreita (*narrowband*). Nesse tipo de sinal, considera-se que a maior parte de sua energia está concentrada em uma pequena fatia do espectro. Todavia, a partir do momento em que se passa a trabalhar com sinais que possuem a energia distribuída ao longo de uma faixa do espectro, ou seja, sinais ditos de banda larga (*broadband* ou *wideband*), o processamento espacial destes sinais deve ser tratado de forma distinta.

2.3.1 Sinais em Banda Estreita

Formalmente, para que um sinal possa ser considerado de banda estreita, é necessário que ele atenda à seguinte condição [5]:

$$B_s \Delta T_{max} \ll 1, \quad (2.38)$$

na qual B_s vem a ser a banda do sinal, definida em torno de uma frequência central ω_c , e ΔT_{max} o maior tempo de propagação da frente de onda entre os sensores do arranjo (para um arranjo linear, por exemplo, isso equivale ao tempo em que uma frente de onda leva para atingir os sensores das extremidades do arranjo).

No processamento espacial de sinais em banda estreita, apenas um desvio de fase é suficiente para caracterizar cada um dos diferentes percursos percorridos pela onda ao longo de sua trajetória no arranjo. Tal desvio, conforme fica evidenciado na expressão para os *steering vectors*, nas Equações (2.13) e (2.21), é dependente da frequência do sinal. Nesse contexto, onde um único ω , ou um único λ são considerados, todas as equações introduzidas neste capítulo permanecem válidas. Em

contrapartida, o mesmo não ocorre para o caso banda larga.

2.3.2 Sinais em Banda Larga

Não atendida a condição expressa na Equação (2.38), o sinal passa a ser considerado de banda larga, devendo, assim, ser tratado como tal.

O processamento espacial em banda larga [2] diferencia-se do caso banda estreita no sentido de que apenas o desvio de fase não é suficiente para descrever completamente a propagação de um sinal ao longo dos elementos do arranjo. Isso porque tais desvios de fase são dependentes da frequência, então, para cada sensor, faz-se necessário aplicar um conjunto de desvios de fase, comumente chamados de atrasos (*delays*), proporcionais, idealmente, a todas as componentes de frequência daquele sinal incidente.

Na prática, o processamento em banda larga pode ser realizado tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

No primeiro caso, por meio da implementação de um filtro FIR na saída de cada sensor, a fim de compensar continuamente na frequência os desvios de fase aplicados nos sensores, formando estruturas conhecidas como *tapped delay lines* (TDLs), ou filtros fracionários [13]. Essas técnicas são mais simples e propiciam uma maior velocidade de processamento, ainda que sofram com erros decorrentes do truncamento das amostras, que têm como consequência o aparecimento de distorções nas altas frequências e o surgimento de lóbulos secundários que degradam a resposta do conformador, o que pode ser mitigado com o uso de técnicas como a interpolação [14].

Já no segundo caso, o procedimento se dá por intermédio da aplicação da Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform - DFT*) sobre o sinal amostrado espacialmente por cada um dos sensores do arranjo, dentro de uma janela de tempo pré-definida, passando, assim, o processamento para o domínio da frequência, de modo a executar uma conformação de banda estreita em cada *bin* separadamente. Ao final do processo, retorna-se ao domínio do tempo através da aplicação da Transformada Discreta Inversa de Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform - IDFT*).

Quando comparada com a implementação no domínio do tempo, o processamento no domínio da frequência demanda, tipicamente, maior carga computacional, especialmente ao se aumentar o número de *bins* a serem tratados, com a contrapartida de não sofrer com os erros de truncamento das amostras, bastante significativo na abordagem no tempo [15].

A abordagem escolhida para ser utilizada neste trabalho é a do domínio da frequência, que, conforme será visto adiante, também pode ser entendida como a implementação do caso especial de um banco de filtros [16], onde cada filtro é com-

posto por uma Transformada de Fourier.

Com a finalidade de formalizar matematicamente essa implementação, retomamos a definição para o sinal de saída conformado fornecida pela Equação (2.22). A partir dela, substitui-se o tempo t pelo seu valor amostrado n conforme o período de amostragem T_s escolhido, de forma que

$$t = nT_s, \quad (2.39)$$

onde T_s é tal que

$$T_s = \frac{1}{f_s}, \quad (2.40)$$

sendo f_s a frequência de amostragem.

Assim, o sinal de saída amostrado temporalmente será representado por:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n), \quad (2.41)$$

onde convencionou-se, para este trabalho, a omissão de T_s com o intuito de simplificar a notação, de modo que $y(n) \equiv y(nT_s)$. O mesmo raciocínio será reproduzido para os demais sinais, pelo mesmo motivo.

A partir dessa modelagem, torna-se possível a descrição analítica dos sinais nos sensores, resultantes da amostragem espacial de um sinal de banda larga discretizado genérico $s(n)$, o que é feito segundo a equação abaixo:

$$x_m(n) = s(n - \tau_m/T_s). \quad (2.42)$$

Com isso, podemos definir a DFT do sinal de um sensor $x_m(n)$ por meio da formulação a seguir:

$$X_m(k) = \mathcal{F}\{x_m(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} x_m(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (2.43)$$

com $k = 0, 1, \dots, N - 1$, denotando cada um dos *bins* de frequência do espectro amostrado de $x_m(n)$, $\mathcal{F}\{\cdot\}$ o operador da transformada e N o número de pontos utilizados para o seu cômputo.

Convém mencionar que, na prática, com o objetivo de reduzir a complexidade computacional do cálculo da DFT, emprega-se o algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*), a fim de se otimizar o desempenho. Este algoritmo estabelece uma complexidade computacional $O(N \log_2 N)$, portanto inferior à complexidade da DFT, que é $O(N^2)$. Cabe ressaltar que, neste caso, é preciso garantir que o número de pontos

usados para o cálculo da FFT seja uma potência de dois; assim, a eficiência máxima da implementação do algoritmo será assegurada.

Após a FFT, os sinais $x_m(n)$ definidos na Equação (2.42), já no domínio da frequência, passam a ser descritos como:

$$X_m(k) = S(k)e^{-j\frac{2\pi k\tau_m}{N}}, \quad (2.44)$$

onde $S(k)$ é a DFT do sinal genérico de banda larga $s(n)$, tendo sido aplicada uma das principais propriedades da DFT, a saber, a de deslocamento no tempo, segundo a qual um atraso de n_o amostras no sinal no tempo equivale a modular o sinal no domínio da frequência pela exponencial complexa $e^{-j\frac{2\pi kn_o}{N}}$.

Comparando-se a expressão encontrada acima com a Equação (2.11), é possível notar que esta é análoga àquela, no domínio da frequência discretizada $\omega_k = 2\pi k/N$ e desvio de fase amostrado τ_m/T_s , de modo que se pode concluir que a exponencial complexa da Equação (2.44) consiste exatamente da m -ésima componente do *steering vector* \mathbf{a} , aplicado no domínio da frequência, o qual, de fato, realiza o papel de atrasar as amostras correspondentes no domínio do tempo. Assim sendo, podemos, então, sintetizar esse entendimento mediante a equação abaixo:

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{a}(\omega_k)S(k), \quad (2.45)$$

onde, na notação do *steering vector*, foi evidenciada a sua dependência para com a frequência ω_k . Além disso, convém destacar que a estrutura do vetor $\mathbf{X}(k)$ comporta as amostras espaciais do sinal no domínio da frequência, $S(k)$, aplicados os respectivos desvios de fase relativos a cada sensor do arranjo, ou seja:

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} X_0(k) \\ X_1(k) \\ \vdots \\ X_{M-1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0(\omega_k)S(k) \\ a_1(\omega_k)S(k) \\ \vdots \\ a_{M-1}(\omega_k)S(k) \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

Isto posto, a implementação do *beamforming* no domínio da frequência fica clara: para o DaS, utiliza-se a expressão para o vetor de pesos determinada nas Equações (2.26) (para o ULA) ou (2.27) (para o UCA com sensores direcionais); para o MVDR, por sua vez, emprega-se a Equação (2.36). Em ambos os casos, o *steering vector* é calculado especificamente para o *bin* em questão, sendo, portanto, representado por $\mathbf{a}(\omega_k)$.

No caso do MVDR, porém, é preciso atentar para a formação da matriz de autocorrelação $\mathbf{R}_{xx}(k)$ no domínio da frequência, cuja inversa é empregada, juntamente

com o *steering vector* \mathbf{a} , para a determinação do vetor de pesos ótimos. Tomando como referência a Equação (2.29), aqui a sua estimativa deve ser computada sobre cada *bin*; logo, sua expressão é dada como se segue:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) = \mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k). \quad (2.47)$$

Por fim, de posse do sinal conformado no domínio da frequência, $Y(k)$, definido como:

$$Y(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{X}(k), \quad (2.48)$$

finaliza-se a conformação de feixes de banda larga com a aplicação da IDFT, na forma de uma IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), chegando-se, assim, ao sinal de saída no domínio do tempo, $y(n)$. Dessa maneira:

$$y(n) = \mathcal{F}^{-1}\{Y(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y(k)e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad (2.49)$$

com $n = 0, 1, \dots, N - 1$, denotando as amostras no domínio do tempo, $\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$ o operador da transformada inversa e N o número de pontos utilizados para o seu cômputo.

2.4 Aplicação em Sonar Passivo

Uma das áreas mais propícias para a utilização de arranjos de sensores, aliada à implementação de técnicas de conformação de feixes, é a acústica submarina, cuja aplicação específica a ser tratada neste trabalho é o sistema sonar passivo.

Sonar é um acrônimo para *Sound Navigation and Ranging* (determinação de distância e navegação por som, em tradução livre). O sonar se aproveita da boa propagação de ondas acústicas no ambiente subaquático para transmitir e/ou captar sinais acústicos nesse ambiente para fins diversos, tais como: navegação; estimação de direção de chegada e medição de distância e velocidade de contatos; detecção, acompanhamento e classificação de contatos; etc.

Tipicamente, os sistemas sonar se dividem em ativo e passivo [17]. No sonar ativo, pulsos acústicos são transmitidos no mar a fim de serem captados seus ecos. Com isso, pode-se medir distâncias, a partir do tempo em que o eco reflete em um anteparo qualquer e retorna ao elemento sensor (já que a velocidade de propagação da onda no meio é, em geral, conhecida ou razoavelmente bem estimada), e velocidades, por meio do efeito *doppler*. Esse tipo de sonar, por um lado, possui como aspecto positivo o fato de os sinais de interesse captados serem conhecidos, já que costumam ser fortemente correlacionados com os transmitidos, o que facilita a sua

detecção e posterior processamento; por outro lado, justamente por injetarem sinais no meio, tais sistemas podem ser facilmente descobertos por inimigos, situação esta nada favorável no caso de um submarino de guerra, por exemplo.

Esse problema é solucionado com a adoção do sistema sonar passivo. Este, ao contrário da sua versão ativa, é silencioso, isto é, não emite qualquer sinal no ambiente, o que o torna mais apropriado para cenários bélicos, por exemplo, para fins de estimação de direção de chegada, embora também possa ser aplicado para a medição de distâncias [18], mediante certas condições. Em contrapartida, esse sistema apresenta uma grande desvantagem: ele precisa lidar com o ruído ambiente, bastante severo na maior parte dos casos, diga-se de passagem. Outro aspecto favorável é que o sonar passivo compreende um sistema mais simples se comparado com o ativo, por necessitar apenas de um equipamento receptor — o sonar ativo, por essência, precisa empregar tanto um transmissor quanto um receptor.

Um sistema sonar passivo é tradicionalmente subdividido em duas partes, denominadas parte molhada e parte seca. Como as próprias expressões já sugerem, a parte molhada compreende todos os componentes do sistema que possuem contato com a água, ou seja, os elementos hidro-acústicos (e.g. hidrofones, transdutores e *staves*), ao passo que a parte seca corresponde aos algoritmos de processamento de sinais, aplicados nas etapas de formação de feixes, tratamento de dados, apresentação e análises [6]. Nesse contexto, a cadeia de aquisição dos sinais é tida como o elo entre as partes molhada e seca.

Os sinais capturados pelo sistema sonar passivo são, por natureza, de banda larga. Dentre os tipos de sinais de interesse típicos encontrados nesse meio, produzidos por navios ou submarinos, vale citar: o ruído hidrodinâmico, como o de fluxo irradiado; o ruído de hélice, como o da sua cavitação; e o ruído de máquinas, como o de turbinas, geradores e bombas. Cada categoria de sinal costuma deter padrões característicos, conhecidos como assinaturas, emitindo, por exemplo, em faixas de frequências específicas.

Como esses sinais são, muitas vezes, de interesse estratégico, sua correta identificação é de fundamental importância. Nesse sentido, a escolha de um conformador de feixes apropriado e que forneça uma resposta precisa pode ser decisivo em se tratando de uma aplicação crítica como a do sonar passivo instalado em um submarino de guerra.

Mesmo que, atualmente, ainda seja comum o emprego de técnicas de conformação fixa, como o DaS, nos sistemas sonar passivo [15], os recentes avanços tecnológicos, que vêm trazendo melhorias nos equipamentos de *hardware* que compõem os sistemas modernos, podem tornar viável a implementação de técnicas mais sofisticadas de processamento espacial de sinais, as quais, apesar de demandarem maior esforço computacional, garantem resultados muito mais precisos e consistentes.

Por fim, dada a breve contextualização feita nesta seção, mostra-se válida, pertinente e oportuna a adoção do sistema sonar passivo, neste trabalho, como exemplo de aplicação real para a condução do estudo acerca das técnicas de conformação de feixes fixa e ótima no âmbito do processamento de sinais em arranjos de sensores.

Capítulo 3

Método Proposto

Neste capítulo, pretende-se apresentar o método proposto nesta dissertação para avaliar e comparar as técnicas de conformação de feixes fixa, representadas pelo DaS, e ótima, nomeadamente o MVDR, no contexto de aplicação em um UCA. A fim de cumprir este objetivo, serão introduzidas e detalhadas, em um primeiro momento, as métricas que serão utilizadas para comparar o seu desempenho, tanto no âmbito da conformação de feixes em si, como também da sua aplicação para a estimação de direção de chegada (*Direction of Arrival* - DoA). Adicionalmente, comparações relativas ao custo computacional de cada um desses algoritmos serão conduzidas, com o intuito de completar a análise.

Ao final, serão descritos os procedimentos adotados para a geração dos sinais simulados, os quais serão processados com vistas a validar a implementação dos algoritmos, bem como serão apresentados os conjuntos de dados reais, oriundos de uma aplicação de sonar passivo, selecionados para ilustrar a implementação dos algoritmos em uma situação prática.

3.1 Métricas a serem Avaliadas

Com a finalidade de possibilitar a avaliação objetiva do desempenho dos algoritmos de conformação de feixes introduzidos no capítulo anterior, diferentes métricas deverão ser aplicadas. São elas: o padrão de feixes (*beam pattern*), o gráfico do sinal de saída conformado e sua SINR (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*, ou Razão Sinal-Interferência-mais-Ruído), os gráficos de energia para estimação de DoA, conhecidos como Energia x Marcação x Tempo (ou *waterfall*), e o custo computacional, este último mensurado a partir do tempo de processamento. Os mecanismos empregados para avaliar tais aspectos serão discutidos a seguir.

3.1.1 Padrão de Feixes (*Beam pattern*)

O padrão de feixes é talvez a principal métrica de avaliação de desempenho e características dos conformadores de feixes. Por intermédio do gráfico do *beam pattern*, é possível analisar o comportamento do conformador, na forma de sua sensibilidade, ao longo de todas as direções, quando a conformação é executada para uma dada direção de chegada.

A geração do gráfico do *beam pattern* advém da expressão geral da resposta do conformador, $P(\phi, \phi_o)$, a qual pode ser formalizada a partir da substituição do resultado da Equação (2.11) na equação geral de saída de um conformador de feixes, introduzida pela Equação (2.22). Assim:

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathbf{w}^H(\phi_o)s(t)\mathbf{a}(\phi) \\ &= s(t)\mathbf{w}^H(\phi_o)\mathbf{a}(\phi) \\ &= s(t)P(\phi, \phi_o), \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde os índices ϕ_o e ϕ foram inseridos, respectivamente, nos vetores \mathbf{w} e \mathbf{a} , com o intuito de explicitar a dependência dos mesmos para com a direção desejada ϕ_o , no primeiro caso, para a qual o vetor de pesos ótimos é calculado, e para com a direção usada na varredura ϕ , no segundo caso. Tal varredura é realizada para todas as direções, de 0° a 360° (ou -180° a $+180^\circ$), discretizadas segundo um passo de ângulo Δ_ϕ .

A resposta do conformador, $P(\phi, \phi_o)$, é, então, definida conforme a equação abaixo:

$$P(\phi, \phi_o) = \mathbf{w}^H(\phi_o)\mathbf{a}(\phi). \quad (3.2)$$

A partir do resultado acima, define-se o vetor de resposta do conformador para uma dada direção de interesse, $\mathbf{P}(\phi_o)$, obtido do seguinte modo:

$$\mathbf{P}(\phi_o) = \begin{bmatrix} P(\phi_0, \phi_o) & P(\phi_1, \phi_o) & \cdots & P(\phi_{\Phi-1}, \phi_o) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde Φ é definido como o número total de direções utilizadas para a varredura, cujo passo é formalizado matematicamente como a diferença entre duas direções contíguas quaisquer $\phi_k - \phi_{k-1} = \Delta_\phi, \forall k \in [1, \dots, \Phi - 1]$.

Extraindo-se o módulo da resposta do conformador, a representação gráfica da sensibilidade do *beamformer*, através do *beam pattern* $\mathbf{B}(\phi_o)$, pode, finalmente, ser estabelecida:

$$\mathbf{B}(\phi_o) = \begin{bmatrix} B(\phi_0, \phi_o) & B(\phi_1, \phi_o) & \cdots & B(\phi_{\Phi-1}, \phi_o) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

onde

$$B(\phi, \phi_o) = 20 \log \left(\frac{|P(\phi, \phi_o)|}{\max \{|\mathbf{P}(\phi_o)|\}} \right), \quad (3.5)$$

e o operador $\max \{\cdot\}$ devolve a maior componente do vetor contido no índice, podendo opcionalmente ser aplicado à equação como fator de normalização, a fim de garantir que o valor de pico do *beampattern* seja igual a 1 (ou 0 dB).

Muito embora o arranjo explorado ao longo deste trabalho seja o UCA, é interessante analisar o caso específico do *beamformer* DaS aplicado ao ULA, cujo *beampattern* apresenta uma estrutura especial e pode ser formulado analiticamente, possuindo propriedades importantes que servem, inclusive, como referência para a conceituação de parâmetros relevantes de medida de desempenho em um *beampattern* genérico. A expressão dessa resposta, em função da direção ϕ , foi deduzida em [5] e é apresentada abaixo:

$$P_{\text{ULA}}(\phi) = \frac{1}{M} \frac{\sin \left(\frac{M\pi d}{\lambda} \sin \phi \right)}{\sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \phi \right)}, \quad (3.6)$$

onde a notação foi adaptada da literatura para compatibilizar com as definições feitas no capítulo anterior para o ângulo ϕ , de modo que $-90^\circ \leq \phi \leq +90^\circ$.

Uma ilustração para o *beampattern* da Equação (3.6), em módulo, considerando a implementação sobre um ULA padrão ($d = \lambda/2$) com $M = 8$ sensores, é encontrada na Figura 3.1.

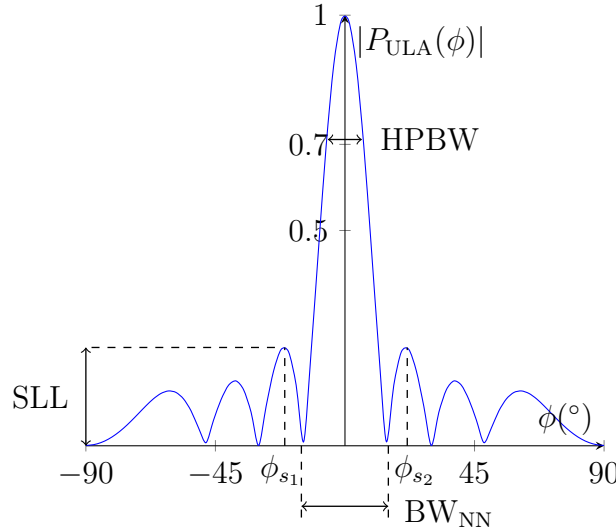


Figura 3.1: Exemplo de *beampattern* para um ULA padrão com $M = 8$ sensores.

Observando-se a estrutura geral do *beampattern* definido na Equação (3.6) e ilustrado na Figura 3.1, pode-se depreender uma série de parâmetros importantes para o entendimento e a avaliação precisa do seu comportamento para as diferen-

tes direções de chegada. Desses parâmetros, vale citar: a largura do feixe a meia potência (*Half-Power Beamwidth* - HPBW), a largura de feixe de nulo a nulo (*Null-to-Null Beamwidth* - BW_{NN}) e a amplitude do primeiro lóbulo secundário (*Sidelobe Level* - SLL).

O primeiro deles, HPBW, é calculado de forma que $|P_{ULA}(\phi)|^2 = 0,5$ ou, alternativamente, $|P_{ULA}(\phi)| = 1/\sqrt{2}$. Aplicando essa condição à Equação (3.6), temos:

$$HPBW = 2 \sin^{-1} \left(0,446 \frac{\lambda}{Md} \right). \quad (3.7)$$

Da Equação (3.7) podemos depreender que quanto maior o número de sensores no arranjo, isto é, quanto maior o valor de M , mais estreito será o feixe do lóbulo central e, portanto, mais diretivo será o *beam pattern*.

Já o segundo parâmetro citado, BW_{NN} , tem seu cômputo efetuado a partir da observação de que o *beam pattern* assume nulos quando, ao mesmo tempo, o numerador da Equação (3.6) é igual a zero e seu denominador é diferente de zero. Sendo assim, podemos formulá-lo como:

$$BW_{NN} = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{Md} \right). \quad (3.8)$$

A importância desse parâmetro decorre do fato de que ele está intimamente relacionado à resolução do arranjo, quantificando a sua capacidade de distinguir duas ondas planas que o atingem de direções muito próximas uma da outra. Tal característica é conhecida como o limite de resolução de Rayleigh [5].

Para medir o terceiro e último dos parâmetros do *beam pattern* aqui apresentados, basta notar que os lóbulos secundários atingem seu valor máximo quando o mesmo ocorre com o numerador da Equação (3.6). Dessa maneira, pode-se verificar que o pico do primeiro lóbulo secundário está localizado nas direções

$$\phi_{SLL} = \phi_{s_{1,2}} = \pm 2 \sin^{-1} \left(\frac{3\lambda}{4Md} \right). \quad (3.9)$$

Substituindo a expressão encontrada acima na Equação (3.6), obtemos a relação aproximada para a amplitude do primeiro lóbulo secundário:

$$SLL = P_{ULA}(\phi_{SLL}) \cong \frac{1}{M \sin \left\{ \frac{\pi d}{\lambda} \sin \left[2 \sin^{-1} \left(\frac{3\lambda}{4Md} \right) \right] \right\}}. \quad (3.10)$$

Convém ressaltar que os resultados obtidos nas Equações (3.6) a (3.10) são pertinentes ao *beam pattern* de um ULA. Apesar dessas equações não serem diretamente reproduzíveis para o caso de um UCA, por exemplo, para o qual expressões analíticas equivalentes não podem ser definidas, a avaliação empírica dos parâmetros apresen-

tados permanece de igual relevância como para o caso do ULA, pois permite a análise da influência de parâmetros de projeto, como o número de sensores do arranjo, na diretividade do lóbulo principal, atenuação dos lóbulos secundários, bem como a resolução do arranjo.

Adicionalmente, é preciso reforçar que o gráfico apresentado na Figura 3.1 refere-se a um arranjo projetado para uma determinada frequência de operação, na forma do comprimento de onda especificado λ , caracterizando um cenário em que o sinal de entrada é de banda estreita. Para o caso banda larga, que será tratado neste trabalho, o projeto do arranjo deverá considerar uma frequência de referência, tipicamente a maior frequência do sinal (menor comprimento de onda), em conformidade com a regra imposta pela Equação (2.14), a fim de evitar o já referenciado fenômeno de *aliasing* espacial.

Dessa forma, no caso banda larga, o *beam pattern* deverá ser apresentado não apenas para uma única frequência, mas sim para toda a banda de interesse, já que a resposta do arranjo será distinta para cada frequência dessa banda. O gráfico resultante, para casos como este, pode ser construído basicamente de três formas, ilustradas na Figura 3.2. Para fins desta dissertação, julgou-se que o gráfico da Figura 3.2c permite uma melhor visualização do *beam pattern*, pelo que será utilizado para mostrar os resultados para os casos banda larga.

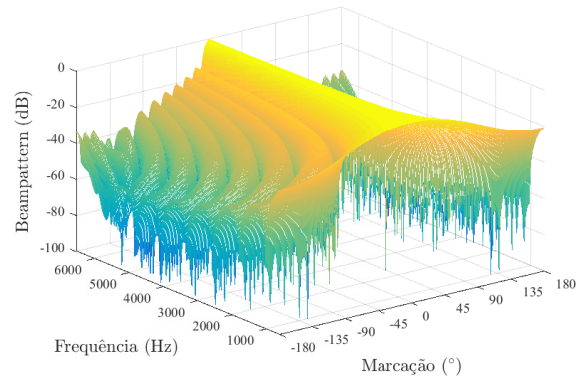
Cabe observar também que o cálculo do *beam pattern*, na prática, é realizado dentro de uma janela temporal, a ser definida com base nas características do cenário em que o arranjo está inserido e em que o processamento do *beamforming* será executado. Neste trabalho, as janelas temporais a serem empregadas serão definidas para cada um dos cenários tratados no capítulo seguinte.

3.1.2 Sinal de Saída Conformado e SINR

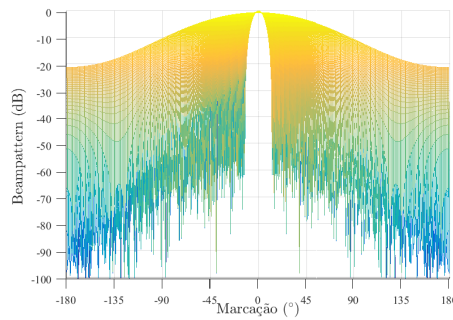
A utilização do sinal de saída conformado compreende mais uma métrica para avaliar o desempenho de um conformador de feixes. A partir dessa informação, é possível, por exemplo, comparar um ou mais sinais de entrada do sistema, que representam as frentes de onda incidentes sobre o arranjo nas diversas direções, com o sinal de saída após o processamento da conformação em uma direção específica. Evidentemente, tal comparação apenas se faz possível caso os sinais de entrada em questão estejam disponíveis.

Essa implementação é baseada na Equação (2.41), segundo a qual o sinal de saída resultante, representado pelo vetor \mathbf{y} , é expresso por

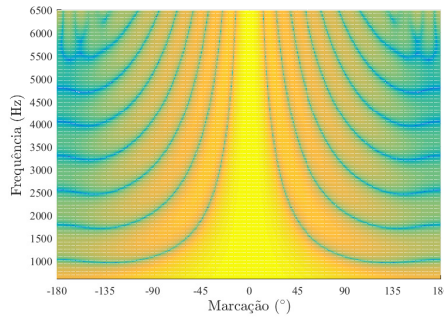
$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$



(a) *Beampattern* em três dimensões.



(b) *Beampattern* em duas dimensões – sobreposição de diversas componentes de frequência.



(c) *Beampattern* em duas dimensões – amplitude em escala de cores.

Figura 3.2: Exemplos de *beampatterns* de banda larga.

sendo o número total de amostras N estabelecido conforme a janela temporal escolhida.

Calculado este vetor de saída \mathbf{y} , basta exibi-lo em um gráfico, como o da Figura 3.3, no qual os sinais $y_1(n)$ e $y_2(n)$ caracterizam a resposta de dois *beamformers* hipotéticos, ao passo que o sinal $s(n)$ simboliza o sinal desejado que atinge o arranjo.

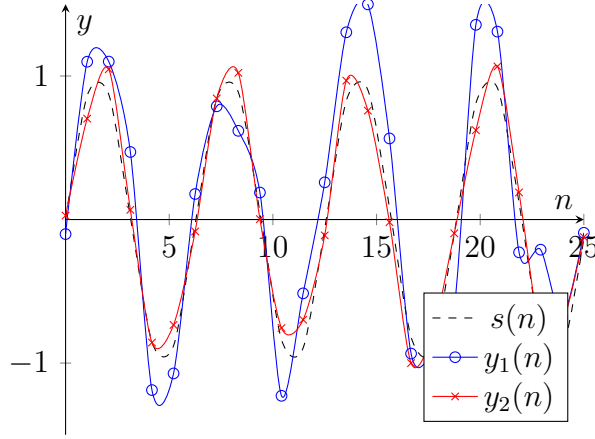


Figura 3.3: Exemplo de gráfico de sinal de saída conformado.

Assim, pode-se mensurar o erro existente, em cada uma das amostras, entre a saída conformada e o sinal desejado. Para quantificar tal medida, optou-se por empregar como ferramenta de análise a raiz quadrada do erro quadrático médio (*Root Mean Squared Error* - RMSE), cuja formulação é explicitada abaixo:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n) - s_d(n)|^2}, \quad (3.12)$$

na qual $s_d(n)$ vem a ser o sinal que atinge o arranjo na direção desejada no instante amostrado n .

De acordo com esse entendimento, dentre os *beamformers* hipotéticos representados pelas saídas 1 e 2 do gráfico da Figura 3.3, o *beamformer* 2 é o que obtém melhor resultado, uma vez que é capaz de acompanhar o sinal de interesse com um valor de RMSE menor que o *beamformer* 1.

De posse do sinal de saída conformado $y(n)$, é conveniente utilizar-se dessa informação para aplicar mais uma métrica de desempenho: a Razão Sinal-Interferência-mais-Ruído (SINR), mais especificamente, estimada por intermédio da relação entre a SINR de saída do sistema, SINR_{out} , e a SINR de entrada, SINR_{in} . Vale mencionar que essa relação pode ser interpretada igualmente como o ganho total do arranjo G_a , após aplicação da técnica de *beamforming*.

Para se chegar à expressão de G_a , inicialmente estabelece-se a definição geral da SINR, que coincide com a formulação da SINR de entrada do sistema:

$$\text{SINR}_{in} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{|s_d(n)|^2}{\left| \sum_{i=1}^{N_i} s_i(n) + \eta(n) \right|^2}, \quad (3.13)$$

onde $s_d(n)$ é o sinal desejado, $s_i(n)$ os sinais interferentes, totalizando N_i , e $\eta(n)$ é o ruído aditivo. A geração destes sinais para os cenários simulados será detalhada

na próxima seção.

Em seguida, parte-se para a formulação da SINR_{out} , estabelecida assim:

$$\text{SINR}_{out} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{|s_d(n)|^2}{|y(n) - s_d(n)|^2}. \quad (3.14)$$

Assim sendo, usando os resultados das Equações (3.13) e (3.14), o ganho do arranjo é deduzido da seguinte forma:

$$\begin{aligned} G_a &= \frac{\text{SINR}_{out}}{\text{SINR}_{in}} \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{|s_d(n)|^2}{|y(n) - s_d(n)|^2} \frac{\left| \sum_{i=1}^{N_i} s_i(n) + \eta(n) \right|^2}{|s_d(n)|^2} \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{\left| \sum_{i=1}^{N_i} s_i(n) + \eta(n) \right|^2}{|y(n) - s_d(n)|^2}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Por fim, o ganho do arranjo em decibels pode ser calculado como:

$$G_a \text{ (dB)} = 10 \log(G_a). \quad (3.16)$$

Dessa forma, analisando-se a SINR estimada após a aplicação das conformações fixa e ótima, será possível determinar a influência das especificidades de cada técnica no ganho do arranjo e, portanto, na sua performance ao realçar o sinal de interesse e anular as interferências.

3.1.3 Energia e Estimação de Direção de Chegada (DoA)

Um procedimento amplamente utilizado no âmbito do processamento de sinais em arranjos de sensores é a estimação de direção de chegada, ou *Direction of Arrival* (DoA). A estimação de DoA é realizada com o objetivo de mapear o cenário em que o arranjo está inserido, de modo a verificar a partir de quais direções existem sinais atingindo-o.

De posse dessa informação é possível, por exemplo, aplicar um conformador de feixes a uma das direções de chegada previamente detectadas pelo algoritmo de DoA, a qual será promovida a direção de interesse, com o intuito de reforçar a SNR do sinal advindo daquela direção, mitigando, assim, o efeito dos demais sinais, considerados interferentes. Dessa maneira, facilita-se a implementação de métodos que utilizam informações do sinal de interesse, tais como classificação e acompanhamento, e as análises conhecidas como LOFAR (*Low Frequency Analysis and Recording*) e DEMON (*Demodulation on Noise*) [17].

Existem diversas formas já consagradas na literatura para se implementar a estimação de DoA de forma eficiente [19], como, por exemplo, os métodos MUSIC, ESPRIT, dentre outros. Uma forma alternativa, e também amplamente empregada, é se utilizar dos benefícios da própria técnica de conformação de feixes para atingir esse objetivo.

Para tanto, basta realizar uma varredura em toda a faixa de direções consideradas relevantes para a aplicação, mediante um passo pré-definido, e executar a conformação de feixes em cada uma dessas direções individualmente. Assim, calculando-se a energia do sinal de saída conformado nessas direções, é possível descobrir em quais direções a potência do sinal é maior e, conseqüentemente, de quais direções advêm os sinais de maior intensidade.

Nesse sentido, a fim de tornar possível a obtenção dessa energia, parte-se da formulação introduzida na Equação (2.28). Tal formulação pode ser aprimorada considerando-se os casos distintos dos conformadores DaS e MVDR.

Para o DaS, ela pode ser obtida a partir da substituição do vetor de pesos \mathbf{w} pelo valor calculado na Equação (2.26), caso o arranjo seja um ULA, ou Equação (2.27), em se tratando de um UCA com elementos direcionais.

Por outro lado, caso o conformador seja um MVDR, utiliza-se a expressão para o vetor de pesos \mathbf{w} da Equação (2.36), a qual, substituindo-se na Equação (2.28), vem:

$$\begin{aligned}
E(t, \phi) &= \left(\frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}} \right)^H \mathbf{R}_{xx} \left(\frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}} \right) \\
&= \frac{\mathbf{a}^H (\mathbf{R}_{xx}^{-1})^H \mathbf{I} \mathbf{a}}{(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a})^H (\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a})} \\
&= \frac{(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a})^H}{(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a})^H (\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a})} \\
&= \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}}, \tag{3.17}
\end{aligned}$$

onde, além de terem sido omitidos os índices t e ϕ , a fim de facilitar a visualização do desenvolvimento das equações, foram empregadas relações algébricas elementares em $\mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{xx}^{-1} = \mathbf{I}$ e $(\mathbf{R}_{xx}^{-1})^H \mathbf{I} = (\mathbf{R}_{xx}^{-1})^H$, sendo \mathbf{I} a matriz identidade.

Finalmente, para ser apresentada em formato de gráfico, a energia é calculada para todas as direções de interesse, mediante um passo pré-definido, e expressa, em decibels, por:

$$E(\phi) \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{|E(\phi)|}{\max \{|\mathbf{E}(\phi)|\}} \right), \tag{3.18}$$

onde o vetor $\mathbf{E}(\phi)$ assume a estrutura

$$\mathbf{E}(\phi) = \begin{bmatrix} E(\phi_0) & E(\phi_1) & \cdots & E(\phi_{\Phi-1}) \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

e, de forma semelhante ao caso da Equação (3.5), o operador $\max\{\cdot\}$ pode ser aplicado como fator de normalização, para assegurar o valor de pico do gráfico em 1 (ou 0 dB).

Um resultado de grande relevância decorrente da aplicação do método de estimação de DoA é conhecido como gráfico *waterfall*, sendo muito usado em acústica submarina [17]. Um exemplo dessa categoria de gráfico pode ser visualizado na Figura 3.4.

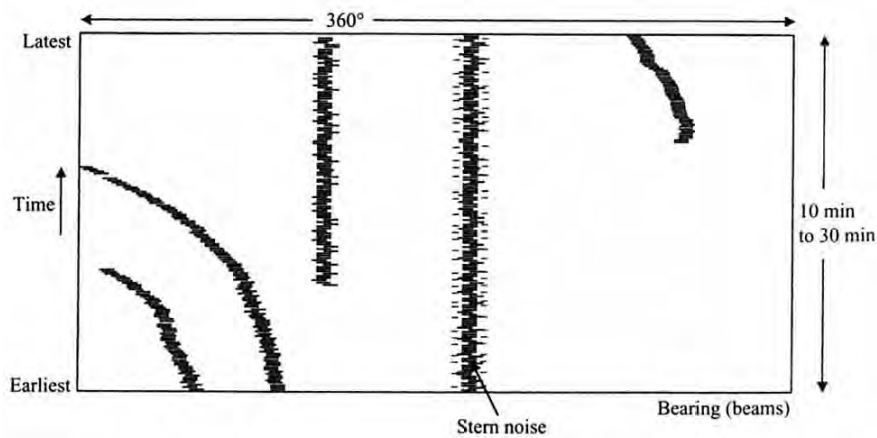


Figura 3.4: Exemplo de gráfico Energia x Marcação x Tempo, ou *waterfall* (imagem extraída de [17]).

Nesse gráfico, o eixo das abcissas representa as direções e o das ordenadas o tempo decorrido, ao passo que a intensidade das marcações caracteriza a energia do sinal resultante que atinge o arranjo na direção especificada. Por meio desse gráfico, portanto, viabiliza-se o mapeamento completo do cenário em que o arranjo se encontra.

Na presente dissertação, a capacidade de estimação de DoA por intermédio da conformação de feixes fixa e ótima será um dos mecanismos empregados para comparar o desempenho das referidas técnicas.

3.1.4 Custo Computacional

Para a análise do custo computacional dos algoritmos DaS e MVDR, serão consideradas as Equações (2.27) e (2.36), respectivamente, que realizam efetivamente o cálculo dos pesos ótimos para cada uma das referidas técnicas de *beamforming*. Observando-se tais equações a partir do ponto de vista da complexidade computacional [20], nota-se que, no primeiro caso, executar a conformação de feixes fixa baseada no DaS

apresenta complexidade $O(M)$, com M sendo o número de elementos do arranjo. Já para se realizar a conformação ótima a partir do MVDR, tem-se uma complexidade $O(M^3)$, ou seja, cúbica em M , o que ocorre por conta da inversão da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{xx} , necessária para a implementação do MVDR, tornando-o, por conseguinte, mais custoso computacionalmente que o DaS.

Com a finalidade de verificar, na prática, tal complexidade computacional teórica, será computado o tempo de processamento consumido para a execução do *beamforming*, considerando uma janela temporal pré-estabelecida, para ambos os conformadores, DaS e MVDR, mediante o uso das funções *tic* e *toc* do *software* MatlabTM.

A configuração da máquina utilizada para a realização dessas simulações compreende um computador pessoal com microprocessador Intel Core i3-2330M 2,20 GHz e 4 GB de memória RAM, rodando o sistema operacional Microsoft Windows 10 Home.

3.2 Experimentos com Sinais Simulados

A fim de possibilitar a análise prática dos algoritmos, serão gerados, em uma primeira etapa, dados de simulação por meio do *software* MatlabTM. Com isso, será possível validar o comportamento dos algoritmos de conformação de feixes em um ambiente controlado. Tendo sido cumprida essa etapa, parte-se, posteriormente, para uma análise mais realista, a qual será desempenhada com base em dados reais de um sistema de sonar passivo.

3.2.1 Definição dos parâmetros

Tendo em vista esse objetivo, a escolha dos parâmetros para a execução das simulações foi feita de modo a tornar este ambiente o mais próximo possível do cenário real a ser estudado. Sendo assim, são listados abaixo os principais parâmetros de configuração para a consecução dessas simulações:

- Diâmetro do UCA: $D = 1$ m
- Número de sensores (hidrofonos) do UCA: $M = 32$
- Velocidade da onda no meio (subaquático): $c = 1.500$ m/s
- Frequência de amostragem do sistema de aquisição: $f_s = 31.250$ Hz
- Banda de frequência processada pelo arranjo: $600 \leq B_f \leq 6.500$ Hz
- Faixa de varredura de ângulo: $-180^\circ \leq \phi \leq +180^\circ$

- Passo de varredura de ângulo: $\Delta_\phi = 1^\circ$
- Índice de sobreposição (*overlap*) das janelas temporais: $ov = 0,5 = 50\%$
- Número de iterações para o cálculo do tempo de processamento: $N_{it} = 100$

É importante ressaltar que os valores atribuídos aos parâmetros listados acima serão também utilizados para os experimentos com base em dados reais. Os valores dos demais parâmetros, por sua vez, serão informados na ocasião da apresentação dos resultados, no capítulo seguinte. Estes parâmetros restantes são os seguintes:

- Número de sinais interferentes gerados, N_i
- Número total de amostras, N
- Número de amostras da janela temporal, N_w
- Número de pontos da FFT, $N_{\text{FFT}} = N_w$
- Frequência (ou banda de frequências) dos sinais desejado (sinal de interesse) e interferentes, f_d (ou B_{f_d}) e f_i (ou B_{f_i})
- Direções de chegada dos sinais desejado (direção de interesse) e interferentes, ϕ_d e ϕ_i
- Razão Sinal-Ruído do sinal desejado (sinal de interesse), SNR
- Razão Interferência-Ruído dos sinais interferentes, INR_i (ou Razão Sinal-Interferência, SIR_i)

Adicionalmente, é preciso formalizar a definição da função que caracteriza a diretividade dos sensores, $g(\phi)$. Para tanto, tomamos como base, inicialmente, a modelagem deduzida em [21] para o fator de diretividade D , apresentada a seguir:

$$D = \frac{2^{(2m_D+2)}\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (1 + \sin\theta)^{m_D} (1 + \cos\phi)^{m_D} \sin\theta d\phi}, \quad (3.20)$$

onde m_D vem a ser o parâmetro de controle dessa diretividade. De posse do fator D , pode-se definir o ganho direcional $G(\phi)$, da seguinte forma:

$$G(\phi) = \frac{D}{2^{m_D}} \left[1 + \cos\left(\phi - \frac{2\pi m}{M}\right) \right]^{m_D}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1. \quad (3.21)$$

Por fim, chega-se à expressão final para a função diretividade adotada neste trabalho:

$$g(\phi) = \sqrt{G(\phi)}. \quad (3.22)$$

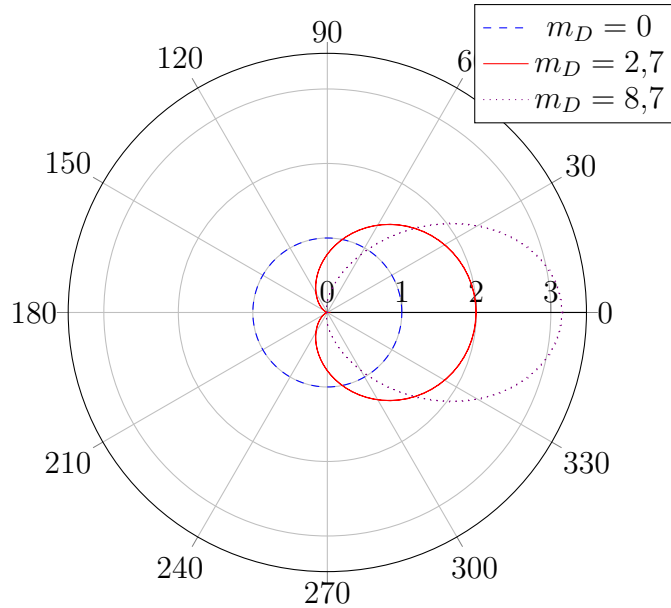


Figura 3.5: Diferentes modelos de diretividade dos hidrofones.

Vale frisar que, para os fins desta dissertação, assumimos que todos os hidrofones do arranjo apresentam o mesmo diagrama de recepção, sem qualquer tipo de perda, ao longo de toda a banda de frequências de operação B_f [6].

A título de ilustração, é válido mostrar a influência do parâmetro de controle de diretividade m_D na resposta individual do hidrofone. Por exemplo, a Figura 3.5 apresenta a função $g(\phi)$, calculada para diferentes valores de m_D , a saber, $m_D = 0$, 2,7 e 8,7.

No primeiro caso, tem-se um sensor omnidirecional, isto é, que capta sinais igualmente em todas as direções. Já no segundo caso, a curva estabelecida é um tipo de cardioide, sendo esta a função escolhida para ser implementada na caracterização da resposta dos hidrofones empregados neste trabalho, já que permite a descrição mais próxima do seu comportamento real. No terceiro caso, por sua vez, exibe-se uma curva na qual a resposta é ainda mais diretiva do que no caso anterior, de modo que, para sinais originados da região entre 90° e 270° , o hidrofone apresenta ganho muito baixo.

3.2.2 Geração dos Sinais de Banda Estreita

Os experimentos baseados em sinais simulados serão realizados em duas etapas. Primeiramente, serão gerados sinais em banda estreita. Esta etapa é de grande relevância, visto que a manipulação de sinais em banda estreita é mais simples quando comparada com a de sinais em banda larga, possibilitando, assim, a realização de um estudo preliminar de mais fácil visualização acerca das principais características das técnicas de conformação de feixes fixa e ótima tratadas neste trabalho.

Cada sinal em banda estreita a ser gerado, seja ele de interesse ou interferente, deverá seguir a lei de formação definida na Equação (2.1), amostrado de acordo com o período de amostragem T_s . Como exemplo, vejamos a expressão que descreve a geração de um sinal desejado genérico $s_d(n)$:

$$s_d(n) = e^{j2\pi f_d n T_s}. \quad (3.23)$$

Este sinal, conforme já visto, caracteriza uma frente de onda plana de campo distante que atinge o arranjo. A amostragem espacial deste sinal pelos sensores que compõem o arranjo produz o vetor de sinais de entrada \mathbf{x}_d , conforme descrito a seguir:

$$\mathbf{x}_d(n) = \mathbf{a}(\phi_d) s_d(n), \quad (3.24)$$

em que o *steering vector* $\mathbf{a}(\phi_d)$ possui sua estrutura determinada de acordo com o tipo de arranjo implementando. Por exemplo, ela é definida pela Equação (2.13), no caso de um ULA, ou pela Equação (2.21), em se tratando de um UCA com elementos direcionais.

Além disso, para construir a modelagem dos cenários de simulação para o caso de banda estreita, diversos sinais podem ser gerados, os quais serão caracterizados como sinais interferentes $s_i(n)$, com $i = 1, \dots, N_i$, a partir da seguinte formulação:

$$s_i(n) = 10^{-\frac{\text{SIR}_i}{20}} e^{j2\pi f_i n T_s}. \quad (3.25)$$

A amostragem espacial desses sinais nos sensores do arranjo, igualmente ao caso do sinal desejado, irá gerar o vetor de entrada $\mathbf{x}_i(n)$, de construção análoga à da Equação (3.24):

$$\mathbf{x}_i(n) = \mathbf{a}(\phi_i) s_i(n). \quad (3.26)$$

A fim de completar a geração dos sinais de banda estreita, é preciso observar que, no ambiente considerado, tem-se a presença do ruído, o qual, para os fins deste trabalho, será considerado homogêneo e isotrópico, completamente independente e decorrelacionado dos demais sinais, na forma de um ruído aditivo gaussiano (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN), denotado por $\eta(t)$, de média zero e variância definida conforme a SNR adotada para cada cenário abordado no capítulo seguinte. Inserindo-se, então, a influência do ruído na modelagem desenvolvida, por meio da sua versão amostrada no tempo $\eta(nT_s) \equiv \eta(n)$, chegamos à expressão final para o sinal nos sensores:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}_d(n) + \sum_{i=1}^{N_i} \mathbf{x}_i(n) + \boldsymbol{\eta}(n), \quad (3.27)$$

na qual o vetor que representa o ruído $\boldsymbol{\eta}(n)$ possui todas as suas componentes independentes e descorrelacionadas entre si, cada uma delas correspondendo ao ruído presente em um dos sensores do arranjo, mediante a seguinte estrutura:

$$\boldsymbol{\eta}(n) = \begin{bmatrix} \eta_0(n) & \eta_1(n) & \cdots & \eta_{M-1}(n) \end{bmatrix}^T. \quad (3.28)$$

Convém ressaltar que os sinais até então representados para fins de simulação caracterizam-se como sinais coerentes, o que significa que eles atingem o arranjo sincronizados em fase. Para gerar sinais não coerentes, adaptamos a formulação das Equações (3.23) e (3.25), inserindo uma componente de fase aleatória $\tau_a(n)$, obtendo:

$$s_d(n) = e^{j2\pi[f_d n T_s + \tau_a(n T_s)]}, \quad (3.29)$$

para o sinal desejado, e

$$s_i(n) = 10^{-\frac{\text{SIR}_i}{20}} e^{j2\pi[f_i n T_s + \tau_a(n T_s)]}, \quad (3.30)$$

para sinais interferentes.

A partir dessa formulação adaptada, consegue-se simular sinais não coerentes incidindo sobre o arranjo, ampliando-se, assim, as possibilidades de geração de diferentes cenários para as simulações.

3.2.3 Geração dos Sinais de Banda Larga

A geração dos sinais de banda larga é implementada a partir da emulação de um processo aleatório $\rho(n)$ submetido a uma filtragem no tempo por intermédio de um filtro passa-faixa, delimitado pelas frequências f_1 e f_2 , as quais terão seus valores atribuídos em cada caso discutido no capítulo seguinte. Por possuir estabilidade assegurada e ter uma implementação simples, o tipo de filtro escolhido foi o FIR (*Finite Impulse Response*) [22], isto é, de resposta ao impulso finita, aqui denotada por \mathbf{h} . Desse modo, as expressões que definem os sinais desejado e interferentes gerados para as simulações são, respectivamente:

$$s_d(n) = \sum_{k=0}^{N_o} h_k \rho(n - k) \quad (3.31)$$

e

$$s_i(n) = 10^{-\frac{\text{SIR}_i}{20}} \sum_{k=0}^{N_o} h_k \rho(n - k), \quad (3.32)$$

em que N_o simboliza a ordem do filtro FIR, de tal forma que seu comprimento é definido como $N_o + 1$.

Os coeficientes h_k são projetados de acordo com uma janela do tipo Hamming [22], dado que esta apresenta uma atenuação significativa na faixa de rejeição ($A = 53$ dB), aliada a uma largura de faixa de transição relativamente pequena ($\Delta\omega = 3,3 \times 2\pi/N_o$).

Posteriormente, tal qual ocorreu para o caso banda estreita, cada sinal genérico $s(n)$ deve ser multiplicado pelo *steering vector* correspondente, que irá efetivamente caracterizar a sua amostragem espacial pelos sensores do arranjo. No entanto, e conforme já foi explicado previamente neste trabalho, para sinais em banda larga esse conceito não se aplica diretamente.

Por conta disso, a FFT é aplicada em cada sinal $s(n)$ individualmente, passando o processamento para o domínio da frequência, de modo a se operar, em cada *bin* de frequência separadamente, a multiplicação do sinal $S(k)$ pelo *steering vector* correspondente à frequência definida por aquele *bin*. A partir da FFT inversa obtém-se a expressão do sinal amostrado espacialmente nos sensores $\mathbf{x}(n)$. Esse procedimento encontra-se detalhado na Subseção 2.3.2.

3.3 Experimentos com Sinais Reais

Posteriormente à execução dos experimentos baseados em sinais simulados, sinais reais serão empregados com a finalidade de completar o estudo comparativo quanto ao comportamento dos algoritmos de *beamforming* frente a dados de entrada obtidos a partir de amostras coletadas em um ambiente real.

Para tanto, foram empregados dois conjuntos de dados oriundos de um sistema real de sonar passivo. Tais dados foram disponibilizados pelo Instituto de Pesquisas da Marinha - IPqM, na ocasião da primeira edição do Prêmio Talento ETAS, parte integrante do XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina - ETAS, ocorrido no ano de 2016.

Constituindo uma etapa do projeto denominado Sonar Passivo Nacional - SONAP, em execução por parte do Grupo de Sistemas Acústicos Submarinos - GSAS do IPqM, o processo de aquisição desses dados transcorreu por meio da assim chamada Comissão SONAP-I Baía de Guanabara - Rio de Janeiro/RJ, realizada no período de 17 a 22 de agosto de 2015 com o apoio do Aviso de Pesquisas “Aspirante Moura”, navio subordinado ao Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira - IEAPM. O objetivo principal da comissão era demonstrar a tecnologia de um sonar passivo através do mapeamento acústico do tráfego das barcas Rio-Niteroi e dos navios que demandam o porto do Rio de Janeiro.

No que tange às características técnicas do processo de obtenção dos dados, destaca-se que a embarcação encontrava-se posicionada a latitude $22^{\circ}54'S$ e longitude $43^{\circ}09'W$. A profundidade local, por sua vez, era de 10 a 15 m, ao passo que a

profundidade do arranjo era de 5 m.

A respeito da configuração do arranjo utilizado, este consistia de um CHA de 1 m de diâmetro (que pode ser visto na Figura 3.6), formado por 32 *staves* (barrotes) agrupados de forma cilíndrica, cada qual contendo 3 hidrofones. Os *staves* são estruturas que encapsulam os hidrofones em material específico, a fim de protegê-los do contato direto com a água salgada e garantir que estes não percam suas propriedades. Vale destacar que estes *staves* são projetados de modo a abafar um de seus lados, direcionando, assim, o feixe de recepção.

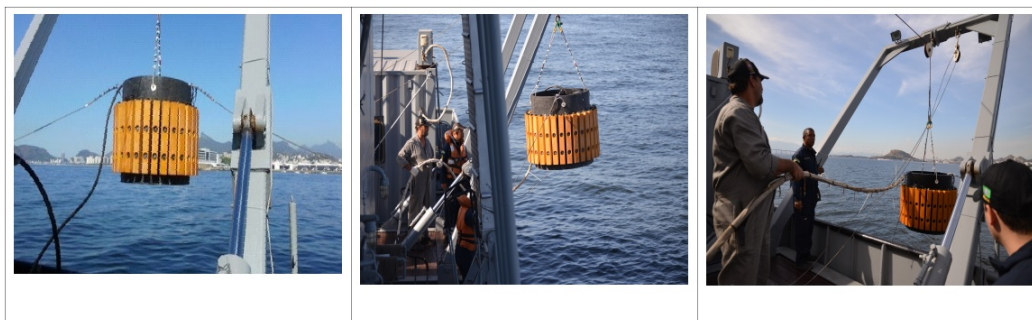


Figura 3.6: CHA empregado na comissão SONAP-I (imagem extraída de [6]).

Em cada *stave*, os hidrofones são interconectados, de maneira que o sinal resultante do *stave* é a soma dos sinais de cada hidrofone; logo, o CHA de 32 *staves* (96 hidrofones) pode ser entendido como um UCA de 32 hidrofones. Cabe ressaltar que estes hidrofones são aqui considerados homogêneos, apresentando uma resposta em frequência constante de 600 Hz a 10 kHz.

O sistema de aquisição é caracterizado por ser amostrado à frequência de 31.250 Hz, e por conter um filtro anti-*aliasing* sintonizado em 6,5 kHz, bem como um filtro passa-altas em 600 Hz.

Os dados resultantes desse experimento foram divididos em dois conjuntos distintos, a saber, Conjunto A e Conjunto B.

3.3.1 Conjunto de Dados A

No Conjunto A, foi registrado um cenário em que um navio mercante saía da Baía de Guanabara. O gráfico *waterfall* que descreve este cenário está apresentado na Figura 3.7, gerado a partir do Sistema de Detecção, Acompanhamento e Classificação de Contatos - SDAC, desenvolvido pelo IPqM.

Nesse gráfico, o eixo x corresponde às direções de observação, também chamadas de marcações, medidas em graus ($^{\circ}$), enquanto o eixo y define o tempo, o qual tem seu aumento definido no sentido de baixo para cima, conforme a seta desenhada no gráfico. A energia é quantificada por meio da coloração verde: quanto mais claro, maior a energia daquele contato.

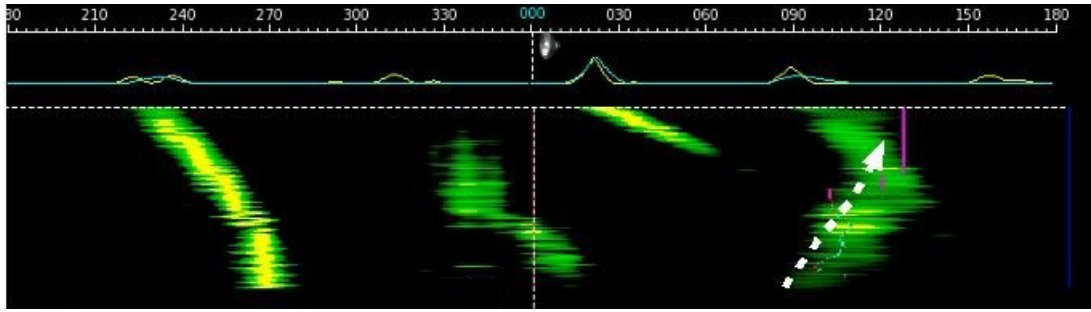


Figura 3.7: Conjunto de Dados A – gráfico *waterfall* (imagem extraída de [6]).

A partir da observação do gráfico, pode-se notar a presença de um contato deslocando-se da marcação 90° para a marcação 120° (conforme anotações no próprio gráfico). Os demais pontos de maior energia devem-se possivelmente a outras embarcações não identificadas que passavam no momento da coleta dos dados, já que havia um fluxo intenso de barcas Rio x Niterói e lanchas de práticos na ocasião.

3.3.2 Conjunto de Dados B

O Conjunto B, por sua vez, registrou um cenário onde ocorria um tráfego marítimo intenso. Uma ideia da configuração deste cenário pode ser obtida a partir do gráfico *waterfall* da Figura 3.8, o qual apresenta as mesmas configurações de eixos descritas na subseção anterior para o Conjunto A.

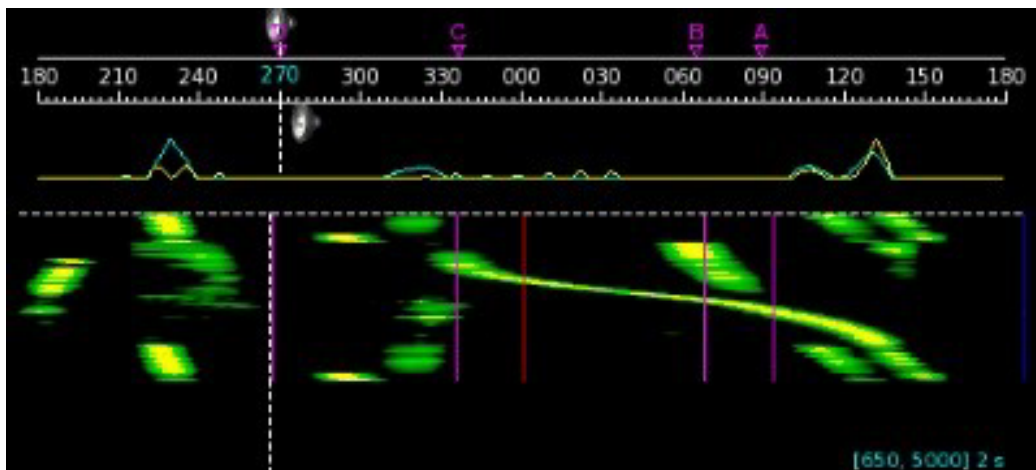


Figura 3.8: Conjunto de Dados B – gráfico *waterfall* (imagem extraída de [6]).

Adicionalmente, convém chamar a atenção, neste conjunto de dados, para uma característica bastante interessante: um ponto de cruzamento de duas embarcações. Essa interseção é destacada na Figura 3.9, que também retrata uma imagem real da disposição dos contatos no momento desse cruzamento. Tal característica do Conjunto B, portanto, pode ser muito útil para ser aproveitada para fins de comparação da resolução dos algoritmos de *beamforming* aplicados na estimação de DoA.

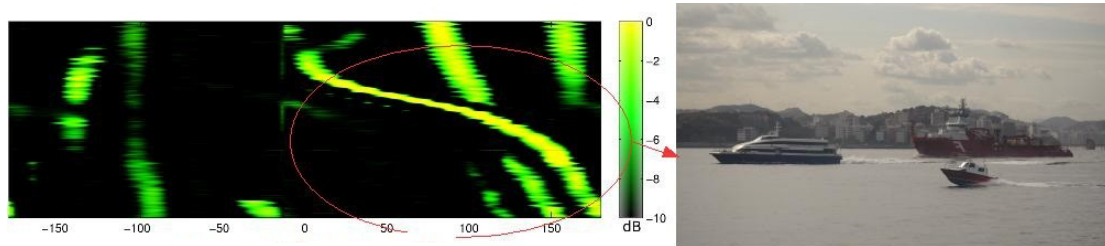


Figura 3.9: Conjunto de Dados B – gráfico *waterfall* com fotografia do cenário (imagem extraída de [6]).

Capítulo 4

Resultados e Discussões

Neste capítulo, serão exibidos, com o auxílio das métricas estabelecidas na Seção 3.1, todos os resultados atinentes a cada um dos seis cenários formulados, bem como serão apresentadas discussões relevantes tomando como base os resultados alcançados. Os cenários mencionados são categorizados em: Cenário 1, representando um contexto simples, em banda estreita; Cenário 2, correspondente a um ambiente mais complexo, ainda em banda estreita; Cenário 3, caracterizando um ambiente simples, mas agora em banda larga; Cenário 4, que corresponde a um contexto complexo, em banda larga; Cenário 5, que compreende o contexto real gravado no Conjunto de Dados A; e Cenário 6, o qual é constituído pelas gravações realizadas para o Conjunto de Dados B.

4.1 Cenários Simulados em Banda Estreita

Os cenários simulados de banda estreita são dois: o Cenário 1, mais simples, com apenas um sinal desejado e um sinal interferente ($N_i = 1$); e o Cenário 2, mais complexo, que representa um ambiente hostil, envolvendo um sinal desejado e três sinais interferentes ($N_i = 3$). Para essa implementação foram utilizadas as definições feitas nas Subseções 3.2.1 e 3.2.2.

Adotamos, nesta seção, a frequência $f = 3,5$ kHz para os sinais incidentes, por ser, aproximadamente, a frequência média da banda considerada na aplicação B_f , e ser apropriada para avaliar o desempenho dos conformadores nos cenários criados.

4.1.1 Cenário 1: Simples

Para o Cenário 1, foram atribuídos os seguintes valores aos parâmetros de simulação:

- $N_i = 1$
- $N = N_w = 31.250$ amostras ($T = 1$ s)

- $f_d = f_i = 3,5$ kHz
- $\phi_d = 0^\circ$
- $\phi_i = +100^\circ$
- SNR = 0 dB
- INR = +10 dB (SIR = -10 dB)

O valor do tamanho escolhido para a janela temporal, N_w , sobre a qual serão efetivamente processados os algoritmos de *beamforming*, é justificado pela análise do gráfico da Figura 4.1, que ilustra o comportamento do RMSE, formulado na Equação (3.12), conforme variamos o tamanho dessa janela.

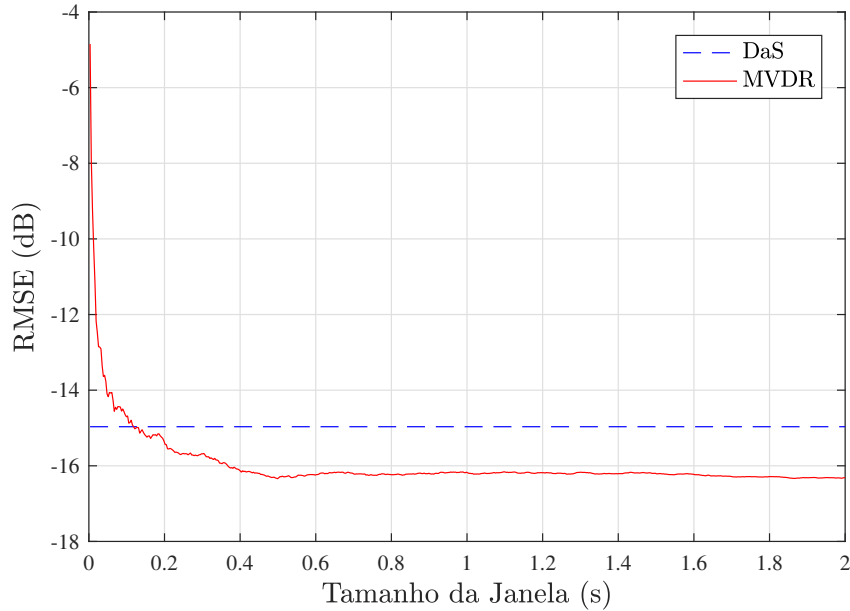


Figura 4.1: Definição do tamanho da janela de tempo para execução do *beamforming* para o Cenário 1.

Primeiramente, vale frisar que, fazendo-se uma observação inicial do gráfico, vê-se que a resposta do *beamformer* DaS não é influenciada pelo tamanho da janela, conforme esperado, já que, como foi mostrado no Capítulo 2, este não leva em conta os sinais de entrada para o cômputo do vetor de pesos.

Em segundo lugar, depreendemos também, do gráfico, que não é conveniente escolher um tamanho de janela inferior a $T_w = 0,4$ s, já que, até este ponto, o RMSE do MVDR ainda encontra-se em declínio. Após isso, ele atinge a convergência. Logo, para se evitar o uso de uma janela demasiadamente longa (o que elevaria o custo computacional desnecessariamente), e ao mesmo tempo assegurando-se uma margem de tolerância, optou-se por adotar $T_w = 1$ s, ou seja, $N_w = 31.250$ amostras.

Uma interpretação alternativa para esse problema, conhecida na literatura, considera-o como sendo o erro na estimativa da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{xx} , calculada por meio da Equação (2.29). Assim sendo, de uma forma geral, quanto mais amostras (ou *snapshots*) do sinal de entrada disponíveis nos sensores, menor será esse erro.

Caso essa premissa não seja satisfeita, [23] e [24] propõem um *beamformer* robusto, concebido, respectivamente, para sensores omnidirecionais e direcionais, empregando a técnica de *diagonal loading* [2], isto é, somando determinado valor (e.g. o traço da própria matriz \mathbf{R}_{xx}) a cada um dos elementos da diagonal dessa matriz. Citada técnica é aprimorada em [25].

Convém mencionar que a solução acima é implementada, naqueles trabalhos, com o auxílio de uma técnica de pré-processamento denominada *phase-mode transformation* [26], que mapeia o UCA em um ULA virtual (sem significado físico) a fim de obter um *steering vector* com estrutura de Vandermonde. Essa estrutura é caracterizada por impor desvios de fase lineares, progressivos ao longo dos sensores do arranjo, levando a uma estrutura matemática mais simples, concisa e fácil de se manipular. Por esse motivo, diga-se de passagem, diversos algoritmos foram desenvolvidos inicialmente para o ULA, como ESPRIT, *root-MUSIC*, *spatial smoothing* (ou *spatial averaging*), dentre outros.

Retomando a análise, partimos para o processamento do *beamforming*, dadas as condições descritas no início desta subseção. O resultado pode ser consultado nos *beampatterns* do DaS e do MVDR representados na Figura 4.2, onde as linhas verticais pontilhadas em verde simbolizam as direções de chegada dos sinais simulados.

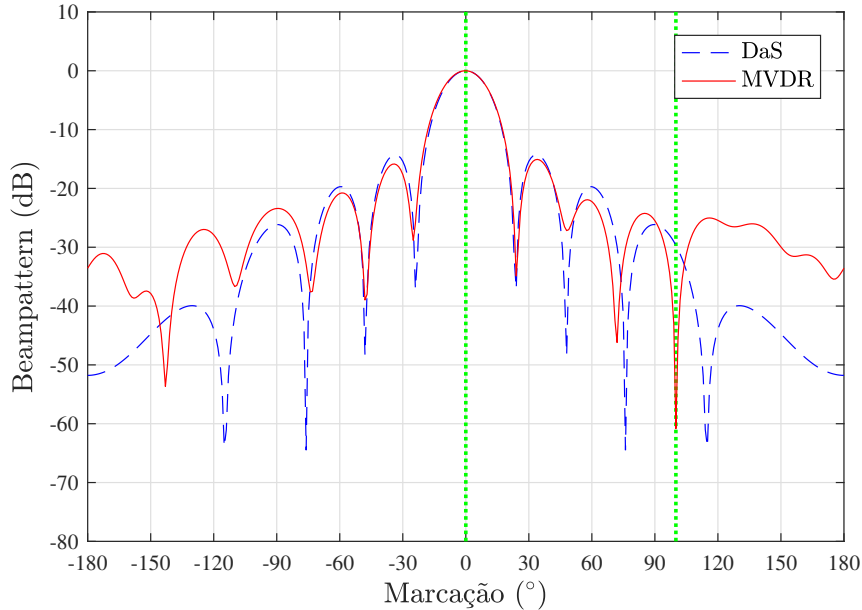


Figura 4.2: *Beampatterns* do DaS e do MVDR para o Cenário 1 — as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

Na figura, é possível notar que ambos atribuem ganho unitário na direção de interesse, de modo a deixar passar, sem qualquer atenuação, o sinal desejado. Em contrapartida, percebe-se, também, com clareza, a imposição de um nulo na direção interferente por parte do MVDR. Enquanto o DaS mantém -30 dB na direção da interferência, o MVDR consegue atenuar o sinal nessa marcação a -60 dB. Isso evidencia a capacidade deste algoritmo de anular as interferências, de tal forma que, quanto maior a INR destes sinais, mais forte será a atenuação criada nas direções correspondentes.

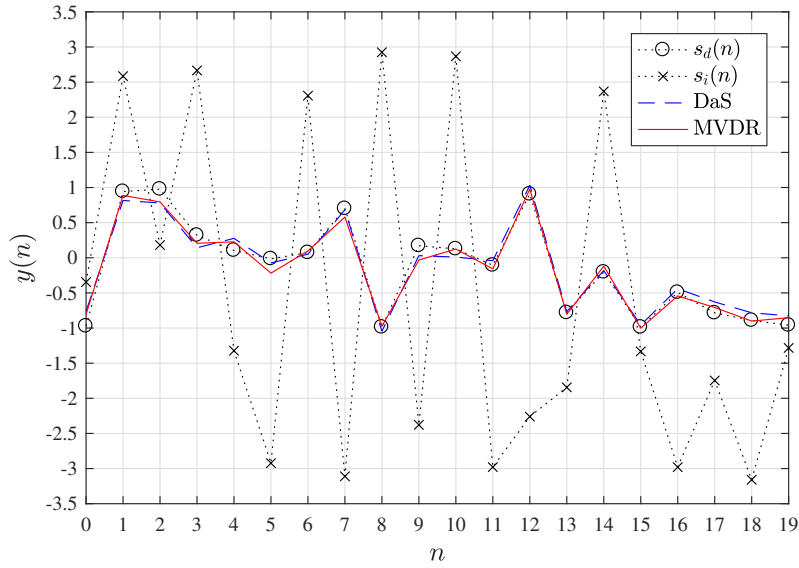
Em adição a isso, muito embora se possa identificar, em seu padrão de feixes, que o DaS apresenta atenuação considerável em outras marcações, como, por exemplo, em torno de -75° , com -64 dB, contra aproximadamente -33 dB do MVDR, tal fato não acarreta melhoria substancial na resposta do conformador, visto que, nessas regiões, há tão somente a presença de ruído. Já inserir nulos em direções interferentes, papel do MVDR, mostra-se muito mais efetivo no aumento da SINR de saída. Essa ideia será corroborada ao longo da apresentação dos resultados neste capítulo.

Com o apoio da Figura 4.3a, na qual são traçados os gráficos do sinal de saída conformado na direção de interesse, podemos identificar o reflexo da imposição desses nulos pelo MVDR. Isso porque, computando o RMSE relativo a este cenário, obtemos um valor estimado 16% inferior em favor do MVDR, comparado com o DaS. A partir disso, podemos verificar que, para este cenário, o MVDR conseguiu acompanhar um pouco melhor o sinal desejado do que o DaS.

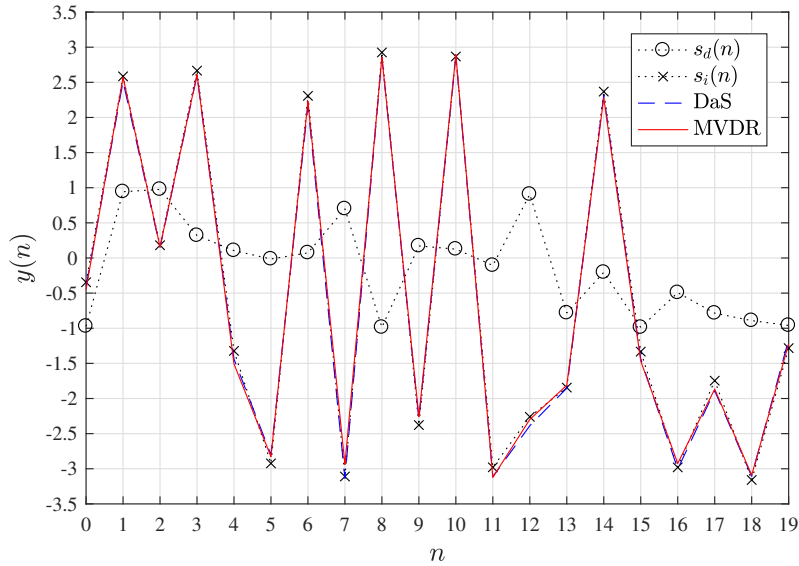
Para ilustrar a habilidade dos conformadores de apontar eletronicamente o arranjo para determinada direção, aumentando a SINR resultante do sinal oriundo daquela direção, é mostrado, no gráfico da Figura 4.3b, os sinais de saída quando se direciona o arranjo, por meio da aplicação de um novo vetor de pesos, para a direção do sinal interferente. Nela, vê-se, claramente, que ambos os *beamformers* deixam de tentar acompanhar o sinal anteriormente de interesse para seguir o sinal interferente.

Ainda no âmbito do sinal de saída conformado, registrou-se, no gráfico da Figura 4.4, a ação da variação da SNR de entrada na SINR de saída. Desse gráfico é possível depreender que, antes do ponto em que $\text{SNR}_{in} = 12$ dB, identifica-se uma tendência de diferença constante, de cerca de 2 dB para o MVDR. Essa diferença relativamente pequena é justificada pelo fato de que o cenário em questão é simples, com apenas uma interferência localizada em uma direção muito distinta daquela do sinal de interesse, e por esse motivo a anulação dessa interferência pelo MVDR não causa grande influência na resposta desse conformador.

Por outro lado, após esse ponto, vemos que o MVDR passa a entregar um sinal de saída menos fiel ao sinal de interesse do que o DaS. Esse resultado evidencia



(a) $\phi_o = \phi_d = 0^\circ$



(b) $\phi_o = \phi_i = 100^\circ$

Figura 4.3: Gráficos do sinal de saída conformado do DaS e do MVDR para o Cenário 1.

uma limitação do MVDR: para situações em que a SNR do sinal de interesse é elevada (este limiar varia conforme o cenário considerado), a resposta do MVDR é degradada, devido à presença muito forte do sinal de interesse em relação ao ruído naquele ambiente. Esse efeito é potencializado quando se tem uma imprecisão na estimação do *steering vector*, o que frequentemente ocorre em situações práticas. Um exemplo sobre esse tópico será apresentado no Cenário 3.1.

Dando prosseguimento à análise do Cenário 1, mostram-se, na Figura 4.5, os gráficos de Energia x Marcação x Tempo, ou *waterfall*, construídos a partir dos dados deste cenário. Estes gráficos são de grande utilidade para a estimação de

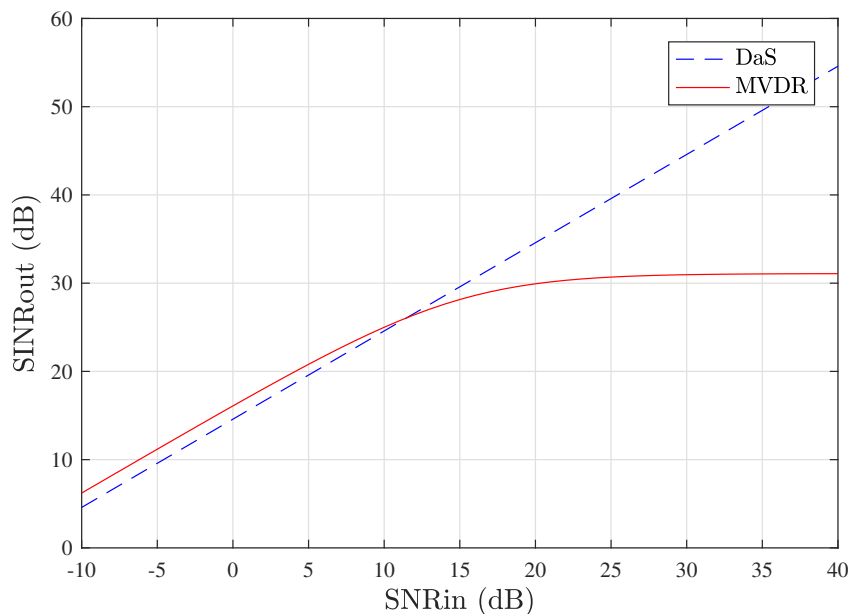


Figura 4.4: Variação da SINR de saída, em função da SINR de entrada, do DaS e do MVDR para o Cenário 1.

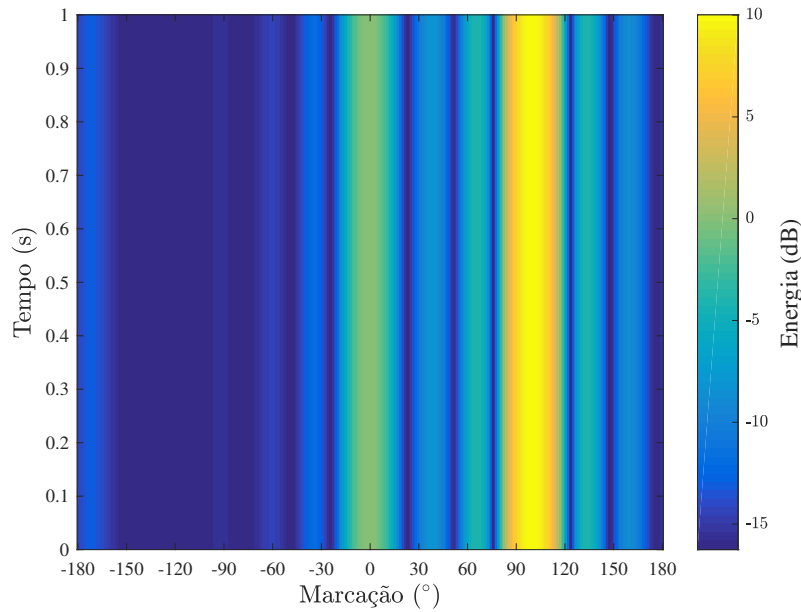
DoA, por realizarem um mapeamento completo das fontes emissoras no ambiente considerado.

Observa-se, no *waterfall* da Figura 4.5a, correspondente ao algoritmo DaS, que são reforçadas as marcações dos sinais desejado e interferente, demonstrando que, nessas marcações, o arranjo está coletando maior energia de recepção, energia esta devidamente proporcional à SNR/INR dos sinais. Entretanto, podem ser notadas, também, raias de menor energia em direções contíguas, ocasionadas pelos lóbulos secundários existentes no *beam pattern* do DaS, que, apesar de não caracterizarem fontes emissoras de fato, podem ser confundidas como tais, e, por conta disso, sua presença é indesejada em um diagrama de DoA.

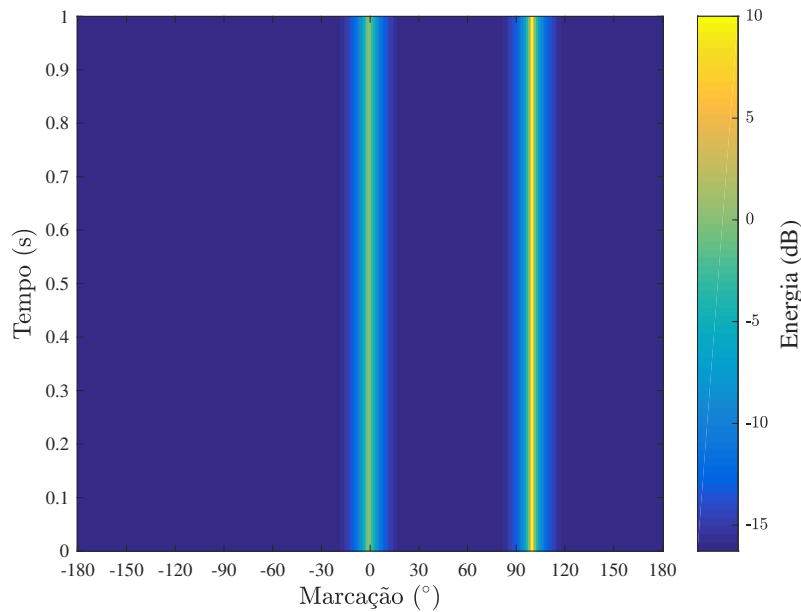
Tais raias, em contrapartida, não aparecem no *waterfall* referente ao MVDR, visto na Figura 4.5b. A capacidade de impor nulos nas direções interferentes permite a esta técnica um incremento significativo na resolução da estimativa de DoA. Por isso, esse algoritmo é conhecido pelo termo de super-resolução. Esse aspecto de extrema relevância da conformação ótima ficará ainda mais evidente no próximo cenário simulado, onde será exemplificada a sua habilidade de discernir duas fontes emitindo em marcações muito próximas.

O gráfico de energia pode ser analisado com maior precisão com o auxílio da Figura 4.6, que apresenta a energia estimada na janela temporal para ambos os métodos. Nela, fica nítido o maior grau de resolução fornecido pelo MVDR, bem como a ausência de efeitos devido aos lóbulos laterais no caso deste método.

Em se tratando do tempo de processamento requerido para cada uma das técnicas, foram construídos histogramas, disponíveis para visualização na Figura



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.5: Gráficos *waterfall* para o Cenário 1.

4.7, com base em múltiplas realizações de ambos os algoritmos. As linhas verticais pontilhadas nos gráficos demarcam o valor médio obtido para o tempo de execução em cada um dos casos.

A partir da análise dos histogramas, depreende-se que o algoritmo DaS leva, em média, 29 ms para realizar a conformação, ao passo que, para o MVDR, o tempo médio de execução é de 42 ms, o qual é justificado pela necessidade do cômputo da inversa da matriz de autocorrelação do sinal de entrada (conforme já foi explicado na Subseção 3.1.4). As barras laterais caracterizam a dispersão dos resultados no

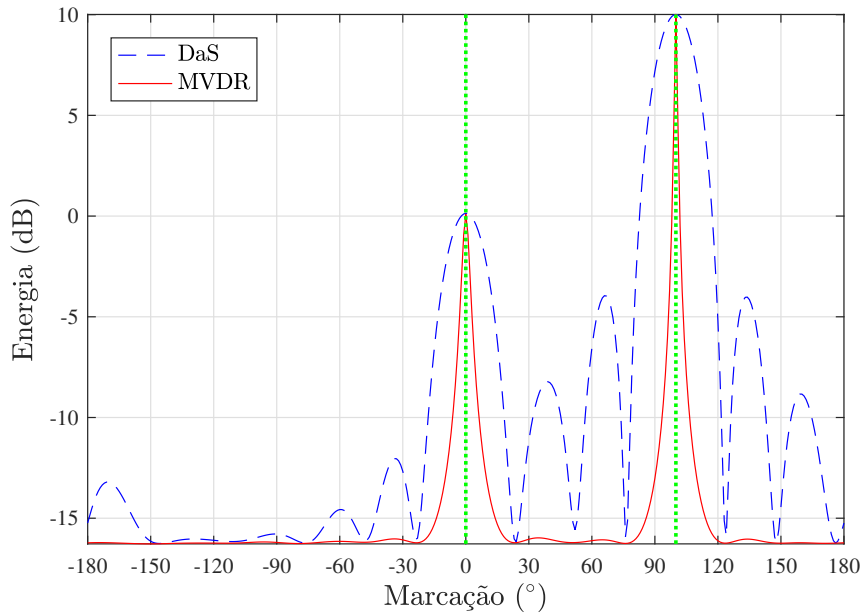


Figura 4.6: Gráficos de energia do DaS e do MVDR para o Cenário 1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

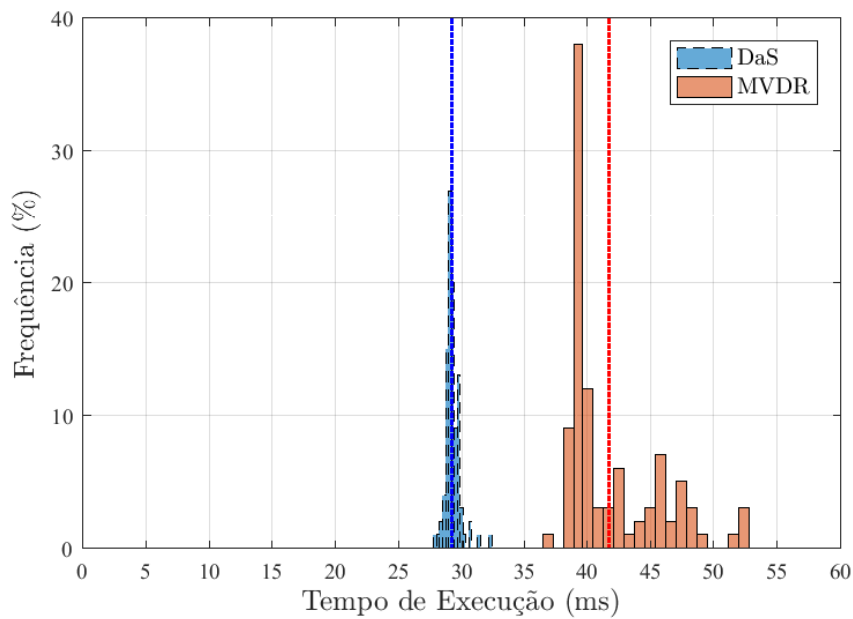


Figura 4.7: Tempos de execução dos *beamformings* DaS e MVDR para o Cenário 1.

entorno do valor médio, dispersão esta justificada pela alternância de processos por parte do sistema operacional no decorrer das simulações, o que leva a tempos de processamento ligeiramente menores ou maiores a cada rodada do algoritmo.

A título de complemento ao estudo do Cenário 1, é proposta uma simulação adicional, cuja finalidade é demonstrar os benefícios da utilização de sensores direcionais

no UCA. Para tanto, serão apresentados resultados, no que denominamos Cenário 1.1, a partir da suposição de que os sensores empregados sejam omnidirecionais.

Nesse sentido, mostram-se, na Figura 4.8, os padrões de feixes gerados a partir de um UCA com sensores omnidirecionais, comparados, para referência, com os produzidos a partir do emprego de sensores direcionais. Por conta da peculiaridade que esse tipo de sensor tem de coletar igualmente os sinais vindos de todas as direções, o *beamforming* realizado sobre um arranjo circular com esses elementos não é capaz de impor os mesmos níveis de atenuação de lóbulos secundários que no caso do uso de elementos direcionais. Isso porque cada sensor acaba por captar integralmente, sem qualquer atenuação, interferências e ruído atuantes no ambiente. O próprio nulo imposto pelo MVDR, quando utilizados sensores direcionais, não apresenta a mesma intensidade no caso dos sensores omnidirecionais.

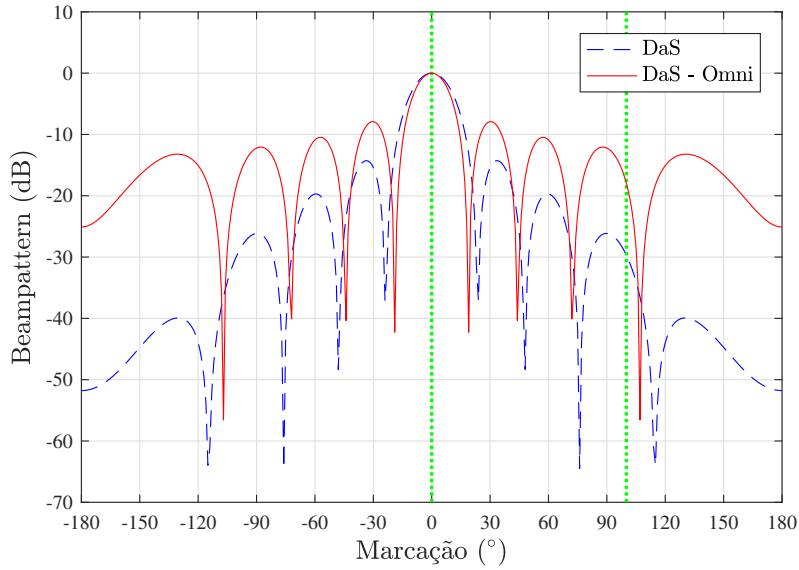
Tal deterioração na resposta dos *beamformers*, ocasionada pelo uso de sensores omnidirecionais, fica nítida nos gráficos da Figura 4.9, demonstrando que, sob qualquer hipótese, tanto o *beamformer* ótimo, quanto o fixo, aplicados em sensores omnidirecionais, têm performance inferior quando comparados aos seus análogos direcionais. Este, fornecendo um resultado em torno de 8 dB menor para toda a faixa de valores da SNR de entrada; aquele, por estar sendo empregado em um cenário simples, apenas cerca de 2 dB, para valores de SNR_{in} inferiores a 10 dB.

Finalmente, observando-se os gráficos de energia na Figura 4.10, nota-se, no caso da Figura 4.10a, que, embora as marcações relativas aos sinais desejado e interferente praticamente não tenham sido afetadas, houve uma elevação no nível dos lóbulos secundários de energia, podendo causar detecção de falsos positivos. Já na Figura 4.10b, vale destacar um aumento no limiar de detecção, mas que, neste caso, não mostrou-se prejudicial para a correta estimação de DoA.

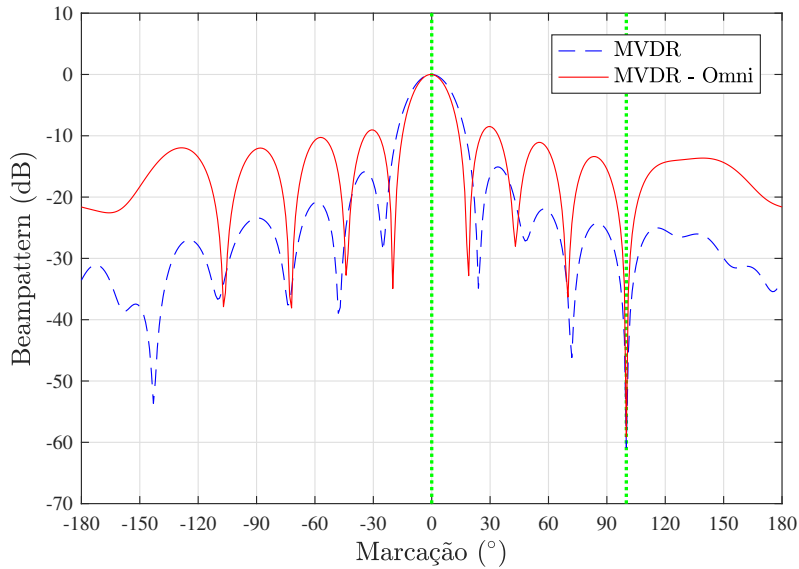
Após ter sido convalidada a importância do emprego de sensores direcionais no contexto tratado neste trabalho, acrescenta-se, agora, com o intuito de completar a análise do Cenário 1, um experimento onde são gerados sinais com as mesmas características descritas no início desta subseção, porém, coerentes entre si, de modo a produzir um cenário em que ondas oriundas de direções distintas atinjam o arranjo em fase. A este cenário complementar chamamos de Cenário 1.2.

O primeiro resultado a ser avaliado para o Cenário 1.2 é o *beampattern* gerado para o conformador MVDR, ilustrado na Figura 4.11 — o *beampattern* do conformador DaS não foi mostrado aqui por ser idêntico para o caso de sinais não-coerentes, pois este não é dependente do sinal de entrada. Nela, identificamos que este algoritmo não interpreta o sinal interferente como tal, e produz um lóbulo secundário naquela direção, ocasionando, por conseguinte, uma baixa atenuação deste sinal em sua resposta.

O referido efeito, explicitado no *beampattern*, reflete-se, também, no gráfico do



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.8: *Beampatterns*, considerando sensores direcionais e omnidirecionais, para o Cenário 1.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

sinal de saída conformado, este mostrado na Figura 4.12, onde se pode perceber uma degradação considerável na saída do MVDR, especialmente se comparada com a indicada na Figura 4.3a, para sinais não-coerentes. Aqui, estima-se um RMSE no patamar de 444% maior no MVDR em comparação com o DaS.

Por fim, mostra-se, nos gráficos da Figura 4.13, que essa limitação do MVDR fica evidenciada também na estimação de DoA, de modo que há uma ligeira perda na sua resolução e uma redução considerável na sua faixa dinâmica, e, por consequência, na sua capacidade de detecção, fazendo com que o sinal na direção de 0° se torne

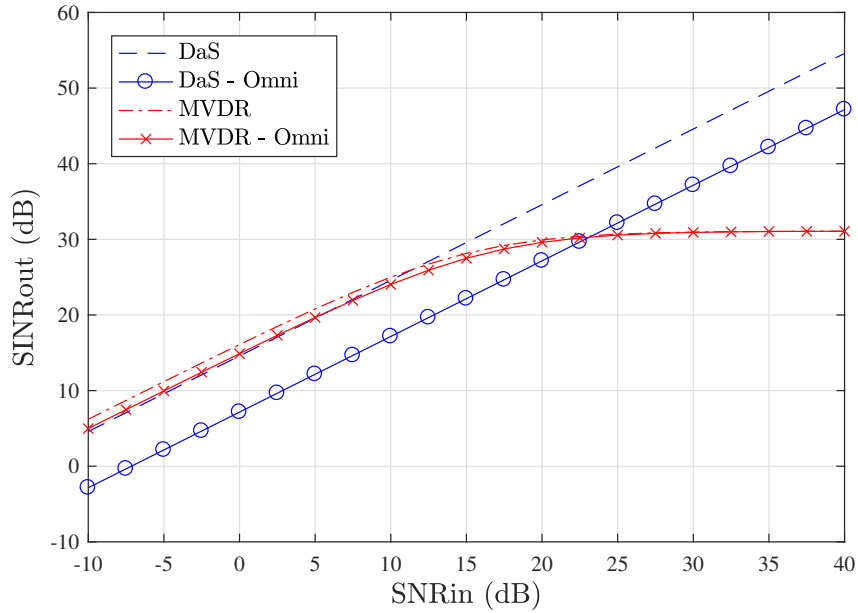


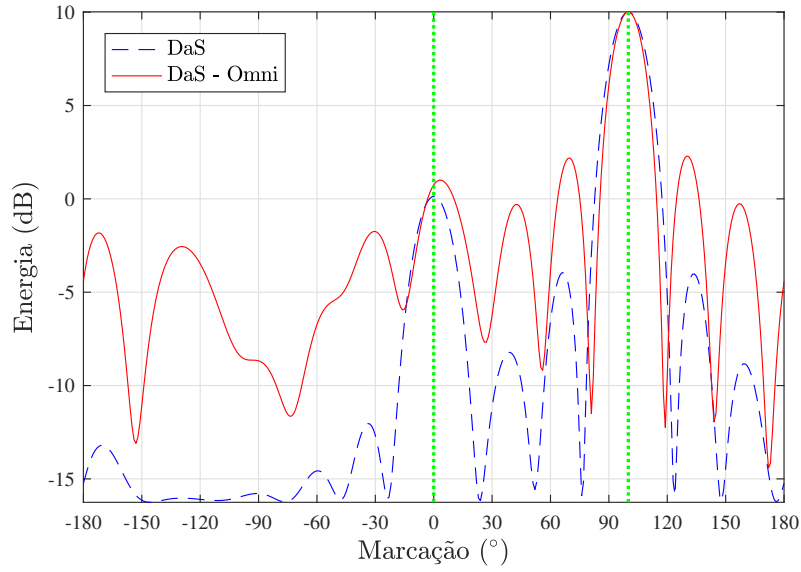
Figura 4.9: Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR, considerando sensores direcionais e omnidirecionais, para o Cenário 1.1.

praticamente impossível de ser detectado.

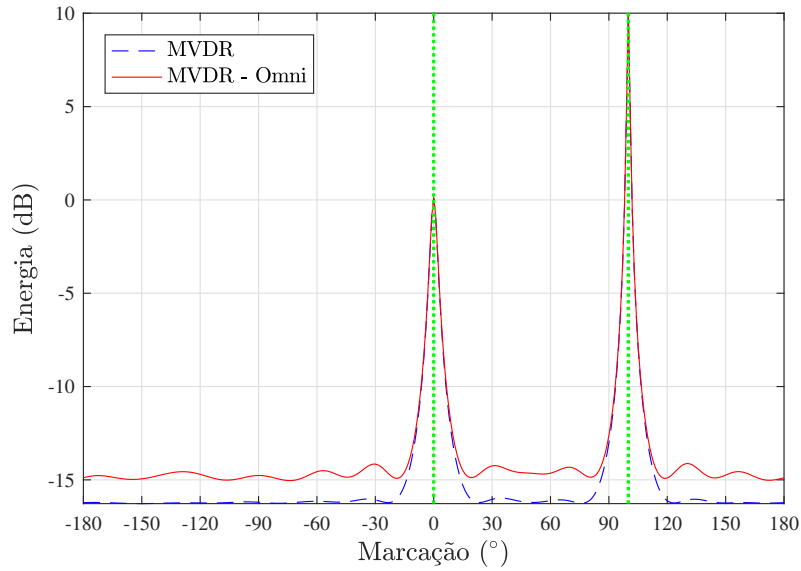
Cabe ressaltar que esse fenômeno de resposta inadequada deste conformador ótimo para sinais coerentes já é conhecido, sendo mais crítico e, portanto, devendo ser tratado com mais cautela, no caso de aplicações que lidam com esse tipo de sinal, como o sonar ativo. Esse tipo de sonar se baseia na emissão de pulsos acústicos e processamento dos seus ecos.

Pelo fato de o MVDR ter sido originalmente concebido para sistemas passivos, lidar com sinais altamente correlacionados, como os existentes em sistemas ativos, é um problema desafiador endereçado em diversos trabalhos e para aplicações específicas, como pesca [20][27]. A solução parte da implementação do método denominado *spatial averaging*, ou *sub-array averaging*, aplicado ao UCA por intermédio da transformação de arranjos interpolados [28][29], técnica de pré-processamento em que o arranjo circular é subdividido em diversos setores, que são convertidos em arranjos lineares (com estrutura de Vandermonde), para posterior aplicação dos algoritmos.

Neste Cenário 1, já foi possível atestar determinados aspectos, positivos e negativos, da conformação ótima em relação à conformação fixa. Entretanto, por se tratar de um ambiente simples, no sentido de haver apenas um sinal interferente, e este ainda estar posicionado relativamente distante da direção de interesse, as diferenças entre ambas as técnicas não são tão evidentes. Por isso, é implementado, na próxima subseção, um cenário simulado mais complexo, a fim de averiguar, de modo mais aprofundado, tais características.



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.10: Gráficos de energia, considerando sensores omnidirecionais, para o Cenário 1.1 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

4.1.2 Cenário 2: Complexo

No caso do Cenário 2, os valores definidos para os parâmetros de simulação encontram-se listados abaixo:

- $N_i = 3$
- $N = N_w = 31.250$ amostras ($T = 1$ s)
- $f_d = f_i = 3,5$ kHz

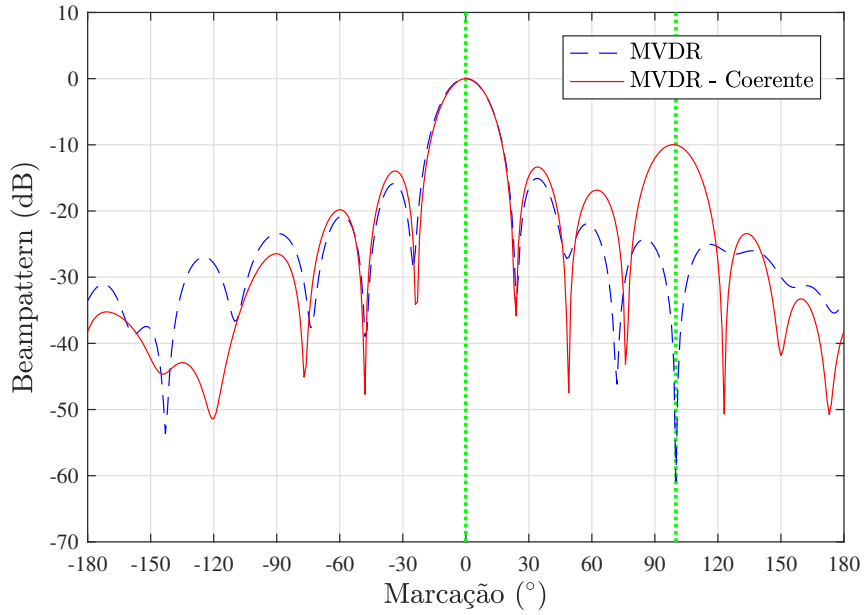


Figura 4.11: *Beampatterns* do MVDR, considerando sinais não-coerentes e coerentes, para o Cenário 1.2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

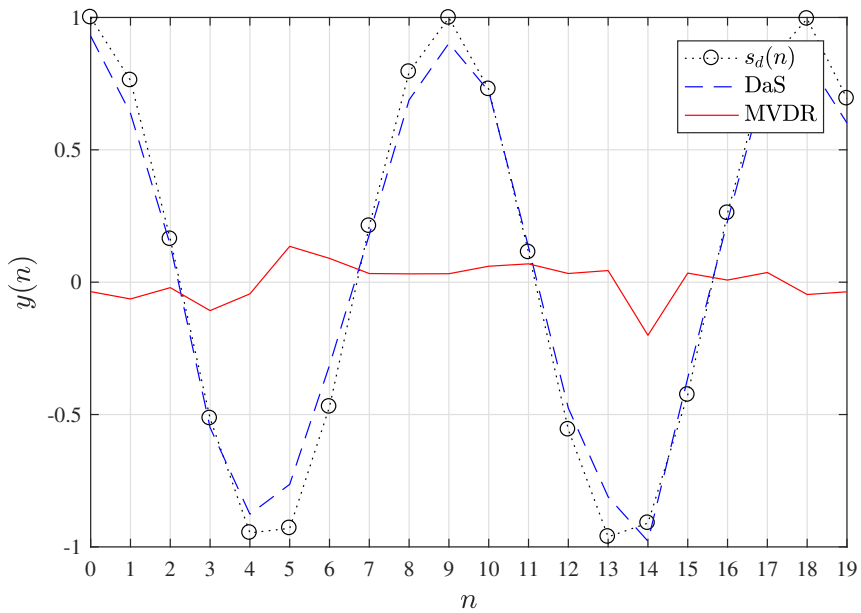
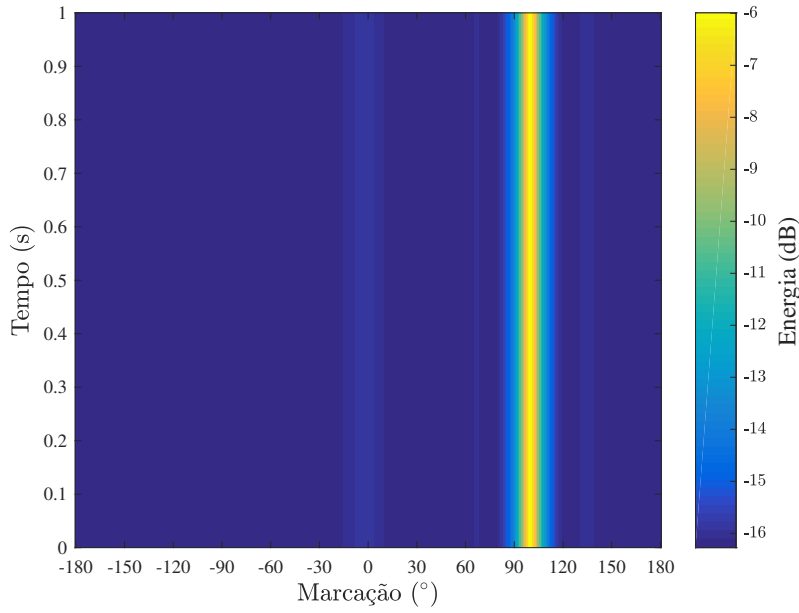


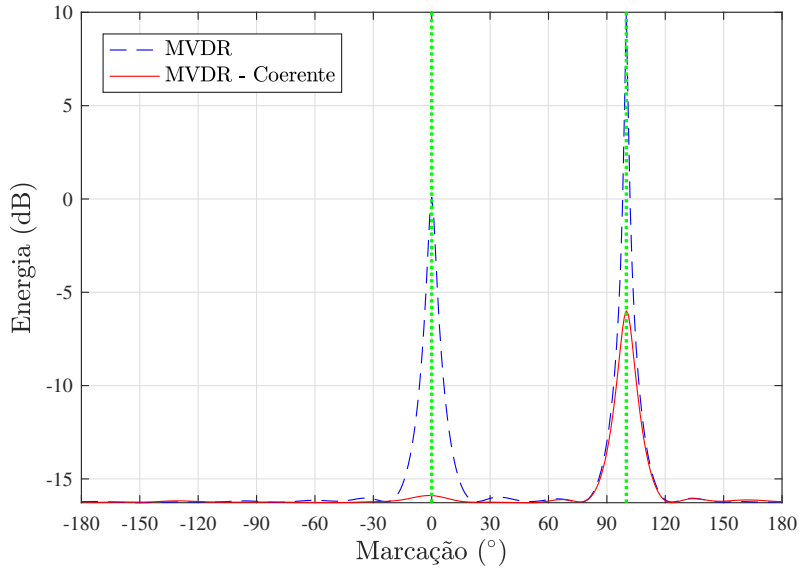
Figura 4.12: Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 0^\circ$) do DaS e do MVDR, considerando sinais coerentes, para o Cenário 1.2.

- $\phi_d = +45^\circ$
- $\phi_i = [-10^\circ, +15^\circ, +60^\circ]$
- SNR = 0 dB
- INRs = [+30, +20, +10] dB (SIRs = [-30, -20, -10] dB)

Quanto ao valor do tamanho da janela temporal, N_w , a partir da observação do



(a) *Waterfall*



(b) Energia

Figura 4.13: Gráficos *waterfall* e energia do MVDR, considerando sinais coerentes, para o Cenário 1.2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

gráfico da Figura 4.14, conclui-se que não convém optar por um tamanho de janela inferior a $T_w = 0,3$ s, com o propósito de evitar o erro de estimação da matriz \mathbf{R}_{xx} ; por isso, e também para compatibilizar com o mesmo parâmetro do Cenário 1, foi escolhido $T_w = 1$ s, ou seja, $N_w = 31.250$ amostras.

Em seguida, a implementação do *beamforming* segundo as condições descritas no início desta subseção produz os *beam patterns* indicados na Figura 4.15. Nela, vemos que ambos os padrões de feixes são direcionados para produzir maior ganho

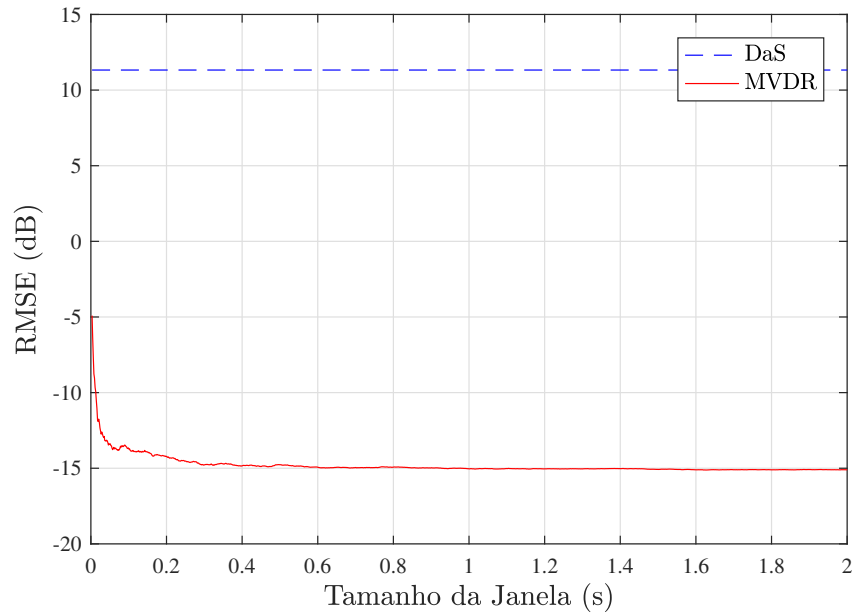


Figura 4.14: Definição do tamanho da janela de tempo para execução do *beamforming* para o Cenário 2.

na marcação do sinal de interesse.

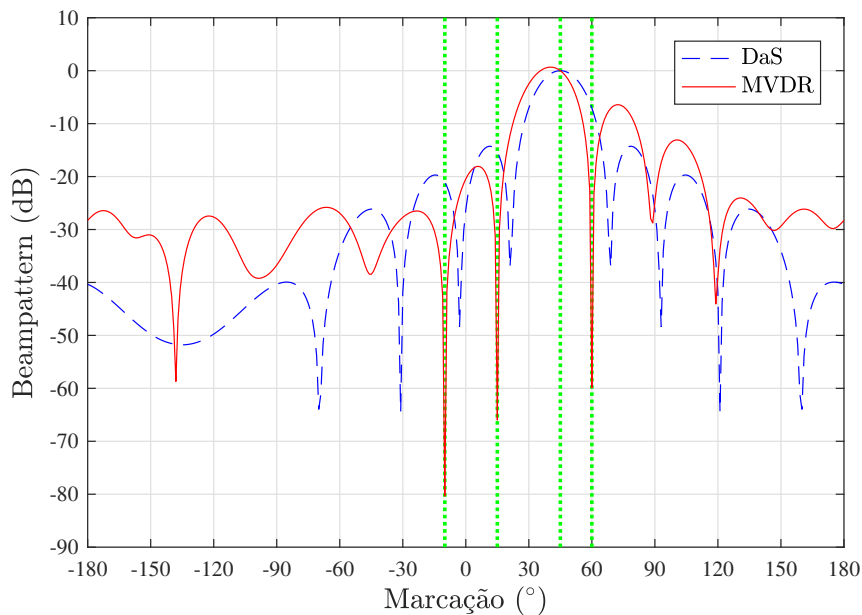


Figura 4.15: *Beampatterns* do DaS e do MVDR para o Cenário 2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

Além disso, enquanto o conformador fixo mantém a mesma resposta daquela apresentada na Figura 4.2 para o Cenário 1, a menos de um deslocamento circular no eixo das marcações, o conformador ótimo introduz três pontos de nulos, um para cada interferência, cabendo ressaltar que a intensidade desses nulos é maior quanto maior for a intensidade do sinal interferente, aqui denotada por INR. As atenuações nas direções interferentes, a saber, -10° , $+15^\circ$ e $+60^\circ$ são, respectivamente, -21

dB, -15 dB e -6 dB, para o DaS, contra -80 dB, -66 dB e -60 dB do MVDR.

Esse forte cancelamento de interferências fica aparente quando considerado o gráfico do sinal de saída conformado, mostrado na Figura 4.16. Ele evidencia que, neste cenário, de fato, o *beamformer* MVDR consegue atingir um desempenho significativamente superior ao DaS, já que este acaba gerando um sinal de saída que é, em grande parte, corrompido pelas fortes interferências presentes no entorno da direção de interesse. O MVDR, porém, mantém em sua saída um sinal muito próximo do real sinal desejado. Para quantificar essa afirmativa, basta observar que o RMSE estimado para este cenário é 95% menor para o MVDR.

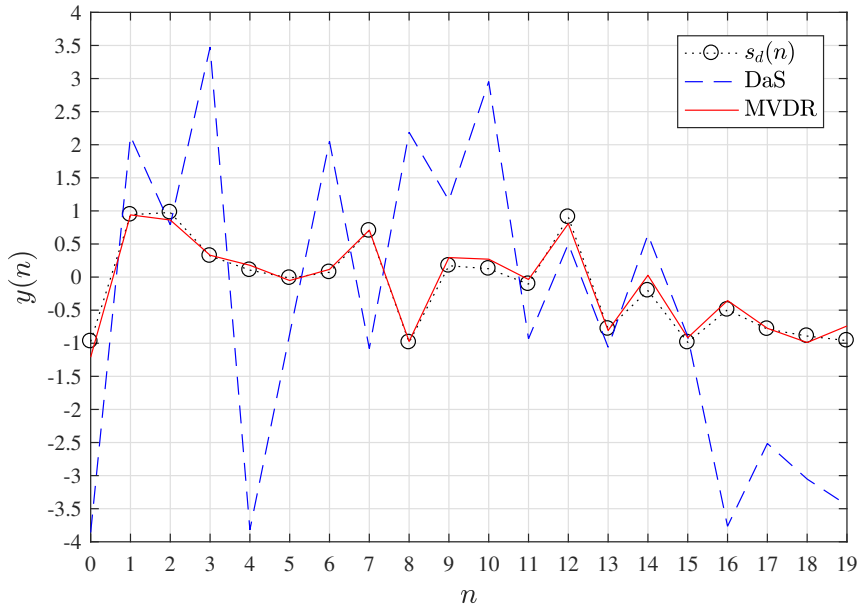


Figura 4.16: Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 45^\circ$) do DaS e do MVDR para o Cenário 2.

Em adição a isso, outra métrica que registra uma diferença relevante quando comparada com o Cenário 1, na Figura 4.4, é a SINR de saída, cujos valores encontram-se ilustrados no gráfico da Figura 4.17, com base na variação da SNR de entrada. A partir desse gráfico, pode-se perceber que o MVDR passa a não ser uma alternativa conveniente somente após $\text{SNR}_{in} = 43$ dB, o que já caracteriza um sinal de interesse muito forte e, portanto, compreendendo um cenário sem grande utilidade prática.

A fim de concluir o estudo do Cenário 2, apresentam-se, na Figura 4.18, os gráficos *waterfall*, essenciais para a correta compreensão do ambiente criado neste cenário. Na Figura 4.18a, é possível notar que, novamente, o DaS apresenta raias de energia que podem ser erroneamente interpretadas como fontes de sinal. Em adição a isso, é inviável distinguir os emissores nas marcações 45° e 60° , ao contrário do que se pode observar no caso do MVDR, na Figura 4.18b, onde todos os contatos podem ser identificados, e sem margem para falsos positivos.

Tal análise pode ser ratificada com o uso da Figura 4.19. Nessa figura, além

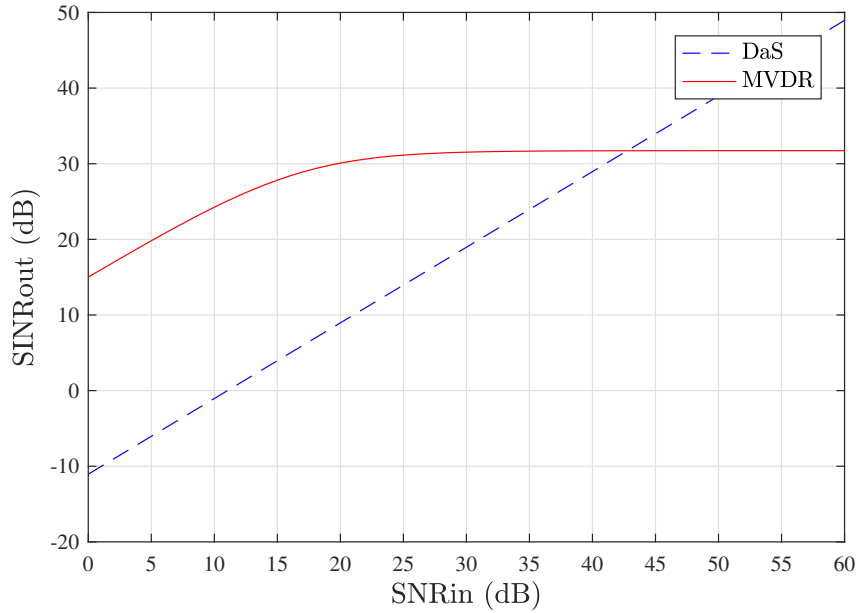


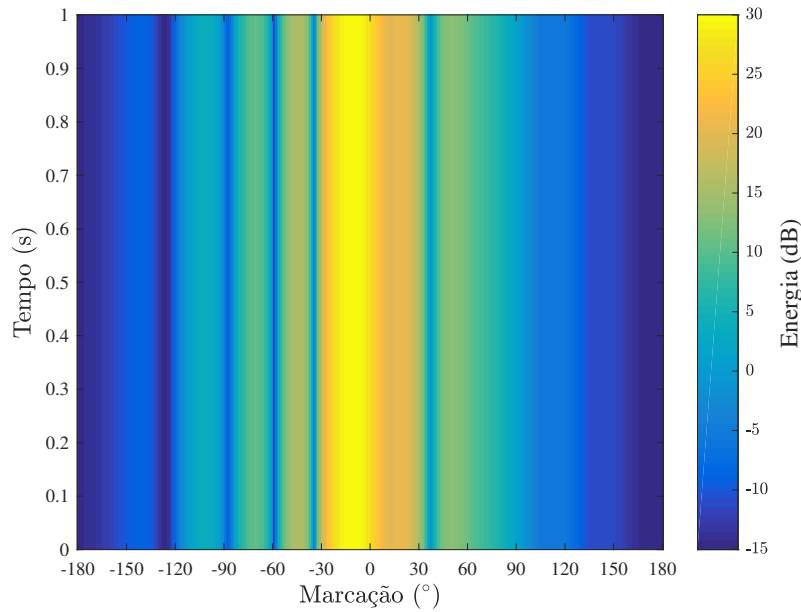
Figura 4.17: Variação da SINR de saída, em função da SNR de entrada, do DaS e do MVDR para o Cenário 2.

das observações feitas no parágrafo anterior, vale mencionar a ampla margem com que os contatos em -10° e $+15^\circ$ podem ser discernidos pelo *beamformer* ótimo: a energia entre essas marcações atinge o valor mínimo de -10 dB, permanecendo a do *beamformer* fixo em $+20$ dB.

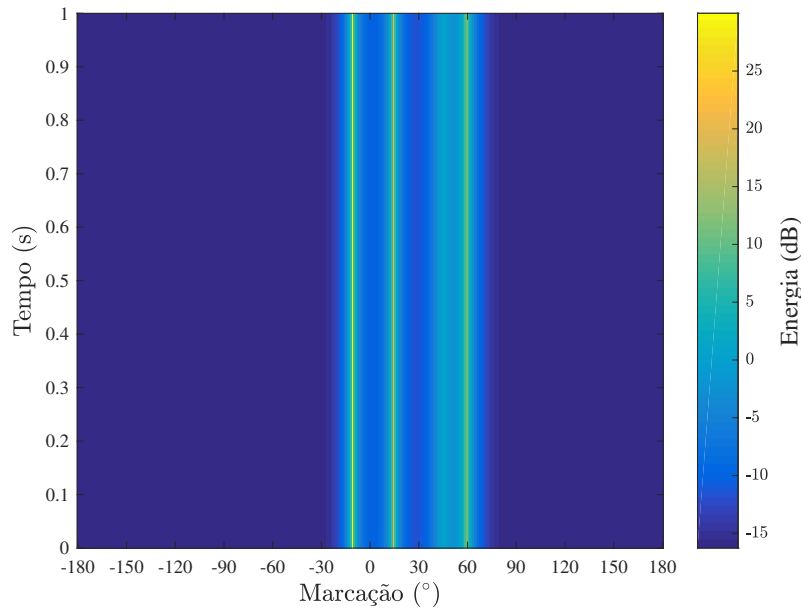
Neste trabalho, os algoritmos foram implementados utilizando-se das informações contidas em todos os 32 sensores do arranjo. No entanto, como estes sensores possuem características direcionais, é possível selecionar apenas um arco do arranjo circular para executar o processamento, diminuindo, assim, o custo computacional. Tendo-se em vista essa possibilidade, desenvolve-se, a seguir, com o propósito de enriquecer a análise do Cenário 2, um breve estudo acerca da influência do uso de um arco do UCA nas respostas desses algoritmos. Este cenário complementar é denotado por Cenário 2.1.

Em primeiro lugar, examinaremos os efeitos da escolha do número de sensores utilizados para formar o arco, na SINR de saída. Para tanto, tomaremos como base o gráfico da Figura 4.20.

Desse gráfico, é possível obter a informação de que, para o MVDR, quanto maior o número de sensores utilizado, melhor será a sua performance em termos de realçar o sinal desejado. Porém, constata-se, também, que a partir de 12 sensores pode-se alcançar uma resposta que diverge em menos de 1 dB da resposta atribuída aqui como a ideal ($M = 32$). Com 20 sensores já se pode chegar praticamente na resposta ideal. Por outro lado, para o conformador DaS, o padrão formado é distinto: atinge-se o pico da resposta mediante um arco de 14 ou 15 sensores. Empregar 9 sensores no arco, por sua vez, implica uma redução de 4 a 5 dB na resposta de ambos os



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.18: Gráficos *waterfall* para o Cenário 2.

conformadores.

É preciso ressaltar que tais resultados são válidos especificamente para o Cenário 2. Para situações que não a delineada aqui, as análises necessitam ser refeitas e aprofundadas, no sentido de se encontrar um padrão mais genérico.

A diferença de comportamento encontrada para ambos os métodos, nesse quesito, deve-se em grande parte ao fato de que, como a formulação do MVDR é essencialmente a solução de um problema de otimização, quanto maior o número de sensores empregado, maiores serão os graus de liberdade disponíveis para se realizar essa oti-

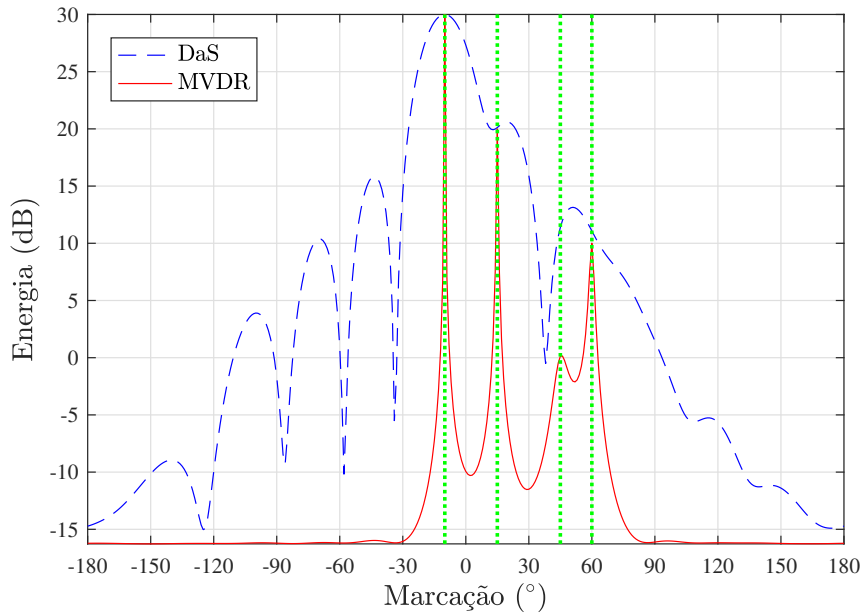


Figura 4.19: Gráficos de energia do DaS e do MVDR para o Cenário 2 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

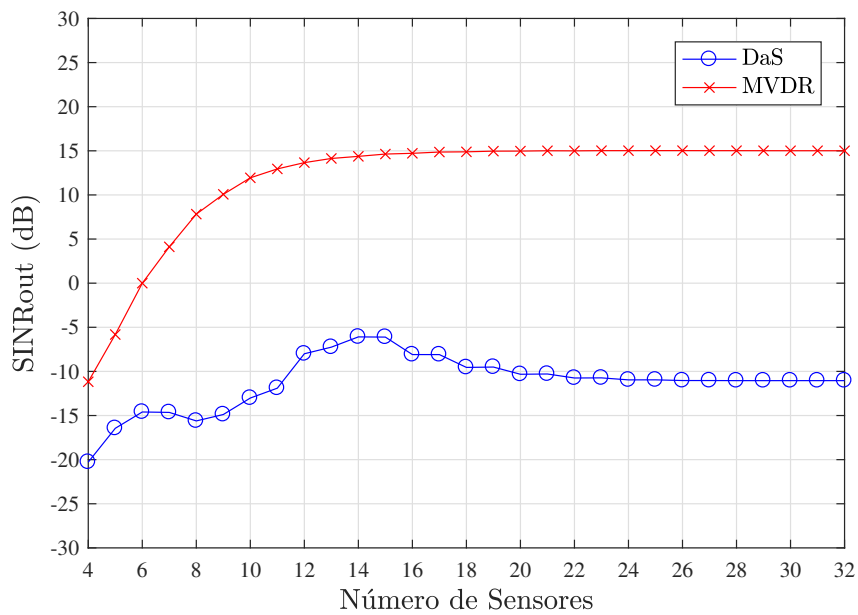
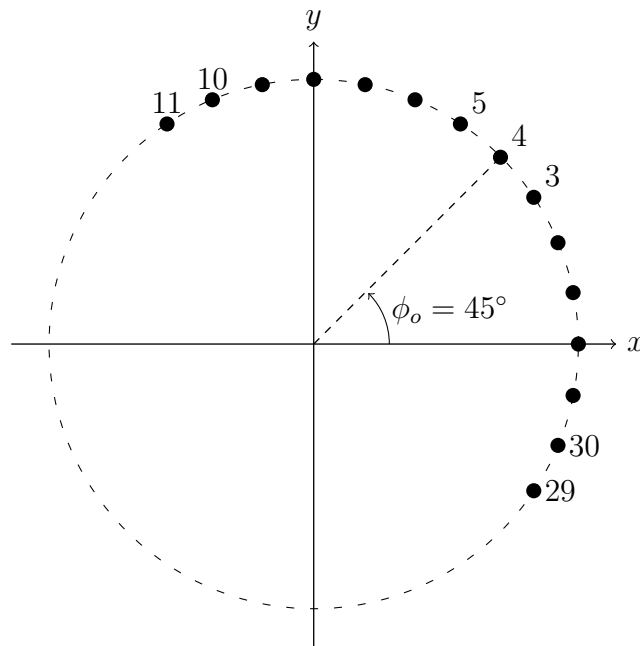


Figura 4.20: Variação da SINR de saída do DaS e do MVDR, em função do número de sensores usados no arco, para o Cenário 2.1.

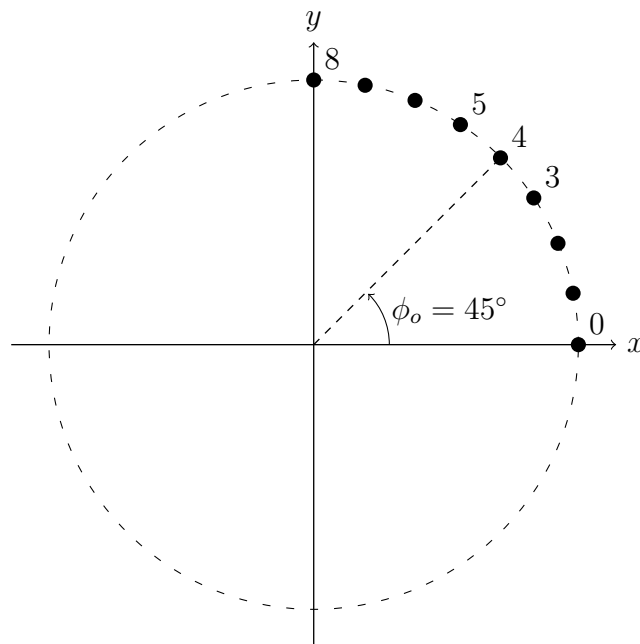
mização. No caso do DaS, ao contrário, sendo este um método de conformação fixa, deixar de levar em conta os sinais de sensores mais afastados em relação à direção de interesse acaba por, de certa maneira, mitigar alguma quantidade de ruído a ser inserida no sinal de saída conformado, melhorando, assim, a SINR.

Como consequência dessa análise inicial, foram escolhidos os números representativos de 15 e 9 sensores para constituírem os arcos que serão usados como exemplos para fins comparativos, e cujo padrão de formação encontra-se ilustrado, para ambos os casos, na Figura 4.21. Sendo assim, já na Figura 4.22, são exibidos os padrões de

feixes para os três arcos distintos (com $M = 9, 15$ e 32).



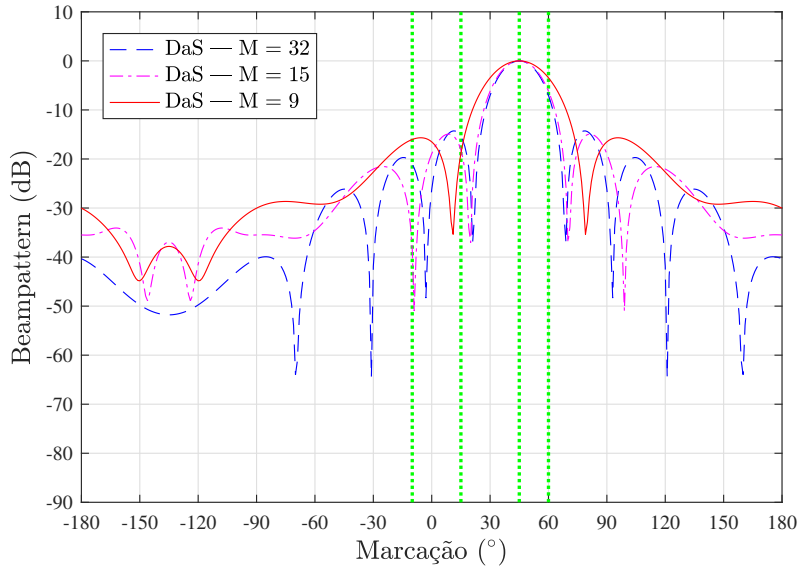
(a) Arco contendo $M = 15$ sensores.



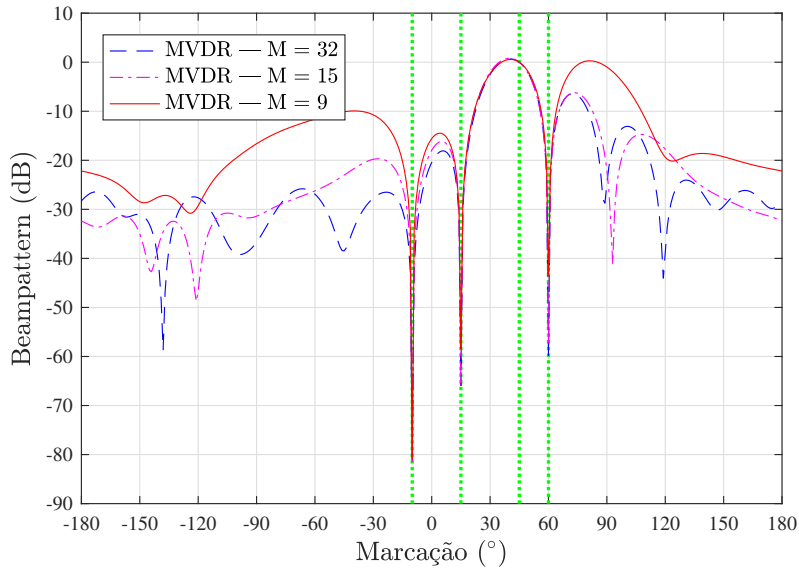
(b) Arco contendo $M = 9$ sensores.

Figura 4.21: Estrutura dos arcos do UCA empregados para o Cenário 2.1.

O *beam pattern* da Figura 4.22a revela o motivo pelo qual o emprego de 15 sensores no arco melhora a SINR de saída para o DaS: a marcação de -10° coincide com um ponto de atenuação de -50 dB, o que indica que, mesmo que despropositadamente, a interferência correspondente a essa marcação é severamente atenuada pelo DaS. O mesmo não ocorre para $M = 32$ e $M = 9$. Para este último, nota-se o alargamento



(a) DaS



(b) MVDR

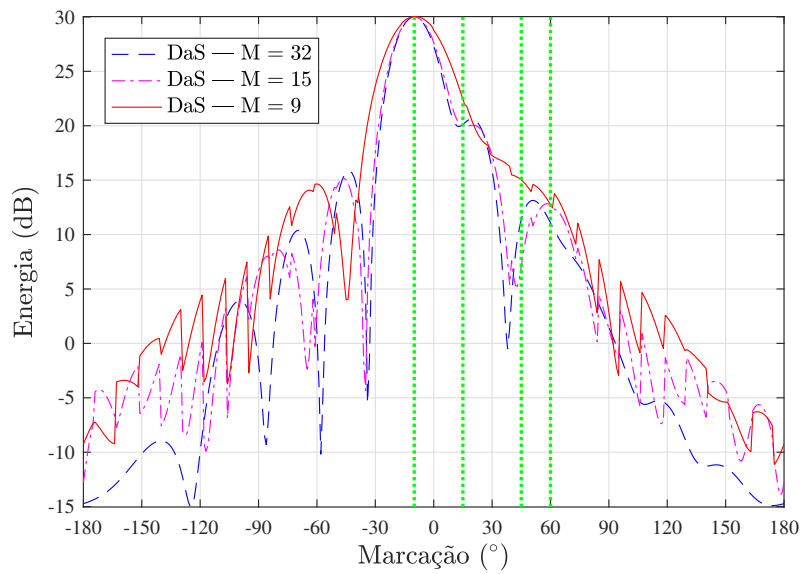
Figura 4.22: *Beampatterns*, considerando arcos distintos, para o Cenário 2.1 — as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

do lóbulo principal, ocasionando perda de diretividade do arranjo.

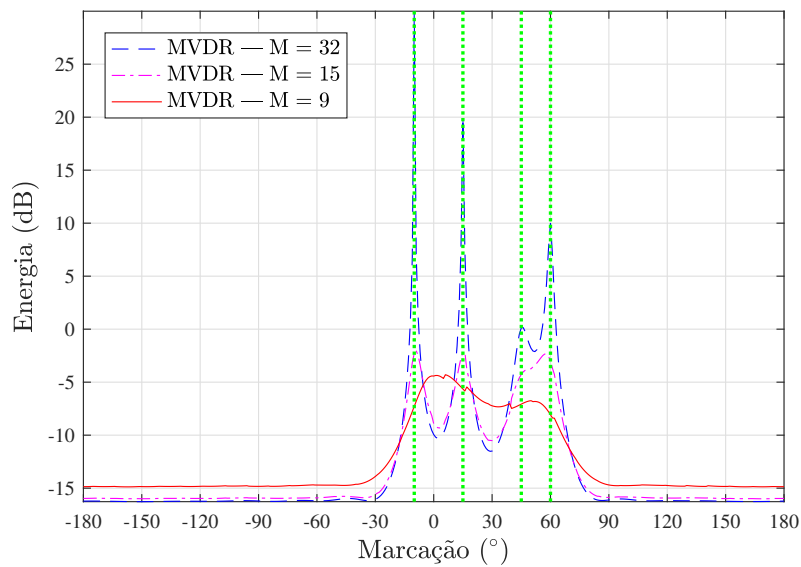
No *beampattern* da Figura 4.22b, por sua vez, vemos que, devido ao fato de que os três sinais interferentes estão localizados no entorno da direção de interesse, o MVDR permanece capaz de atenuá-las. Cabe destacar o aumento do nível dos lóbulos secundários na medida em que se diminui o número de sensores utilizados no arco.

Os gráficos de energia também podem ser empregados para auxiliar neste estudo. Eles são exibidos na Figura 4.23, onde, no caso do DaS aplicado para estimação de DoA, ilustrado na Figura 4.23a, já se pode constatar, especialmente na marcação de

-10° , o efeito do aumento da largura do lóbulo principal no *beam pattern* mencionado anteriormente, levando à perda de resolução na detecção de contatos. Nas demais regiões, as curvas apontam que, com um número maior de sensores no arco, níveis menores de energia podem ser obtidos, o que é positivo para este método. O MVDR, conforme mostrado na Figura 4.23b, ao contrário, concentra suas maiores perdas de desempenho na estimação de DoA na região dos contatos: quanto menos sensores são utilizados, menor a faixa dinâmica e a habilidade de discernir dois contatos muito próximos, conforme acontece com $M = 9$, por exemplo, em relação às marcações de 45° e 60° .



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.23: Gráficos de energia, considerando arcos distintos, para o Cenário 2.1 — as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

Para concluir este estudo complementar, mostra-se, na Figura 4.24, como a escolha do número de sensores para compor o arranjo influi no custo computacional para se executar o *beamforming*. Como se pode atestar, há uma diferença aproximadamente linear entre ambas as técnicas, de modo que utilizar apenas $M = 15$ e $M = 9$, dos 32 sensores disponíveis, significa reduzir o tempo médio de processamento em cerca de 43% e 60%, respectivamente, para o DaS, e 32% e 45% para o MVDR.

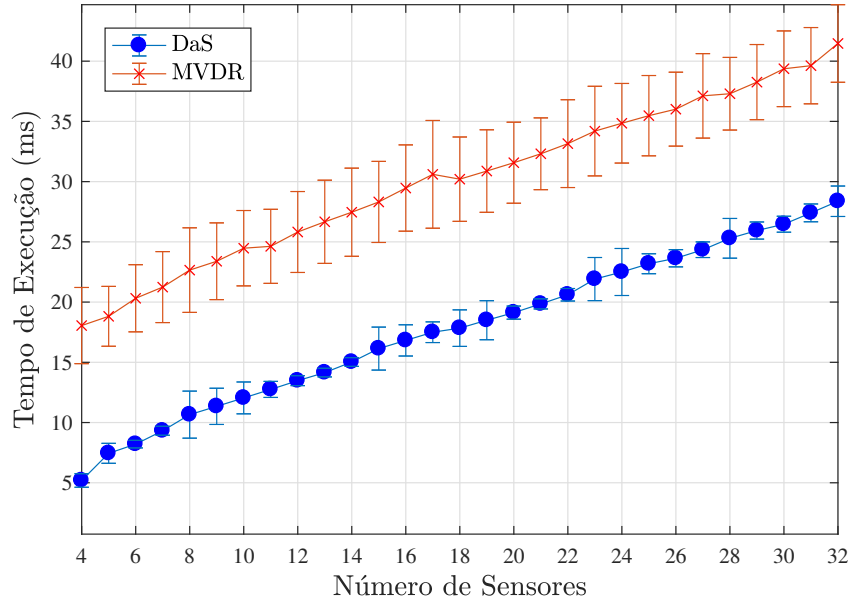


Figura 4.24: Tempos de execução dos *beamformings* DaS e MVDR, em função do número de sensores usados no arco, para o Cenário 2.1.

A utilização de um arco do arranjo circular é abordada em diversos trabalhos, seja por meio da técnica *phase-mode transformation* [24] ou da *interpolated array transformation* [27], ambas para sensores direcionais, ou mesmo através da técnica de projeção na corda, seja pelo método determinístico [13] ou estatístico [14]. A aplicação dessas técnicas no contexto deste trabalho é deixada como um possível trabalho futuro a ser desempenhado.

4.2 Cenários Simulados em Banda Larga

Nesta seção são exibidos os resultados e discussões no tocante aos cenários simulados de banda larga, os quais constituem uma realidade mais próxima daquela encontrada na aplicação de um sonar passivo. Analogamente ao estudo desenvolvido na seção anterior, o Cenário 3 compreende um ambiente mais simples, com apenas um sinal desejado e um sinal interferente ($N_i = 1$), ambos em banda larga, ao passo que o Cenário 4, mais complexo, simboliza um ambiente mais hostil, envolvendo um sinal desejado e três sinais interferentes ($N_i = 3$), em diferentes faixas de frequência. Para essa implementação foram utilizadas as definições feitas nas Subseções 3.2.1 e 3.2.3.

4.2.1 Cenário 3: Simples

Para o Cenário 3, foram atribuídos os seguintes valores aos parâmetros de simulação:

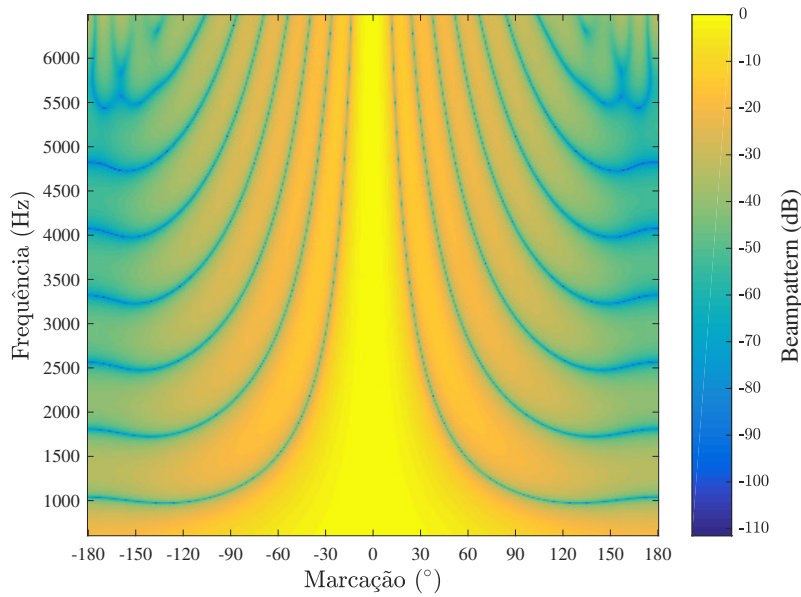
- $N_i = 1$
- $N = 63.536$ amostras ($T \approx 2$ s)
- $N_w = N_{\text{FFT}} = 2.048$ amostras ($T_w \approx 65$ ms)
- $B_{f_d} = B_{f_i} = B_f$
- $\phi_d = 0^\circ$
- $\phi_i = -90^\circ$
- $\text{SNR} = 0$ dB
- $\text{INR} = +15$ dB ($\text{SIR} = -15$ dB)

Além disso, buscou-se adotar o tamanho da janela temporal, N_w , de tal forma que este não criasse demasiada carga computacional para o cômputo da FFT, haja vista que este valor está vinculado àquele, isto é, $N_w = N_{\text{FFT}}$. Sendo assim, considerando essa restrição, e para que fosse possível obter uma resolução satisfatória no espectro, optou-se pelo valor de 2.048 amostras.

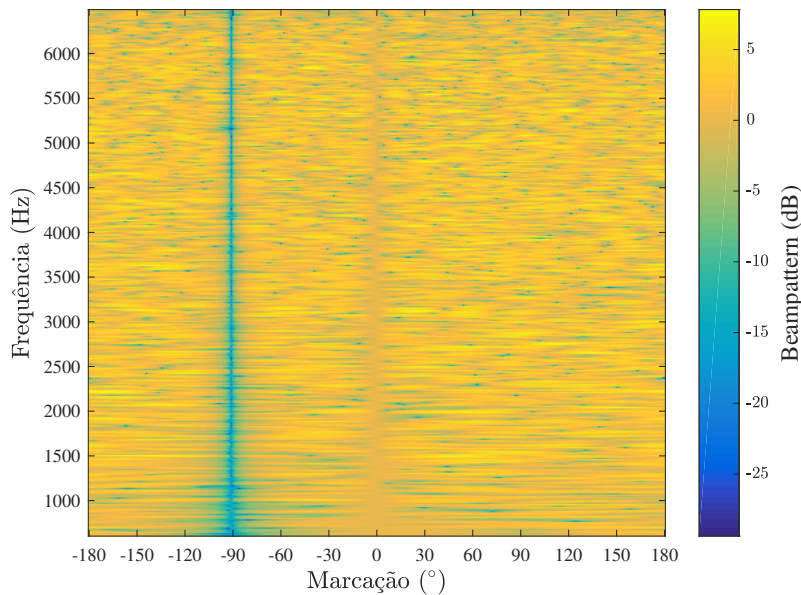
Inicia-se a apresentação dos resultados para o Cenário 3 com os seus *beampatterns*, os quais podem ser encontrados na Figura 4.25. Em um primeiro momento, é interessante observar, na Figura 4.25a, a dependência do padrão de feixes para com a frequência. Conforme o esperado, à medida que a frequência aumenta, o mesmo ocorre com a resolução, por meio da redução da largura do lóbulo principal. Por essa razão, para frequências muito baixas, inferiores a 1 kHz, o DaS não permite uma distinção espacial satisfatória entre os sinais recebidos em toda a faixa de direções.

A Figura 4.25b, por seu turno, ilustra o comportamento da sensibilidade do arranjo, tendo sido aplicado o *beamformer* MVDR. Claramente, um nulo é imposto na direção do sinal interferente, ao longo de todo o espectro desse sinal, ao mesmo tempo em que é mantido intacto, nessa faixa de frequências, o sinal na direção de interesse, com ganho igual a 1 (ou 0 dB). Nas demais regiões, os lóbulos secundários aparecem em nível relativamente elevado, em função da SNR do sinal de entrada.

A Figura 4.26 mostra o sinal de saída conformado para ambos os conformadores, quando apontado para a direção de interesse, na tentativa de seguir o sinal desejado. Segundo esse resultado, o MVDR apresenta um RMSE cerca de duas vezes maior que o DaS.



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.25: *Beampatterns* de banda larga para o Cenário 3.

O gráfico traçado para a SINR de saída, encontrado na Figura 4.27, indica que, após um valor de SNR de entrada igual a -11 dB, o DaS já apresenta melhor desempenho que o MVDR.

Na Figura 4.28, constatamos novamente, com nitidez, a eficácia do algoritmo de super-resolução proposto pelo MVDR, desta vez para sinais de banda larga. As diferentes capacidades de detecção desses dois métodos ficam ainda mais claras no gráfico da Figura 4.29, na qual podemos mensurar seu desempenho por meio da diferença entre o pico de detecção, na marcação de -90° , e o seu valor mínimo, entre essa marcação e a de 0° . Para o DaS, obtemos aproximadamente 15,5 dB, ao

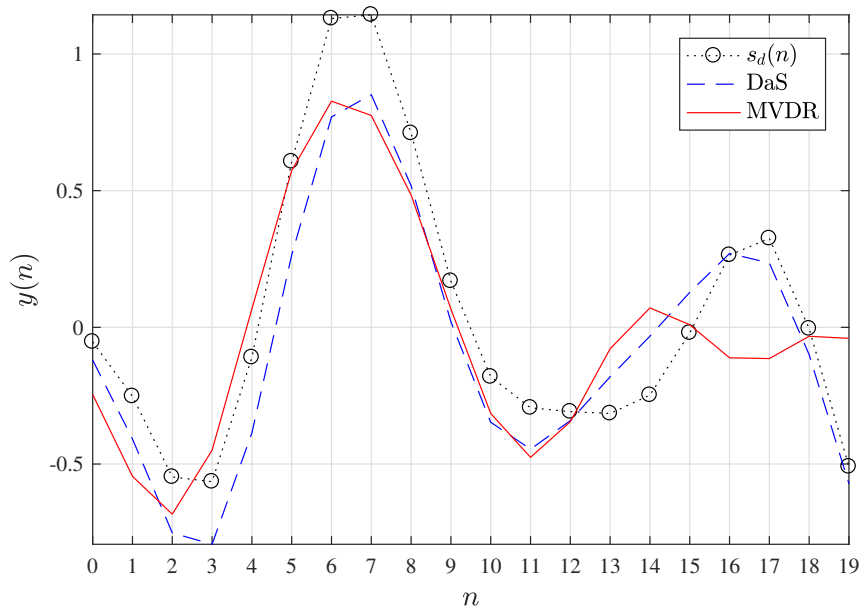


Figura 4.26: Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = 0^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.

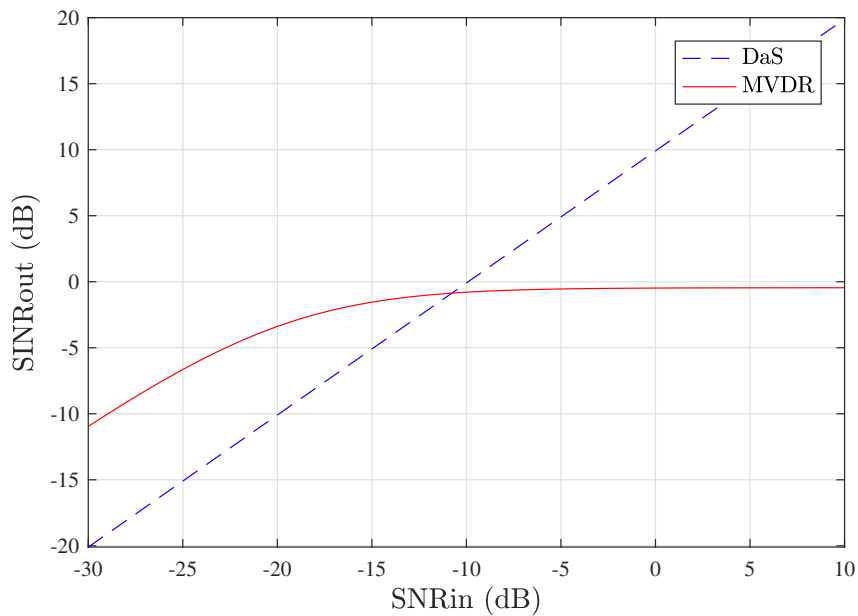
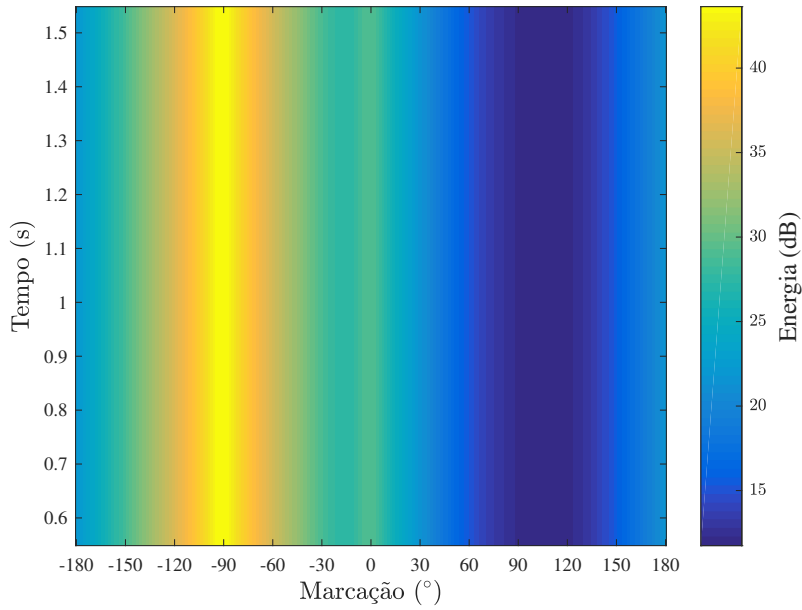


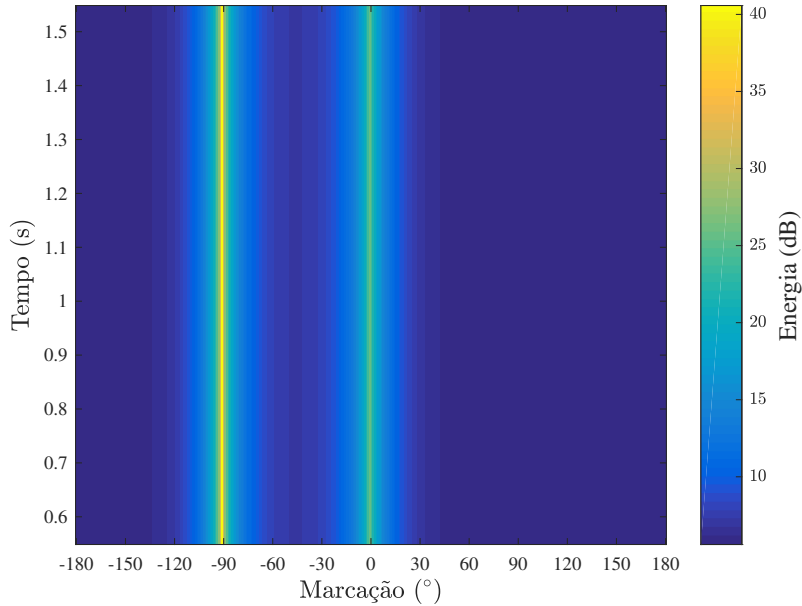
Figura 4.27: Variação da SINR de saída, em função da SINR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.

passo que, para o MVDR, registramos uma diferença de 32,5 dB.

A respeito do custo computacional para a execução dos conformadores de banda larga, pode-se concluir, por intermédio do histograma esboçado na Figura 4.30, que, enquanto o DaS leva, em média, 31 ms para executar esse processamento, o MVDR o realiza em 886 ms, em média. Tal diferença, consideravelmente superior à do caso banda estreita, deve-se ao fato de que, no caso do MVDR de banda larga, a matriz \mathbf{R}_{xx} necessita ser estimada em cada uma das 63 janelas de 2.048 amostras,



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.28: Gráficos *waterfall* de banda larga para o Cenário 3.

integradas para compor os 2 s de cada bloco, sobre os quais é operada a FFT. Já para o DaS, como este conformador não demanda o conhecimento do sinal de entrada nos sensores, esse procedimento não se aplica a este algoritmo.

Assim como foi feito para os cenários de banda estreita, neste primeiro cenário de banda larga traz-se uma simulação adicional, chamada de Cenário 3.1, com o propósito de avaliar o impacto causado pela imprecisão do *steering vector* na resposta do MVDR. Tal qual o erro de estimação da matriz \mathbf{R}_{xx} , já descrito no início do desenvolvimento do Cenário 1, o erro no *steering vector* é um problema comum a

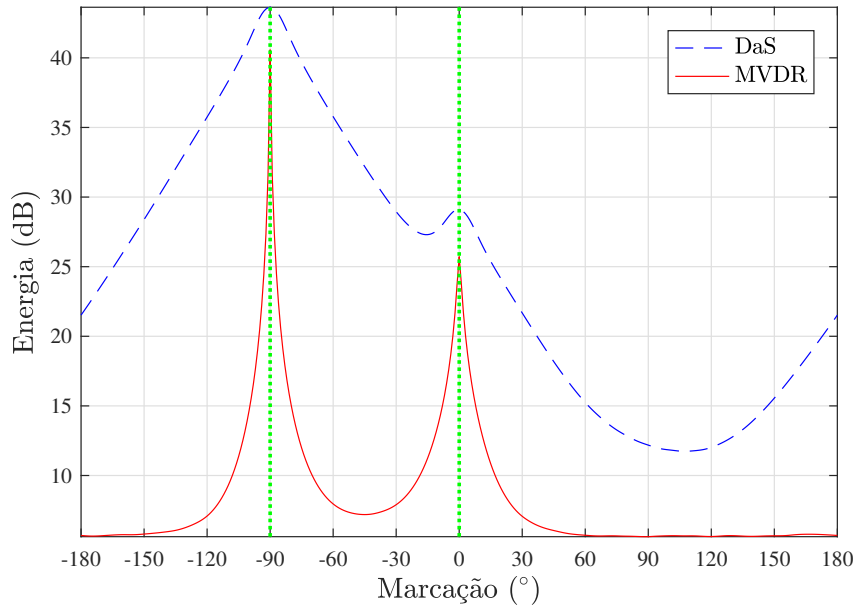


Figura 4.29: Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

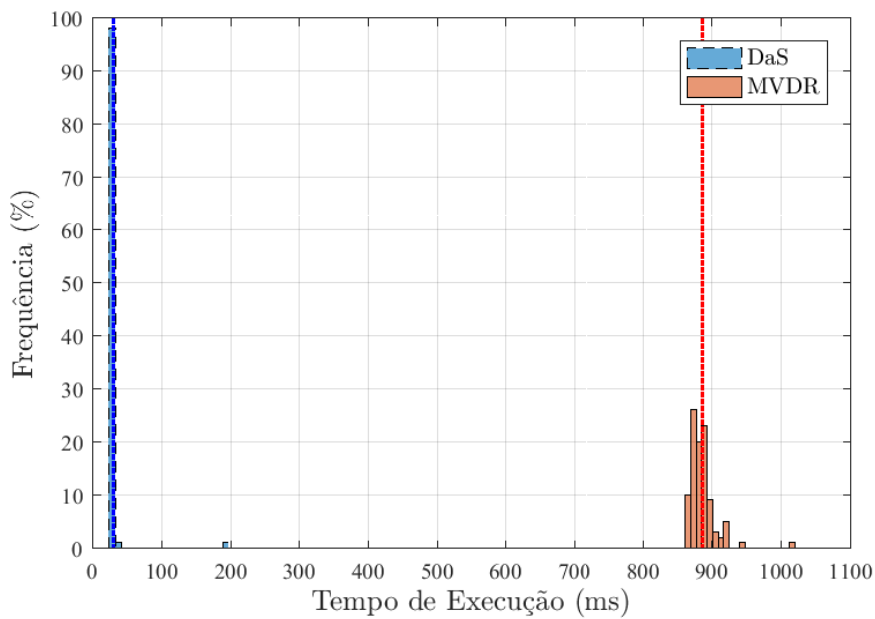


Figura 4.30: Tempos de execução dos *beamformings* DaS e MVDR de banda larga para o Cenário 3.

que se está sujeito em situações práticas.

Nesse sentido, é exibido, na Figura 4.31, o *beam pattern* resultante para o MVDR quando este conformador é apontado não mais para a direção exata de interesse (0°), mas sim para uma ligeiramente diferente, a saber, $+3^\circ$, representando um desvio em

relação à marcação desejada. Nessa figura, notamos que o algoritmo compreende que o sinal, antes de interesse, constitui agora uma interferência, e impõe um nulo na direção correspondente, para toda a faixa de frequências na qual o sinal está presente.

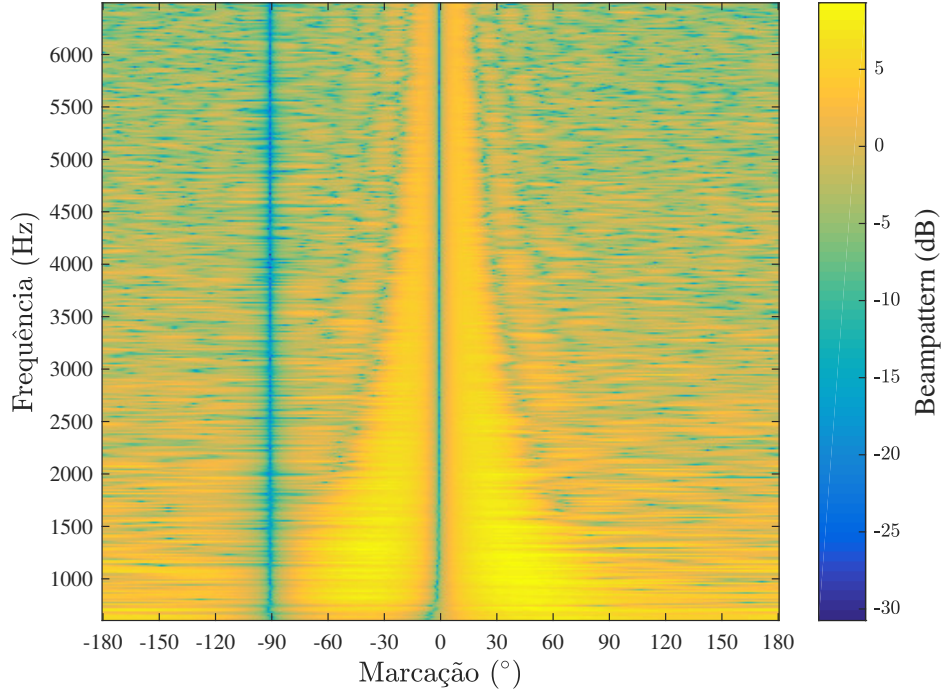


Figura 4.31: *Beampattern* do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.

A degradação gerada na resposta desse conformador pode ser atestada com clareza no gráfico do sinal de saída conformado para a direção de $+3^\circ$, mostrado na Figura 4.32, especialmente quando confrontado com seu análogo do Cenário 3, na Figura 4.26. O RMSE para este cenário passa a ser três vezes maior para o MVDR, em comparação com o DaS.

Esse efeito indesejado torna-se mais intenso quanto maior for a SNR do sinal de interesse. Para ratificar essa informação, basta verificar o gráfico ilustrado na Figura 4.33, onde se pode notar uma característica diferenciada em relação ao gráfico relativo à situação em que não há erros no *steering vector*, já exibido na Figura 4.27: no cruzamento das curvas dos dois *beamformers*, o MVDR apresenta um ponto de inflexão, a partir do qual passa a sofrer um decaimento na SINR de saída, acarretada justamente pela má estimativa do *steering vector*.

Cabe esclarecer que esse problema não se aplica ao conformador DaS, já que este não se utiliza de nenhuma informação do sinal de entrada. Logo, conclui-se que este é um problema crítico intrínseco ao MVDR, o qual, de forma semelhante ao caso do erro na estimação da matriz \mathbf{R}_{xx} , é investigado em trabalhos como [25] e [24]. Neste último, é empregado um método em que o *steering vector* do sinal desejado pertence a um conjunto convexo, que cobre todas as possíveis escolhas para este vetor, sendo

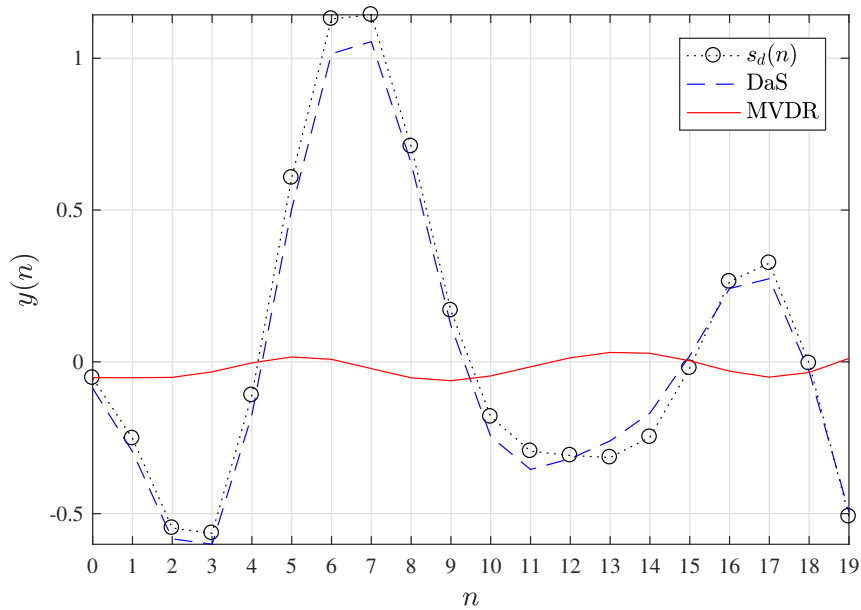


Figura 4.32: Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = +3^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.

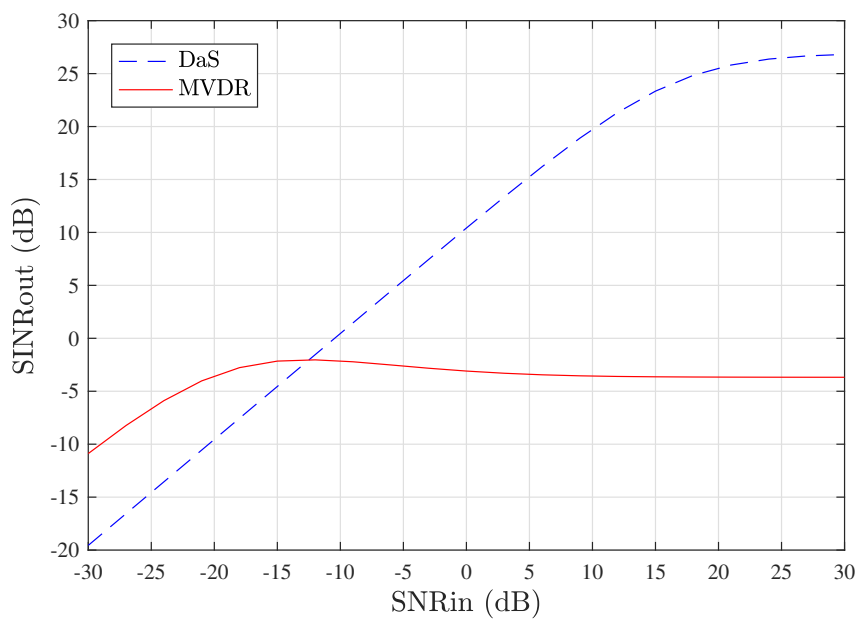


Figura 4.33: Variação da SINR de saída, em função da SINR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 3.1.

este conceito utilizado para modificar a formulação do problema de otimização do MVDR, por meio da inserção dessa condição na restrição do algoritmo.

4.2.2 Cenário 4: Complexo

No caso do Cenário 4, temos os seguintes parâmetros de simulação:

- $N_i = 3$

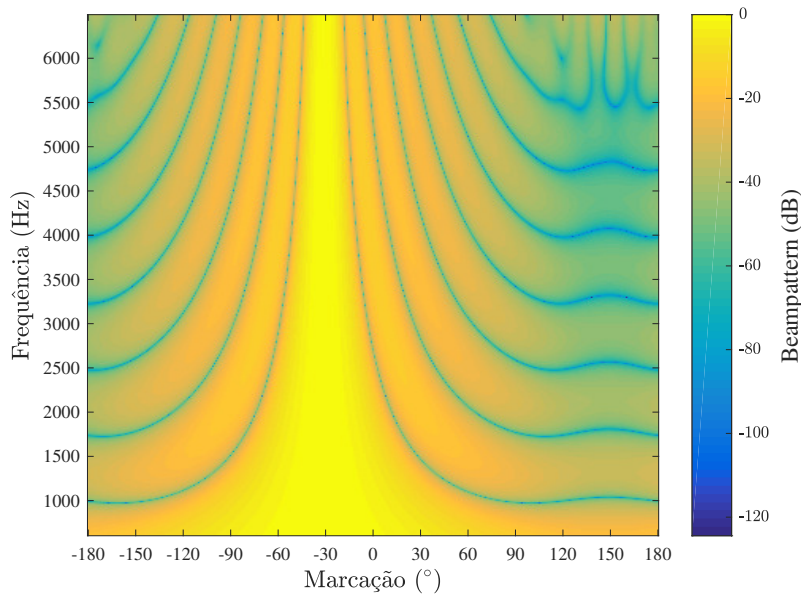
- $N = 63.536$ amostras ($T \approx 2$ s)
- $N_w = N_{\text{FFT}} = 2.048$ amostras ($T_w \approx 65$ ms)
- $600 \leq B_{f_d} \leq 6.500$ Hz
- $1.000 \leq B_{f_{i_1}} \leq 3.000$ Hz
- $4.000 \leq B_{f_{i_2}} \leq 6.000$ Hz
- $600 \leq B_{f_{i_3}} \leq 6.500$ Hz
- $\phi_d = -30^\circ$
- $\phi_i = [-80^\circ, -50^\circ, +15^\circ]$
- $\text{SNR} = 0$ dB
- $\text{INRs} = [+20, +30, -10]$ dB ($\text{SIRs} = [-20, -30, +10]$ dB)

Os *beampatterns* de banda larga para este cenário estão apresentados na Figura 4.34, da qual já se pode constatar que o padrão de feixes relativo ao DaS, na Figura 4.34a, consiste de uma versão circularmente deslocada, na direção do sinal de interesse, daquele introduzido na Figura 4.25a para o Cenário 3, indicando a simetria imposta pelo UCA no seu padrão de diretividade, que vem a ser um dos seus principais aspectos positivos quando comparado ao ULA.

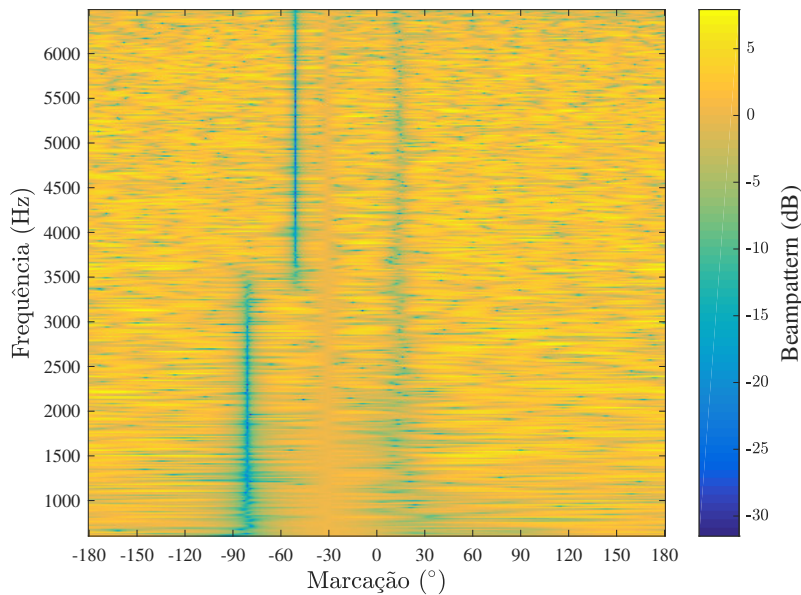
A observação da Figura 4.34b, que compreende o padrão de feixes do MVDR, permite depreender o mapeamento completo do ambiente estabelecido por este cenário. Isto porque, em primeiro lugar, são visíveis as duas interferências mais fortes nas marcações de -80° e -50° , cujos nulos são impostos pelo algoritmo estritamente nas faixas de frequências em que cada uma delas foi definida. Além disso, pode-se constatar a manutenção de ganho unitário na direção de interesse, bem como a formação de uma atenuação considerável na direção do terceiro sinal interferente ($+15^\circ$), que, vale frisar, mostra-se viável mesmo estando a referida interferência 10 dB abaixo do nível do ruído, o que enaltece a capacidade do MVDR em anular as interferências.

Essas constatações podem ser reiteradas a partir da visualização da Figura 4.35, que, mostrando o sinal de saída conformado para este cenário, torna notório o aumento do RMSE no caso do *beamformer* fixo, o que reflete o fato de que este, devido à atenuação relativamente baixa instituída por seus lóbulos secundários, foi incapaz de evitar que as interferências nas vizinhanças da direção de interesse corrompessem o sinal de saída. Este RMSE resultou 71% menor quando aplicado o *beamformer* ótimo, devido ao cancelamento dessas interferências.

Ainda no âmbito do sinal de saída conformado, a métrica da SINR é avaliada com base no gráfico da Figura 4.36, a qual indica que o desempenho do DaS somente



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.34: *Beampatterns* de banda larga para o Cenário 4.

supera o do MVDR a partir de uma SNR de entrada igual a 7,5 dB. Este valor é significativamente superior ao encontrado para o Cenário 3 (−11 dB), o que pode ser justificado pelo fato de que, ao contrário do Cenário 3, o presente cenário caracteriza um ambiente mais complexo, com muitas interferências, e, portanto, favorece que o MVDR desempenhe o papel de suprimir diretamente os citados sinais interferentes, realçando sobremaneira o sinal desejado e melhorando a SINR de saída para uma gama mais ampla de valores de SNR de entrada.

Para finalizar a análise do Cenário 4, encerrando, assim, as análises dos cenários construídos com sinais simulados, encontram-se ilustrados, na Figura 4.37, os

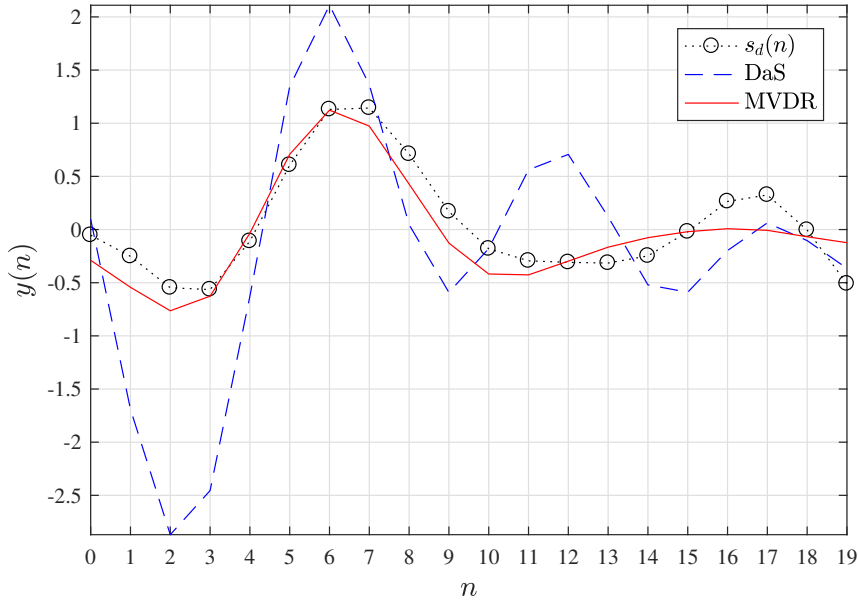


Figura 4.35: Gráficos do sinal de saída conformado ($\phi_o = \phi_d = -30^\circ$) do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4.

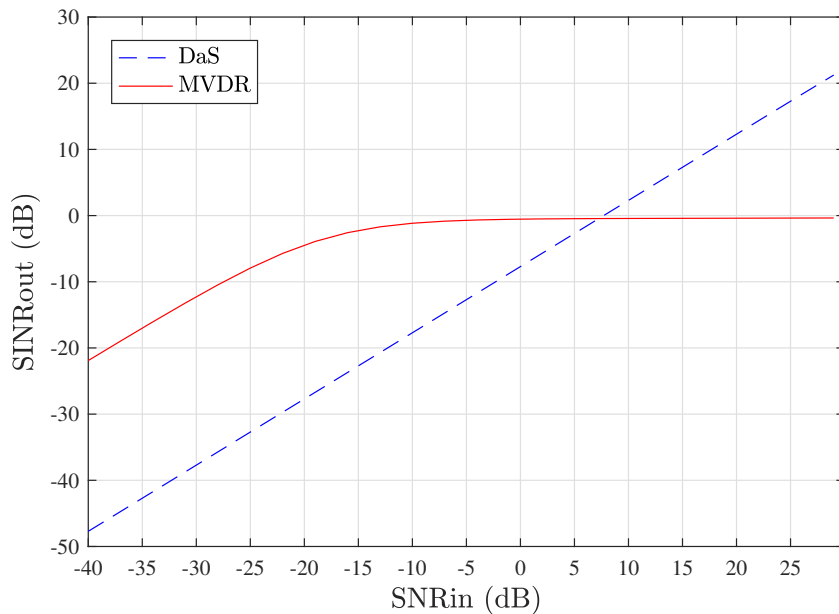
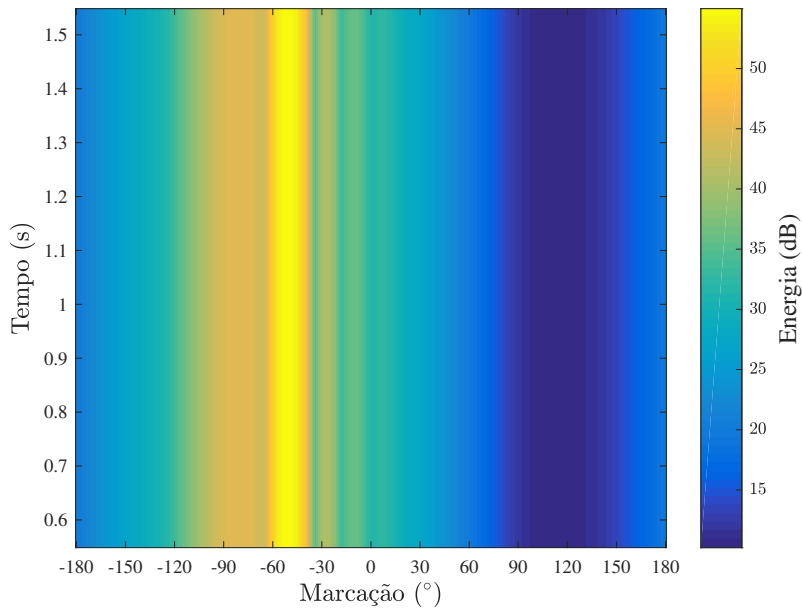


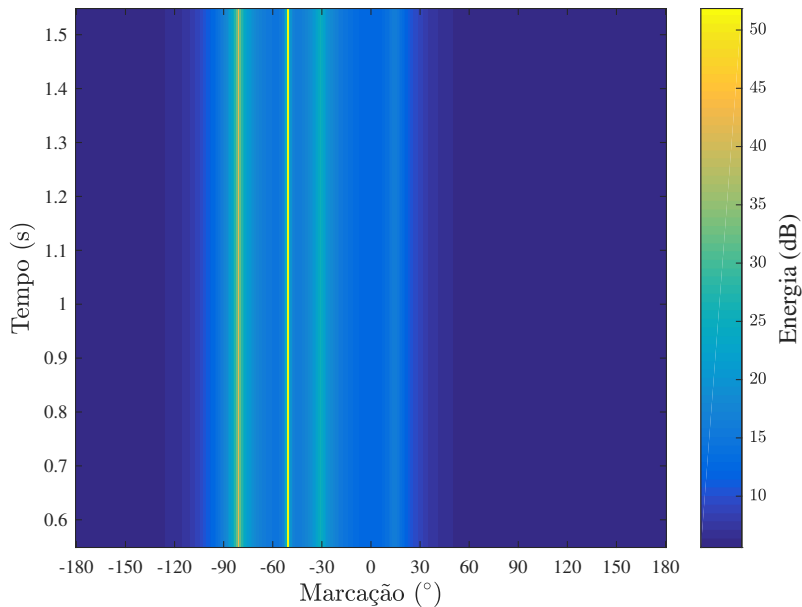
Figura 4.36: Variação da SINR de saída, em função da SINR de entrada, do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4.

gráficos *waterfall* para ambos os *beamformers*, de onde se nota, especificamente na Figura 4.37a, o surgimento de raias de energia entre as marcações de -30° e $+10^\circ$, favorecendo a possibilidade de incorrer-se na detecção de falsos contatos. Essas raias não aparecem na Figura 4.37b, referente ao MVDR.

Essas conclusões são notórias quando se visualiza o gráfico da Figura 4.38, onde também é visível o aumento na resolução da estimação do DoA por parte do MVDR, sendo que, mesmo este apresentando menor nível de energia, como, por exemplo, para as direções de -30° e $+15^\circ$, ainda assim, com essa técnica, torna-se viável



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.37: Gráficos *waterfall* de banda larga para o Cenário 4.

discernir-se ambas as marcações, o que não se mostra tão simples no caso do DaS.

Foram desempenhadas, até aqui, as análises dos Cenários 1, 2, 3 e 4, todos eles simulados mediante a geração de sinais em banda estreita, para os dois primeiros, e banda larga, para os dois últimos. Tais análises permitiram o aprofundamento acerca do comportamento dos conformadores de feixes baseados no DaS e no MVDR em diversas situações distintas, em um ambiente controlado onde se detinha as informações precisas dos sinais de entrada, o que ampliou as possibilidades de testes desses algoritmos. Na seção subsequente, serão apresentados e discutidos os resul-

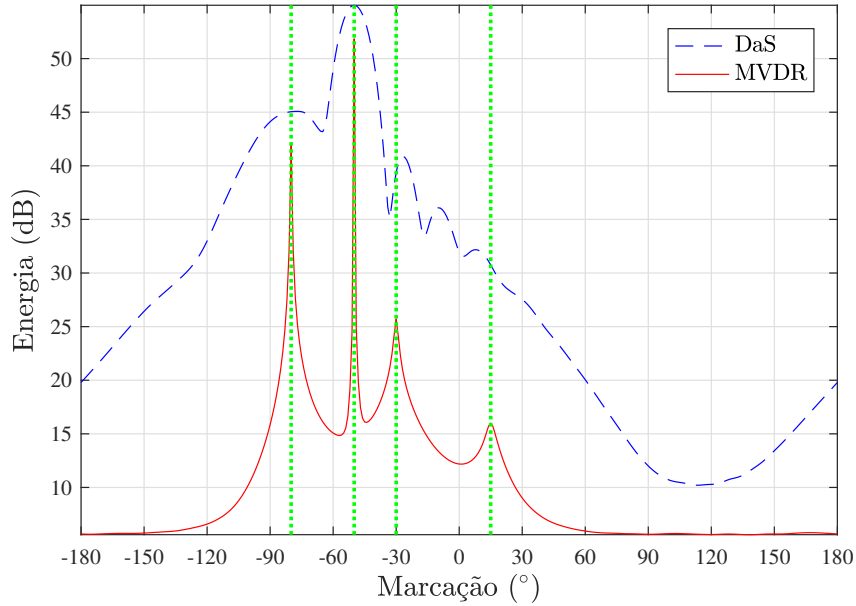


Figura 4.38: Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 4 – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

tados para os dois cenários reais oriundos da aplicação de sonar passivo.

4.3 Cenários Reais

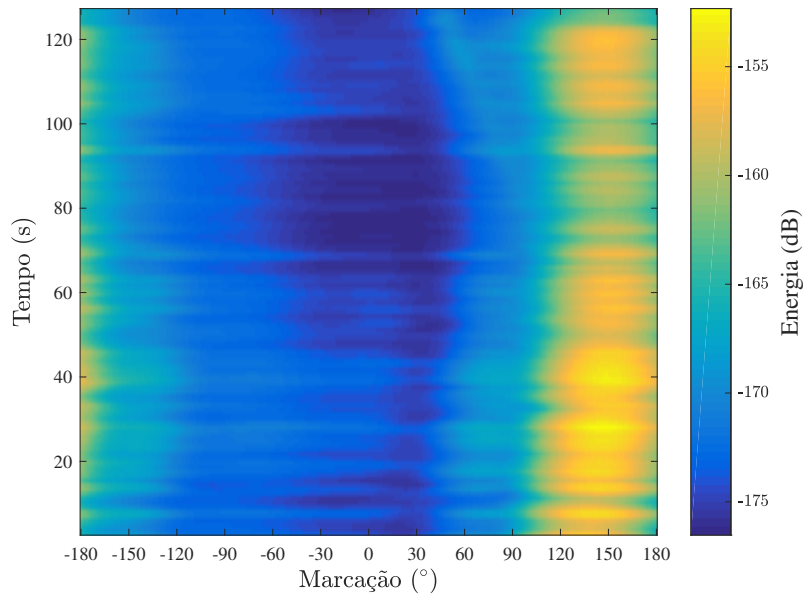
Para a consecução dos estudos baseados nos cenários reais, serão considerados blocos de $N = 63.536$ amostras, perfazendo um tempo total de integração T de aproximadamente 2 s, sobre os quais será realizada a estimação da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{xx} no domínio da frequência, na banda de 650 a 5.000 Hz, em conformidade com [6]. Além disso, serão utilizadas $N_w = N_{\text{FFT}} = 2.048$ amostras, correspondendo a um tamanho de janela T_w de cerca de 65 ms, para computar a FFT em cada uma dessas janelas.

Conforme já mencionado anteriormente, os cenários reais se subdividem em dois: Cenário 5, correspondente ao Conjunto de Dados A; e Cenário 6, relativo ao Conjunto de Dados B. Ambos serão tratados nas subseções seguintes.

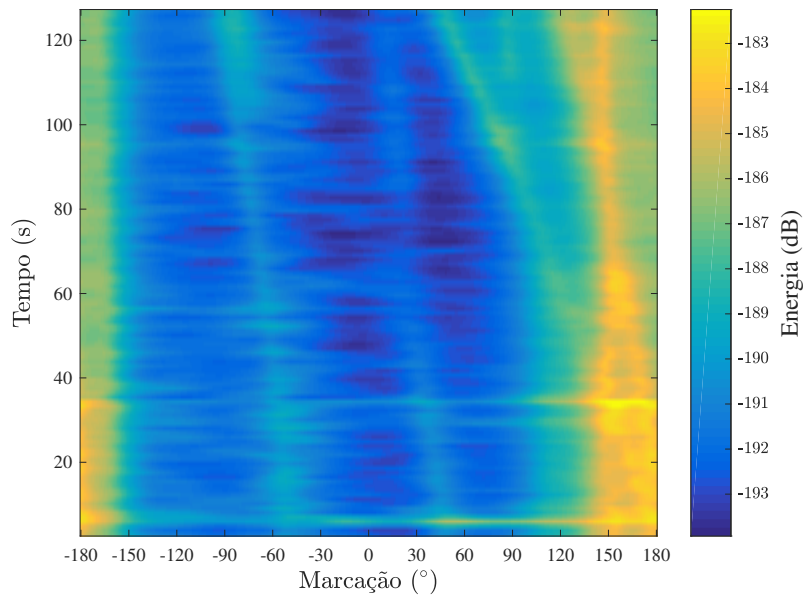
4.3.1 Cenário 5: Conjunto de Dados A

Sobre o Conjunto de Dados A, aqui denotado por Cenário 5, foram aplicados os *beamformers* DaS e MVDR para estimação de DoA, com o intuito de realizar um mapeamento do ambiente em questão, e localizar os contatos que estão emitindo sinais acústicos nesse ambiente. Os resultados encontram-se indicados nos gráficos *waterfall* da Figura 4.39.

Primeiramente, faz-se necessário mencionar que é notório o aumento na resolução



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.39: Gráficos *waterfall* de banda larga para o Cenário 5.

desempenhado pelo MVDR (Figura 4.39b) em relação ao DaS (Figura 4.39a), em especial quando observada a marcação no entorno de 150° . Essa mesma marcação, convém frisar, ao final do período de gravação (≈ 126 s), aparenta ser composta por dois contatos distintos, um a 120° e outro a 150° , segundo a Figura 4.39b.

Essa hipótese é confirmada ao se observar o gráfico de energia na Figura 4.40, onde as linhas verticais pontilhadas em verde foram incluídas no gráfico com o propósito de demarcar as direções de chegada de possíveis fontes emissoras no ambiente. Muito embora o *beamformer* MVDR esteja exibindo um nível de energia sensivelmente menor que o DaS nesse gráfico, a sua habilidade na detecção das fon-

tes de maior energia em alta resolução apresenta uma enorme utilidade, de modo que, neste cenário, foi possível estimar a direção de chegada de sete possíveis contatos, contra apenas três do conformador fixo. A movimentação dos contatos ao longo do tempo, inclusive, pode ser notada com muito mais clareza no *waterfall* produzido com o conformador ótimo.

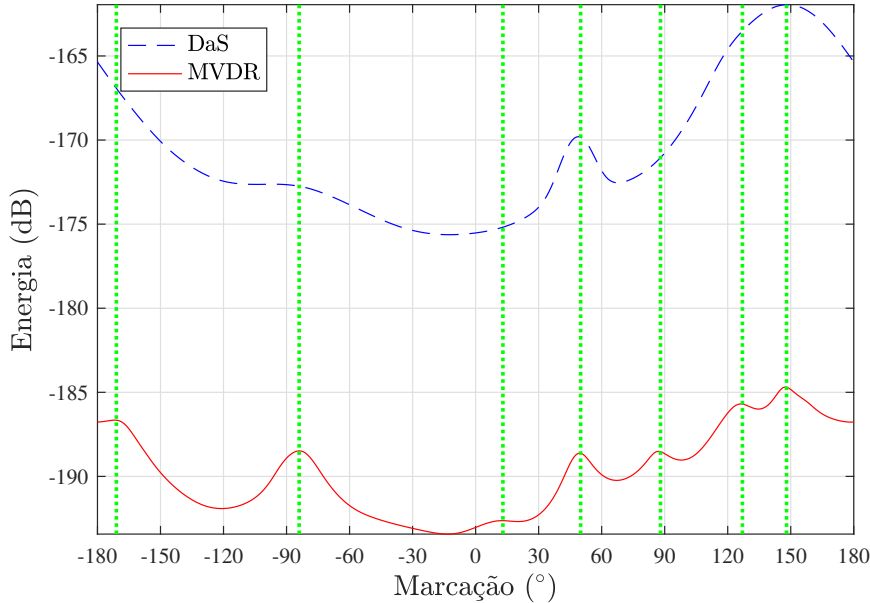
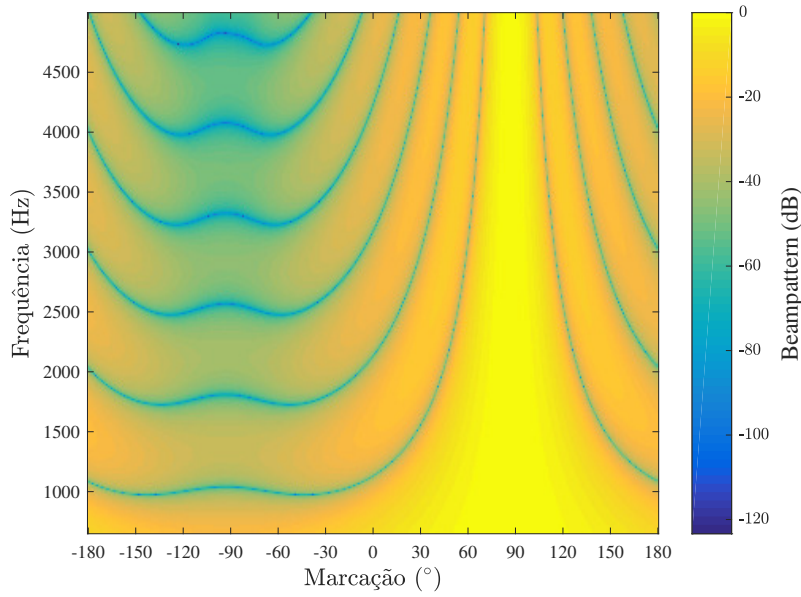


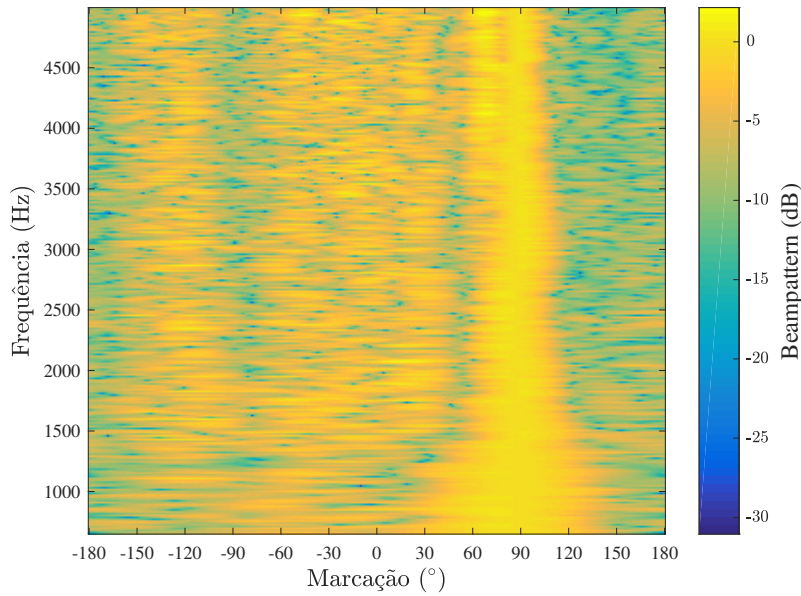
Figura 4.40: Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 5 ($t \approx 126$ s) – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

Cabe ressaltar que os resultados aqui obtidos para o Cenário 5 mostram-se compatíveis com aqueles exibidos na Figura 3.7 para o Conjunto de Dados A. As discrepâncias percebidas nas marcações sugerem tão somente diferenças em relação ao referencial adotado para o UCA.

Completando a análise deste cenário, foram gerados *beam patterns* de banda larga assumindo o apontamento para a direção de interesse $\phi_o = 88^\circ$. Esses padrões de feixes estão ilustrados na Figura 4.41, e mostram que, no caso do conformador ótimo (Figura 4.41b), são impostos nulos proporcionais à intensidade dos sinais interferentes em todas as direções correspondentes a essas interferências, enquanto que, na direção de interesse, mantém-se uma resposta sem distorções ao longo de toda a banda. É notória, também, a perda de resolução na resposta, inclusive na atenuação das interferências, na medida em que se reduz a frequência, sendo tal efeito mais intenso abaixo de 1.500 Hz. Esse efeito é ocasionado em função das características intrínsecas ao arranjo circular utilizado. O *beamformer* fixo (Figura 4.41a) apresenta sua sensibilidade típica, independente do sinal de entrada, modificado apenas em detrimento da direção de apontamento escolhida.



(a) DaS



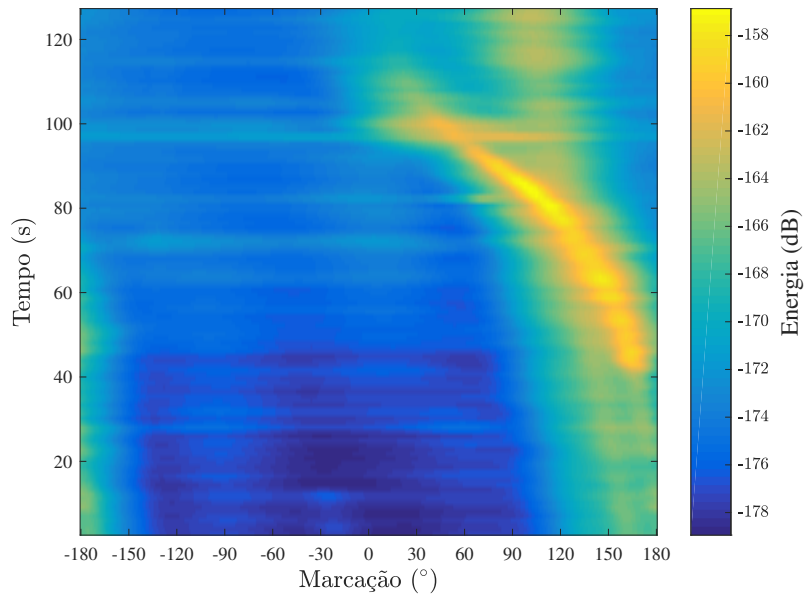
(b) MVDR

Figura 4.41: *Beampatterns* de banda larga para o Cenário 5 ($\phi_o = 88^\circ$ e $t \approx 126$ s).

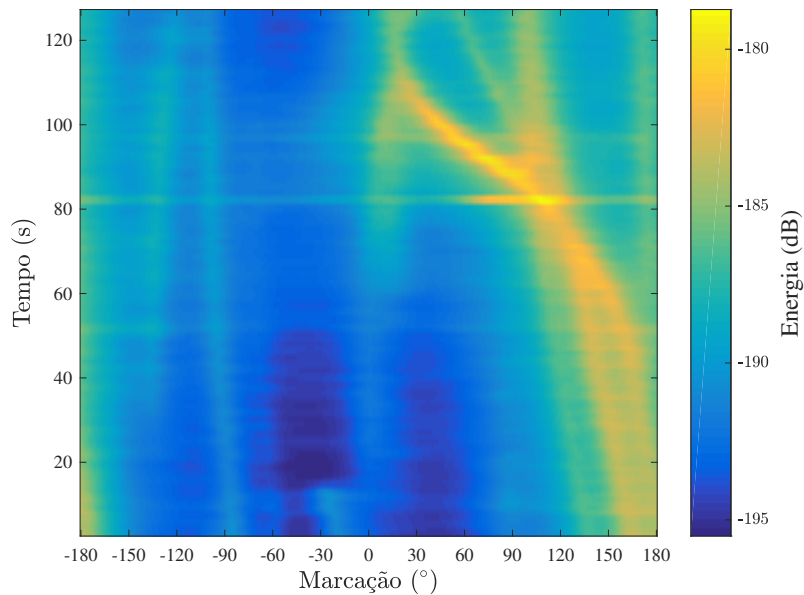
4.3.2 Cenário 6: Conjunto de Dados B

Ao Conjunto de Dados B, nomeado Cenário 6 para os fins deste trabalho, aplicaram-se ambos os *beamformers* de modo semelhante ao realizado na subseção anterior. Os resultados estão nos gráficos *waterfall* da Figura 4.42.

A partir da análise dessa figura, pode-se constatar, novamente, que o MVDR (Figura 4.42b) possibilita a identificação de um maior número de fontes emissoras que o DaS (Figura 4.42a). De fato, conforme a Figura 4.43, que consiste de um mapeamento da energia emitida no ambiente no instante aproximado de 60 s de



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.42: Gráficos *waterfall* de banda larga para o Cenário 6.

gravação, atesta-se que com o conformador ótimo foi possível detectar seis contatos, contra apenas três para o conformador fixo.

Esse instante de tempo específico foi escolhido para ser examinado porque constitui um cenário relevante de cruzamento de embarcações, apropriado, por conseguinte, para investigar se o *beamformer* ótimo consegue fornecer uma resposta mais apurada do que o *beamformer* fixo, dada a proximidade dos contatos. Realmente, na região onde ocorre este cruzamento, são detectados três contatos pelo MVDR, localizados a 113° , 135° e 152° , ao passo que através do DaS é possível identificar apenas um deles, a 152° .

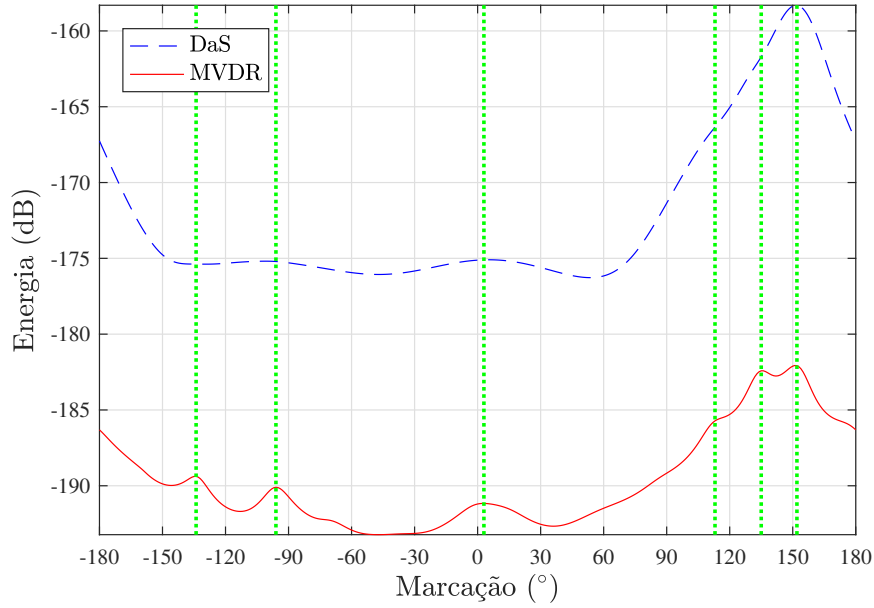
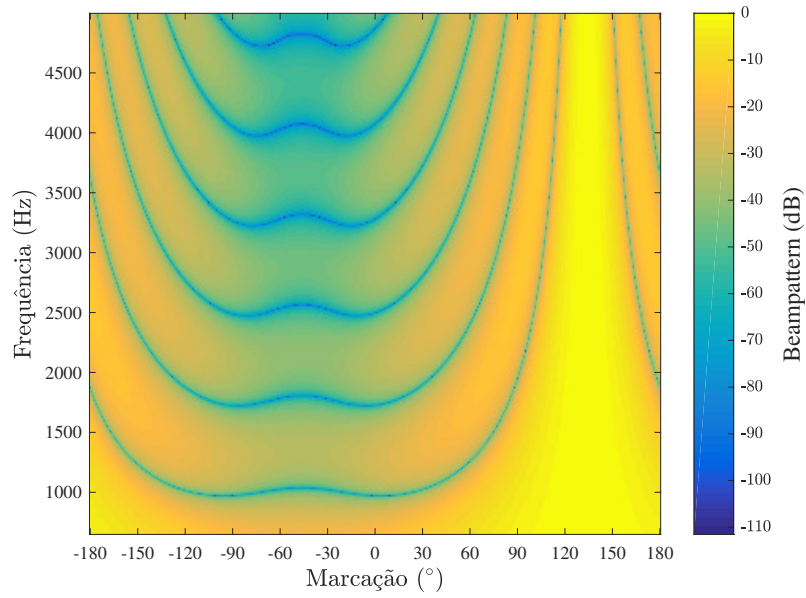


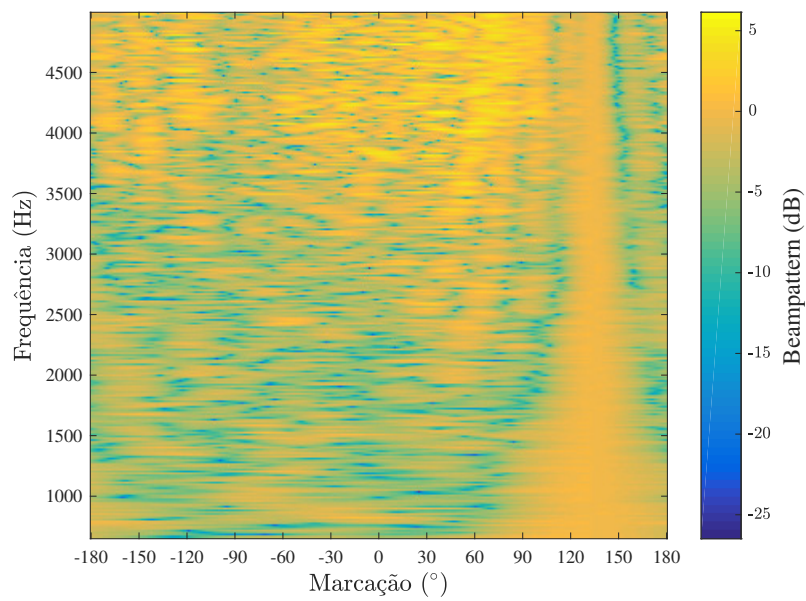
Figura 4.43: Gráficos de energia do DaS e do MVDR de banda larga para o Cenário 6 ($t \approx 60$ s) – as linhas verticais pontilhadas em verde indicam as direções dos sinais incidentes.

A fim de encerrar este estudo, são propostos, na Figura 4.44, os *beam patterns* resultantes do apontamento dos conformadores na direção $\phi_o = 135^\circ$, no mesmo instante de interesse considerado no parágrafo anterior. A observação da Figura 4.44b permite concluir que o *beamformer* ótimo consegue, concomitantemente, manter ganho unitário na direção desejada, e aplicar nulos nas direções das interferências, em particular as mais próximas (113° e 152°), fazendo com que estas sejam fortemente atenuadas no sinal de saída. Já o conformador fixo, cujo *beam pattern* encontra-se ilustrado na Figura 4.44a, apresenta o mesmo padrão que o caso anterior, por não possuir dependência para com os sinais de entrada.

De forma semelhante ao cenário anterior, os resultados encontrados nesta subseção estão compatíveis com os exibidos na Figura 3.8 para o Conjunto de Dados B, sendo possíveis discrepâncias nas marcações ocasionadas pela escolha do referencial do UCA.



(a) DaS



(b) MVDR

Figura 4.44: *Beampatterns* de banda larga para o Cenário 6 ($\phi_o = 135^\circ$ e $t \approx 60$ s).

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

Na presente dissertação, buscou-se desenvolver um estudo acerca das duas principais técnicas de conformação de feixes fixa e ótima no âmbito do processamento de sinais em arranjos de sensores: o *Delay-and-Sum* (DaS) e o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR). A partir da avaliação das métricas de *beam pattern*, RMSE e SINR do sinal de saída conformado, energia para estimação de DoA e custo computacional, foi realizada uma análise comparativa do comportamento de ambas as técnicas, tomando por base a aplicação em um sistema sonar passivo.

Utilizando-se, em um primeiro momento, de sinais simulados em banda estreita e banda larga coletados por um arranjo circular uniforme (UCA) e, posteriormente, de sinais de um sonar passivo real, estes disponibilizados pelo Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), foi possível atestar que o DaS apresenta desempenho satisfatório quando inserido em ambientes simples, com interferências de energia relativamente baixa ou muito afastadas da direção de interesse, aliado a um custo computacional consideravelmente pequeno.

Por outro lado, constatou-se que o MVDR, apesar de demandar maior carga computacional para ser implementado, em particular na sua versão de banda larga, exibe performance superior em se tratando de cenários mais complexos, com muitos sinais interferentes, de elevada energia e/ou próximos da direção de interesse. Além disso, foi visto que, na aplicação em estimação de DoA, o *beamformer* ótimo confirmou sua característica de super-resolução, fornecendo curvas de energia que viabilizaram a identificação mais clara de um número maior de contatos que no caso do *beamformer* fixo.

Dessa forma, conclui-se que o emprego de um conformador ótimo em um sistema sonar passivo pode ser uma alternativa vantajosa a ser considerada na ocasião do seu projeto, haja vista que os avanços tecnológicos no *hardware* que compõe os equipamentos modernos podem permitir a implementação de algoritmos mais complexos, o que, por conseguinte, tem o potencial de amenizar talvez o mais crítico dos obstáculos para a execução desses algoritmos em tempo real, que é a sua com-

plexidade computacional.

Adicionalmente, cabe destacar que este trabalho não é um fim em si mesmo, de modo que abre precedente para possíveis desdobramentos na forma de trabalhos futuros. A seguir, serão mencionadas algumas ideias para compor esses trabalhos:

- A implementação, para fins comparativos, de outros algoritmos estatisticamente ótimos já consagrados na literatura, como, por exemplo, o *Linearly Constrained Minimum Variance* (LCMV) [30], do qual o MVDR é um caso particular, em cujo método são ampliadas as possibilidades de construção de restrições para a imposição de um maior número de diferentes direções de interesse;
- Nessa mesma linha, propõe-se também a elaboração de um estudo detalhado no tocante à execução em tempo real das versões adaptativas desses métodos ótimos, tais como o algoritmo de Frost e o *Generalized Sidelobe Canceller* (GSC), haja vista o ambiente tipicamente não-estacionário em que eles são aplicados, e levando-se em consideração que a implementação *online* dessas técnicas traz à tona aspectos críticos a serem observados, como o custo computacional;
- Constatou-se, neste trabalho, que o uso de sensores direcionais no UCA corrobora a ideia de se aproveitar os sinais de sensores em apenas um arco desse círculo, podendo, inclusive, mitigar a complexidade computacional dos algoritmos de *beamforming*, de forma peculiar os estatisticamente ótimos, o que enseja então a possibilidade de condução de estudos posteriores no sentido de aprofundar o entendimento e aplicabilidade prática desse importante conceito;
- Com relação à manipulação de sinais em banda larga, tendo em vista as suas peculiaridades, sugere-se a realização de experimentos baseados em outras alternativas de processamento espacial para esse tipo de sinal, como as já citadas ao longo deste trabalho, bem como a aplicação de métodos ótimos em conjunto com a técnica de frequência invariante (*Frequency Invariant Beamforming - FIB*) [31][32] e a baseada na manipulação de matrizes polinomiais [33], que promete resultados compatíveis a um custo computacional inferior;
- Por fim, e permeando todas as demais proposições de trabalhos futuros relatadas acima, vale frisar a importância do levantamento de dados reais, como os disponibilizados pelo IPqM e utilizados neste trabalho, juntamente com a definição precisa dos parâmetros definidos na ocasião da aquisição dos sinais, por possibilitar a consecução de uma análise muito mais apurada dos algoritmos, enriquecendo sobremaneira os trabalhos que vierem a ser desenvolvidos.

Dessa forma, espera-se ter logrado êxito, a partir da elaboração desta dissertação, no cumprimento do propósito de fornecer contribuições relevantes à comunidade científica e à sociedade como um todo, na direção da evolução tecnológica do país e do fortalecimento de sua soberania.

Referências Bibliográficas

- [1] ALLEN, B., GHAVAMI, M. *Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications*. England, John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [2] LIU, W., WEISS, S. *Wideband Beamforming: Concepts and Techniques*. United Kingdom, John Wiley & Sons Ltd, 2010.
- [3] LI, Q. *Digital Sonar Design in Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Advanced Topics in Science and Technology in China. Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [4] ENGEL, M. S. P., PETRAGLIA, M. R., MOURA, N. N., et al. “Análise Comparativa de Conformação de Feixes Fixa e Adaptativa em Banda Larga”, *XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina (ETAS)*, nov. 2016.
- [5] VAN TREES, H. L. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. New York, USA, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [6] IPQM. “Conjuntos de Dados - Prêmio Talento ETAS”. 2016. Disponível em: <https://www1.mar.mil.br/ipqm/sites/www1.mar.mil.br/ipqm/files/etas/Conjuntos_de_dados_XIIETAS_Premio_Talento_ETAS.pdf>.
- [7] HAYKIN, S., VAN VEEN, B. *Signals and Systems*. New York, USA, John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [8] ALBERT, A. “Geometric and Analytic Properties of the Moore-Penrose Pseudoinverse”. In: *Regression and the Moore-Penrose Pseudoinverse*, 1 ed., cap. 3, New York, USA, Academic Press, 1972.
- [9] CAPON, J. “High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis”, *Proceedings of the IEEE*, v. 57, n. 8, pp. 1408–1418, ago. 1969.
- [10] BOYD, S., VANDENBERGHE, L. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.

- [11] ANTONIOU, A., LU, W. S. *Practical Optimization: Algorithms and Engeneering Applications*. New York, USA, Springer, 2007.
- [12] DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. 4 ed. , Springer, 2008.
- [13] FELZKY, M. A. *Uma Contribuição às Técnicas de Localização de Fontes Sonoras Através de Sonar Passivo Utilizando Filtros Fracionários*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2007.
- [14] BOZZI, F. A. *Conformação de Feixe em Sonar Passivo para um Arranjo Cilíndrico de Hidrofones*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2016.
- [15] BOZZI, F. A., OLIVEIRA, F., MONTEIRO, F. S. P., et al. “Análise Comparativa da Formação de Feixes Atraso e Soma no Domínio do Tempo e da Frequência para Sinais de Banda Larga”, *XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina (ETAS)*, nov. 2016.
- [16] VAIDYANATHAN, P. P. *Multirate Systems and Filter Banks*. New Jersey, USA, Prentice Hall, 1992.
- [17] WHITE, A. D. *Sonar for Practising Engineers*. 3 ed. England, John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [18] FONSECA, W. D., RISTOW, J. P. “Localização tridimensional de alvos com arranjo cilíndrico de hidrofones por meio do beamforming considerando o campo difratado”, *XII Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina (ETAS)*, nov. 2016.
- [19] CASTRO, R. M. *Estudo de Algoritmos Adaptativos de Beamforming com detecção de Ângulo de Chegada*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2011.
- [20] BLOMBERG, A. E. A., AUSTENG, A., HANSEN, R. E., et al. “Minimum Variance Adaptive Beamforming Applied to a Circular Sonar Array”, fev. 2014.
- [21] JACKSON, B. R., RAJAN, S., LIAO, B. J., et al. “Direction of Arrival Estimation Using Directive Antennas in Uniform Circular Arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 63, n. 2, pp. 736–747, fev. 2015.

- [22] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W., BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. 2 ed. New Jersey, USA, Prentice Hall, 1998.
- [23] ASKARI, M., KARIMI, M., ATBAEE, Z. “Robust beamforming in circular arrays using phase-mode transformation”, *IET Signal Processing*, v. 7, n. 8, pp. 693–703, set. 2013.
- [24] ASKARI, M., KARIMI, M. “Sector beamforming with uniform circular array antennas using phase mode transformation”, *21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, maio 2013.
- [25] ASKARI, M., KARIMI, M. “Quadratically constrained beamforming applied to UCA”, *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1178–1183, maio 2012.
- [26] DAVIES, D. E. N. “A transformation between the phasing techniques required for linear and circular aerial arrays”, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 112, n. 11, pp. 2041–2045, nov. 1965.
- [27] BLOMBERG, A. E. A., AUSTENG, A., HANSEN, R. E. “Adaptive Beamforming Applied to a Cylindrical Sonar Array Using an Interpolated Array Transformation”, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 37, n. 1, pp. 25–34, jan. 2012.
- [28] COOK, G. J., LAU, B. K., LEUNG, Y. H. “Performance analysis of spatial smoothing with interpolated arrays”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 41, n. 5, pp. 1881–1892, maio 1993.
- [29] COOK, G. J., LAU, B. K., LEUNG, Y. H. “An alternative approach to interpolated array processing for uniform circular arrays”, *Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, v. 37, n. 1, pp. 411–414, out. 2002.
- [30] BALASEM, S. S., TIONG, S. K., KOH, S. P. “Beamforming Algorithms Technique by Using MVDR and LCMV”, *World Applied Programming*, v. 2, n. 5, pp. 315–324, maio 2012.
- [31] CHAN, S. C., PUN, C. K. S. “On the design of digital broadband beamformer for uniform circular array with frequency invariant characteristics”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 693–696, maio 2002.
- [32] SÁ, F. P. G. *Conformação de Feixes em Sonar Passivo Baseada em Invariância na Frequência*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2016.

- [33] WEISS, S., BENDOUKHA, S., ALZIN, A., et al. “MVDR broadband beamforming using polynomial matrix techniques”, *IEEE European Signal Processing Conference*, pp. 839–843, set. 2015.