

MARINHA DO BRASIL
DIRETORIA DE ENSINO DA MARINHA
CENTRO DE INSTRUÇÃO ALMIRANTE WANDENKOLK

CURSO DE APERFEIÇOAMENTO AVANÇADO EM
SEGURANÇA DA INFORMAÇÃO E COMUNICAÇÕES

1ºTen RAFAEL VIEIRA DA SILVA



ANTENAS ADAPTATIVAS EM NAVIOS DA MARINHA DO BRASIL: impactos na
segurança das comunicações

Rio de Janeiro

2020

1ºTen RAFAEL VIEIRA DA SILVA

ANTENAS ADAPTATIVAS EM NAVIOS DA MARINHA DO BRASIL: impactos na
segurança das comunicações

Monografia apresentada ao Centro de Instrução Almirante Wandenkolk como requisito parcial à conclusão do Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Segurança da Informação e Comunicações.

Orientadores:

CF (EN) José Francisco de Andrade Junior, D.Sc.
Guilherme Ribeiro Colen, D.Sc.

CIAW

Rio de Janeiro

2020

Da Silva, Rafael Vieira.
Antenas adaptativas em navios da Marinha Do Brasil:
impactos na segurança das comunicações / Rafael Vieira da
Silva. – Rio de Janeiro, 2020.
73f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Ribeiro Colen;
CF(EN) José Francisco de Andrade Junior.

Monografia (Curso de Aperfeiçoamento Avançado de Segurança
da Informação e Comunicações) – Centro de Instrução Almirante
Wandenkolk, Rio de Janeiro, 2020.

1. Antenas adaptativas. 2. Comunicações. 3. Guerra
Eletrônica. 4. Navio. 5. Segurança da Informação. I. Centro
de Instrução Almirante Wandenkolk. II. Título.

1ºTen RAFAEL VIEIRA DA SILVA

ANTENAS ADAPTATIVAS EM NAVIOS DA MARINHA DO BRASIL: impactos na
segurança das comunicações

Monografia apresentada ao Centro de Instrução
Almirante Wandenkolk como requisito parcial à
conclusão do Curso de Aperfeiçoamento
Avançado em Segurança da Informação e
Comunicações.

Aprovada em _____.

Banca examinadora:

CMG (RM1-EN) Gian Karlo Huback Macedo de Almeida, M.Sc. – CIAW

CF (EN) José Francisco de Andrade Junior, D.Sc. – DCTIM

Guilherme Ribeiro Colen, D.Sc. – CIAW

CIAW
Rio de Janeiro
2020

Aos jovens Oficiais da Marinha do Brasil que preservam o fogo sagrado na absorvente rotina nos conveses de bordo. Estejam certos de que suas ações tem influência no todo.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus, por tudo que tenho conquistado em minha vida e por seu amor incondicional.

À minha amada esposa Gabrielly, por seu inestimável amor, compreensão, incentivo, apoio, por sempre estar ao meu lado em todos os momentos e por ser a principal fonte de motivação de meu esforço.

Aos meus pais, Luis Cláudio e Beatris, pela criação honrada, pelo exemplo e pelas constantes orações a Deus, em meu favor. Às minhas irmãs, Vanessa e Ana Cristina, pelas inesquecíveis histórias da infância que, até hoje, me ajudam a manter o pé no chão e a ter gratidão.

De forma muito especial, aos meus orientadores, Capitão de Fragata Andrade e Professor Guilherme, pelos ensinamentos, correções, pela seriedade e pela forma tranquila em conduzir a árdua tarefa de orientar este jovem Oficial.

Ao Capitão de Mar e Guerra Huback que, no papel de coordenador do curso, superou as expectativas de todos, demonstrando temperança e sensatez ao conduzir os Oficiais alunos na laboriosa rotina à que foram submetidos. Sua figura ímpar provou-se como forte exemplo de liderança.

Aos professores da PUC-Rio, pela competência nas exposições em sala de aula.

À Marinha do Brasil, por ter me providenciado até aqui uma formação de excelência.

Finalmente, agradeço a todos, incluindo os colegas de turma, que sem dúvida, foram fundamentais na intensa rotina do Curso de Aperfeiçoamento Avançado.

“Existem muitas hipóteses em ciência que estão erradas. Isso é perfeitamente aceitável, elas são a abertura para achar as que estão certas.”

(Carl Sagan)

ANTENAS ADAPTATIVAS EM NAVIOS DA MARINHA DO BRASIL: impactos na
segurança das comunicações

RESUMO

Antenas adaptativas são sistemas radiantes que permitem controlar dinamicamente o diagrama de radiação. Através de algoritmos inteligentes, são capazes de orientar a direção do lóbulo principal, de forma a obter maiores ganhos nas direções desejadas e reduzir a influência de sinais interferentes. Nesse sentido, o presente trabalho apresenta um estudo acerca das aplicações de arranjos de antenas adaptativas nos sistemas de comunicações dos navios da Marinha do Brasil e seus benefícios para a segurança das informações. Posto que as comunicações entre navios no mar sejam feitas, principalmente, através de transmissões rádio, a segurança do conteúdo apresenta vulnerabilidades. Isso se explica porque os sinais eletromagnéticos que trafegam no espaço livre possuem maior possibilidade de interceptação e interferência externa do que os sinais tramitados em meio físico confinado. O tema assume extrema relevância ao passo que o sucesso das ações no Teatro de Operações Marítimo está intimamente ligado ao domínio de tecnologia na área de sistemas de armas, comunicações e guerra eletrônica. Assim, o trabalho se propõe a apresentar os principais aspectos de processamento de sinais relevantes ao sistema, identificar os principais algoritmos inteligentes associados e expor os consequentes ganhos de segurança. Por meio de consulta à vasta literatura acerca do tema e às normas vigentes, uma pesquisa explicativa e aplicada permitiu comparar os métodos mais utilizados de conformação de feixe e estimação de ângulo de chegada. Conclui-se que, embora a escolha do método ideal surja do comprometimento entre desempenho e custo computacional do algoritmo, todos os diferentes métodos expostos, de fato, resultam em vantagens táticas e estratégicas para o navio utilizador. Um exemplo é a melhora na implementação do plano de Controle de Irradiações Eletromagnéticas e Acústicas (CIEMA).

Palavras-chave: Antenas adaptativas. Comunicações. Guerra eletrônica. Navio. Segurança da informação.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Representação simplificada de um ataque do tipo <i>jamming</i>	21
Figura 2.2 – Emissão com alta diretividade e supressão de lóbulos secundários.....	22
Figura 2.3 – Força-Tarefa multinacional durante Operação UNITAS	22
Figura 2.4 – Ilustração do conceito de radiano e ângulo sólido.	25
Figura 2.5 – Ilustração das regiões de campo de antena.	26
Figura 2.6 – Diagrama de radiação tridimensional de um dipolo.	29
Figura 2.7 – Diagrama de radiação bidimensional (corte no plano XZ da Figura 2.6).	29
Figura 2.8 – Tipos de lóbulos e plotagem linear do padrão de potência.	30
Figura 2.9 – Representação gráfica da intensidade normalizada em cada lóbulo.	31
Figura 2.10 – Modelo de arquitetura linear de um arranjo de antenas.	32
Figura 2.11 – Representação tridimensional de uma arquitetura linear de dipolos.....	33
Figura 2.12 – Modelo de arquitetura circular de um arranjo de antenas.	33
Figura 2.13 – Representação tridimensional de uma arquitetura circular de dipolos.....	34
Figura 2.14 – Exemplo de ação de uma matriz de antenas adaptativas.....	35
Figura 2.15 – Arranjo Linear Uniforme de “n” elementos submetido a campo próximo.	37
Figura 2.16 – Arranjo Linear Uniforme de “n” elementos submetido a campo distante.	37
Figura 2.17 – Modelagem genérica de um <i>beamformer</i> adaptativo.	40
Figura 4.1 – AOA estimado - DS.	45
Figura 4.2 – AOA estimado - Capon.....	47
Figura 4.3 – AOA estimado com sinais interferentes correlatados - MUSIC.	49
Figura 4.4 – AOA estimado para um único sinal - MUSIC.	50
Figura 4.5 – Variação do erro médio absoluto com relação ao SNR: MUSIC, Capon e DS. ...	51
Figura 4.6 – AOA x potência – método DS para sinais afastados e próximos espacialmente.	52
Figura 4.7 – AOA x potência – método Capon: dois sinais próximos espacialmente.	53
Figura 4.8 – AOA x potência – comparativo MUSIC x Capon.	53
Figura 4.9 – Configuração genérica de um filtro adaptativo.	54
Figura 4.10 – Erro vs. iterações para diferentes números de sinais interferentes – LMS.	56
Figura 4.11 – MSE para 100 iterações – LMS.	57
Figura 4.12 – MSE para 100 iterações – NLMS.	58
Figura 4.13 – Efeitos da variação do número de elementos – LMS.....	59
Figura 4.14 – Efeitos da variação do número de elementos – SMI.....	60

Figura 4.15 – Diagrama de radiação para diferentes números de iterações (LMS x RLS).	61
Figura 4.16 – Erro vs. número de iterações (LMS x RLS).....	62
Figura 4.17 – SIR vs. variação do número de elementos.	63
Figura 4.18 – Diagrama de irradiação para ULA com 5 elementos – LMS.....	63
Figura 4.19 – Diagrama de irradiação para ULA com 10 elementos – LMS.....	64
Figura 4.20 – Diagrama de irradiação para ULA com 15 elementos – LMS.....	64
Figura 4.21 – Diagrama de irradiação para ULA com 20 elementos – LMS.....	65
Figura 4.22 – SIR x número de elementos x espaçamento.....	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados para simulação - DS.	45
Tabela 2 - Dados para simulação com sinal interferente correlatado - Capon.	47
Tabela 3 - Dados para simulação com sinais interferentes correlatados - MUSIC.	49
Tabela 4 - Dados para simulação com um único sinal - MUSIC.	50
Tabela 5 - Dados para simulações comparativas dos métodos DS, Capon e MUSIC.....	52

LISTAS DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AM	amplitude modulada
AOA	ângulo de chegada (<i>angle of arrival</i>)
C ²	Comando e Controle
C4I	Comando, Controle, Comunicações, Computadores e Inteligência
CFN	Corpo de Fuzileiros Navais
CFT	comandante da Força-Tarefa
CIEMA	controle de irradiações eletromagnéticas e acústicas
CLMS	mínima média quadrática com restrições (<i>constrained least mean square</i>)
CMA	algoritmo de módulo constante (<i>constant modulus algorithm</i>)
COC	centro de operações de combate
DBM	Doutrina Básica da Marinha
DS	atraso e soma (<i>delay and sum</i>)
FO	função objetivo
GE	guerra eletrônica
HF	alta frequência (<i>high frequency</i>)
HPBW	largura do feixe de meia potência (<i>half-power beam width</i>)
LCMV	variância mínima com restrições lineares (<i>linearly constrained minimum variance</i>)
LMS	mínima média quadrática (<i>least mean square</i>)
MAGE	medidas de apoio à guerra eletrônica
MATLAB	<i>software</i> de computação numérica da empresa MathWorks
MB	Marinha do Brasil
MD	Ministério da Defesa

MSE	erro quadrático médio (<i>mean square error</i>)
MUSIC	classificação de múltiplos sinais (<i>multiple signal classification</i>)
MVDR	resposta mínima sem distorção da variância (<i>minimum variance distortionless response</i>)
NCMA	algoritmo de módulo constante normalizado (<i>normalized constant modulus algorithm</i>)
NLMS	mínima média quadrática normalizada (<i>normalized least mean square</i>)
OM	organização militar
PL	programação linear
RADAR	<i>radio detection and ranging</i>
RLS	quadrado mínimo recursivo (<i>recursive least square</i>)
SIC	segurança das informações e comunicações
SMI	inversão da matriz de amostras (<i>sample matrix inversion</i>)
SONAR	navegação e determinação da distância pelo som (<i>sound navigation and ranging</i>)
SISMC ²	Sistema Militar de Comando e Controle
SNR	relação sinal-ruído (<i>signal-to-noise ratio</i>)
TDOA	diferença de tempo de chegada (<i>time difference of arrival</i>)
TIC	tecnologia da informação e comunicações
UHF	frequência ultra-alta (<i>ultra-high frequency</i>)
ULA	arranjo linear uniforme (<i>uniform linear array</i>)
UMV	unidade de maior valor
VHF	frequência muito alta (<i>very-high frequency</i>)
VLSI	integração de escala muito larga (<i>very large scale integration</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Justificativa e Relevância	15
1.2	Objetivos	16
1.3	Organização da Monografia	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1	Noções de segurança da informação e comunicações	18
2.2	Noções de guerra eletrônica no embate entre meios navais no mar	20
2.2.1	Jamming	20
2.2.2	Medidas de apoio à guerra eletrônica	21
2.2.3	Centro de Operações de Combate	23
2.3	Antenas	23
2.3.1	Densidade e intensidade de radiação	24
2.3.2	Regiões de campo de antena	25
2.3.3	Ganho, diretividade e eficiência	27
2.3.4	Diagrama de radiação	28
2.4	Arranjos de antenas	32
2.5	Antenas adaptativas	34
2.5.1	Vantagens, desvantagens e aplicabilidade	36
2.5.2	Estimação de ângulo de chegada	36
2.5.3	Conformação adaptativa de feixe (<i>beamforming</i> adaptativo)	39
3	METODOLOGIA	43
3.1	Limitações do Método	43
4	DESCRIÇÃO DOS RESULTADOS	44
4.1	Práticas de estimação de AOA	44
4.1.1	Método Beamformer	44
4.1.2	Método Capon	46
4.1.3	Método MUSIC	48
4.1.4	Comparação entre os métodos DS, Capon e MUSIC	50
4.2	Práticas de beamforming adaptativo	54

4.2.1	O algoritmo LMS	54
4.2.2	Algoritmo NLMS	57
4.2.3	Algoritmo SMI	58
4.2.4	O algoritmo RLS	60
4.3	Efeitos da quantidade de elementos na relação sinal-interferência (SIR)	62
4.4	Efeitos da separação entre os elementos do arranjo	65
5	ANÁLISE DOS RESULTADOS	67
5.1	Estimação de AOA	67
5.2	Beamforming adaptativo	68
5.3	Impactos no CIEMA	69
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	70
6.1	Sugestões para Futuros Trabalhos	71
	REFERÊNCIAS	71

1 INTRODUÇÃO

Os sinais eletromagnéticos que trafegam no espaço livre possuem maior possibilidade de interceptação pelo inimigo e interferência externa, gerada ou não por outrem, em relação aos sinais tramitados em algum meio físico confinado. Essa vulnerabilidade é observada frequentemente nas comunicações entre navios ou entre navios e estações em terra, sejam através de enlaces por satélites ou por enlaces de UHF (*ultra high frequency*), VHF (*very high frequency*) e HF (*high frequency*).

Para evitar essa vulnerabilidade, tão importante como as técnicas de codificação e criptologia já empregadas é o emprego de sistemas-rádio capazes de negar essas informações a quem não tem autorização e/ou necessidade de conhecer. Uma forma de lidar com esse problema perpassa pelo conhecimento dos diagramas de irradiação das antenas e na possibilidade de alterá-los conforme a necessidade (SOUSA, 2015). Hoje, na Marinha do Brasil, não existem navios com tais capacidades.

Sendo assim, o presente trabalho limitar-se-á no estudo da implementação de matrizes de antenas adaptativas nos sistemas de comunicações dos navios da Marinha do Brasil, bem como, na apresentação de estudo sobre os impactos na política de segurança das informações. Mais especificamente, o problema em análise neste trabalho é a vulnerabilidade na segurança das comunicações dos navios da Marinha do Brasil observada no trâmite de informações através do espaço livre.

1.1 Justificativa e Relevância

No processo de crescente desenvolvimento de novas tecnologias na área de guerra eletrônica de comunicações e de processamento digital de sinais, a Marinha do Brasil está empenhando esforços para a manutenção satisfatória de seus meios de acordo com as tendências inovadoras no assunto (BRASIL, 2009). Nesse contexto, incentiva-se, através das Organizações Militares de ensino e das Organizações Militares orientadoras técnicas, pesquisas nas áreas de interesse. Além disso, para um Oficial da Marinha da área de comunicações, faz-se mister o conhecimento do uso adequado das variações dos diagramas de irradiação das antenas e do espectro eletromagnético, visando à proteção de ativos informacionais e da soberania nacional.

O sucesso das ações desempenhadas no Teatro de Operações Marítimo está intimamente ligado ao domínio da tecnologia na área de sistemas de armas, comunicações, guerra eletrônica, dentre outras. Este trabalho analisa as comunicações no âmbito de uma Força-Tarefa¹ no mar composta de navios com a capacidade de controle do feixe de irradiação nas transmissões e processamento espacial de sinais durante sua recepção. Com isso, o estudo se mostra relevante no âmbito da MB ao destacar as vantagens táticas e estratégicas da utilização do recurso em lide. Dentre elas, destaca-se a possibilidade de variações no plano de Controle de Irradiações Eletromagnéticas e Acústicas (CIEMA). Além disso, demonstra o incremento no auxílio à decisão em nível estratégico e aumento do poder de dissuasão.

Resumindo, a importância deste trabalho reside no fato de apresentar os principais aspectos relacionados ao uso de antenas adaptativas durante ações típicas de embate entre forças no mar.

1.2 Objetivos

Este estudo tem como objetivo principal, avaliar os ganhos na segurança das comunicações de um navio que venha utilizar um sistema de antenas adaptativas, permitindo a alteração do diagrama de radiação resultante de acordo com a necessidade. O estudo baseia-se na utilização do sistema no âmbito de um clássico enfrentamento entre meios navais no mar.

Em consonância com o propósito principal, tem-se como objetivos específicos, com base na bibliografia estudada, identificar os principais algoritmos inteligentes associados ao processamento espacial de sinais aplicáveis ao problema estudado, bem como a arquitetura de um arranjo simples de matrizes de antenas adaptativas cabível. Adicionalmente, aumentar o grau de interesse sobre o assunto, proporcionando uma análise crítica da projeção futura dos recursos nacionais.

1.3 Organização da Monografia

Este trabalho foi organizado em cinco seções. Na seção 1 são apresentados os principais assuntos tratados ao longo de todo o trabalho, com introdução ao problema

¹ Força-Tarefa é uma Força constituída para a condução de operações navais em cumprimento a determinada missão. Força, por sua vez, é uma parcela da Armada, posta sob comando único e constituída para fins operativos ou administrativos.

estudado, explanando a justificativa da escolha do tema e a relevância do mesmo para a Marinha do Brasil. Ademais, nesta seção são apresentadas as metas a serem alcançadas ao final do estudo. Na seção 2 é apresentado um desenvolvimento teórico e matemático sobre os conceitos basilares ao entendimento do problema. Dessa forma, são relacionadas equações dos principais parâmetros de antenas e introduzidas noções de guerra eletrônica e de operações navais. Na seção 3 são expostos os procedimentos metodológicos, destacando o tipo de pesquisa realizada, suas limitações e o tratamento conferido aos dados. Na seção 4, são descritos por meio de ilustrações, tabelas e comentários os resultados da pesquisa e das simulações autorais. Ainda nesta seção são analisados e criticados os resultados de forma apoiada nas aplicações ao problema estudado. Por fim, a seção 5 apresenta as conclusões da monografia, sendo também listadas as contribuições do trabalho e os possíveis desdobramentos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para entender o problema apresentado e suas possíveis soluções é importante destacar os principais conceitos envolvidos em relação a antenas, arranjos de antenas e suas variações. Assim como, conhecer o que são as técnicas de conformação de feixe adaptativo e do que se trata a estimação de ângulo de chegada.

Ademais, como parte integrante do objetivo geral do estudo, avaliar os ganhos no nível de segurança nas comunicações de uma Força-Tarefa no mar passa pelo bom entendimento dos principais aspectos e normas de Segurança da Informação. Outro ponto importante para se atingir o objetivo do trabalho é o conhecimento de alguns fundamentos de guerra eletrônica de comunicações e sua influência nas operações navais.

Esta seção inicia-se com a apresentação dos conceitos basilares das operações navais para então, revisar a teoria introdutória de antenas adaptativas, aplicáveis ao problema exposto.

2.1 Noções de segurança da informação e comunicações

Observa-se que o tema Segurança da Informação e Comunicações (SIC) tem ganhado destaque e vem conquistando, cada vez mais, espaço dentro das organizações. O avanço da temática teve como principais alicerces a prevenção de perdas e a diminuição dos riscos e custos, além de fornecer à informação um caráter especial e importante, o de patrimônio, seja de pessoa física ou jurídica.

No âmbito militar, o conceito de segurança da informação é ainda mais antigo, e é tratado, há tempos, como prioridade pelas Organizações Militares (OM) na formação profissional de seu pessoal. Tal fato pode ser explicado pela história das guerras e as comprovações das vantagens táticas obtidas nos campos de batalha por quem possuía acesso a informações privilegiadas.

Brasil (2015a) define como “Ativo de Informação” todo e qualquer sistema de informação, transmissão e processamento, meio de armazenamento e qualquer pessoa que tenha acesso a ele. Por conseguinte, no papel de ativo, tangível ou intangível, a informação possui valor para a organização, devendo receber, portanto, o tratamento adequado.

Dessa forma, as Forças Armadas, no Brasil e no mundo, empenham esforços constantes na preparação adequada de pessoal e material, de forma a garantir o nível de segurança ideal no tratamento das informações.

Considera-se **necessário o emprego de sistemas de Tecnologia da Informação e Comunicações (TIC)** nas atividades de Comando e Controle (C²) das operações militares (conceito de Command, Control, Communications, Computers, and Intelligence - C4I), **com os adequados atributos de SIC**, para a consecução rápida, precisa e oportuna do ciclo de C² necessário para obtenção de vantagens decisivas, frente à crescente complexidade das crises e dos conflitos modernos (BRASIL, 2015a, p. 23, grifo nosso).

Os atributos clássicos de SIC citados são relacionados a seguir e também se aplicam ao Sistema Militar de Comando e Controle (SISMC²) (BRASIL, 2015a):

- a) confidencialidade: propriedade de negar o conteúdo da informação a indivíduos, entidades não autorizados;
- b) integridade: propriedade de garantir que o conteúdo original da informação não seja modificado indevidamente;
- c) disponibilidade: propriedade de assegurar que a informação esteja acessível e utilizável quando necessário;
- d) autenticidade: propriedade de garantir a autoria a uma entidade ou indivíduo pela produção, modificação, expedição ou destruição da informação; e
- e) não-repúdio: propriedade de assegurar que nem o originador nem o destinatário de informação possa, em um momento posterior, negar a respectiva atuação.

Como é possível observar, no contexto deste trabalho destacam-se a confidencialidade e a disponibilidade como principais atributos de SIC beneficiados pelas aplicações de arranjos de antenas adaptativas nos sistemas de comunicações dos navios da MB. Isso se explica porque para acessar o conteúdo de uma informação, mesmo cifrada, é necessário ter acesso ao sinal eletromagnético que a transporta, ou seja, a possibilidade de concentrar a potência emitida na direção desejada (navio amigo) reduz as chances de interceptação do sinal por um navio ou força inimiga nas proximidades. Porquanto, um maior grau de confidencialidade é obtido. Quanto aos ganhos em disponibilidade, a explicação advém da possibilidade de ocorrer *jamming*, cujo conceito é discutido na seção 2.2.1.

2.2 Noções de guerra eletrônica no embate entre meios navais no mar

Com o objetivo de entender a relevância das aplicações das antenas adaptativas nos sistemas de comunicações navais, bem como seus impactos na segurança das informações tramitadas no espaço livre, faz-se basilar a assimilação dos principais conceitos de guerra eletrônica (GE). A Doutrina Básica da Marinha (DBM) define GE da seguinte forma:

Conjunto de ações que visam explorar as emissões do inimigo, em toda a faixa do espectro eletromagnético, com a finalidade de conhecer a sua ordem de batalha, intenções e capacidades e, também, utilizar medidas adequadas para negar, reduzir ou prevenir o uso efetivo dos seus sistemas, enquanto se protege e utiliza, com eficácia, os próprios sistemas. (BRASIL, 2015b, p. 23).

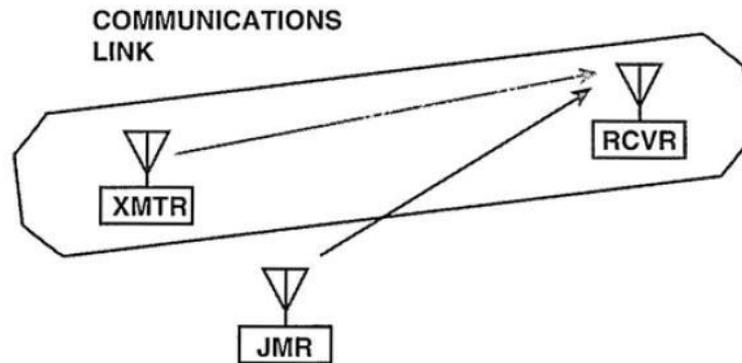
A grande maioria, senão a totalidade, dos sistemas de armas e de Comando e Controle dos navios, depende de equipamentos eletrônicos para a execução de suas funções principais. Qualquer Força-Tarefa moderna, quando em operações nos diversos cenários táticos gera, voluntária ou involuntariamente, irradiações eletromagnéticas e, quando duas delas se defrontam, os respectivos campos irradiados interagem. Por meio da GE, uma força busca, deliberadamente, explorar, em proveito da sua maior eficiência em combate, os campos eletromagnéticos interferentes.

No cenário de enfrentamento acima, destacam-se, dentre as várias modalidades dentro da GE, os conceitos de *jamming* e de medidas de apoio à guerra eletrônica (MAGE). Vale salientar que este trabalho não se destina a fazer uma revisão literária completa do assunto, abordando apenas os aspectos cruciais para entendimento do problema central.

2.2.1 Jamming

A respeito do *jamming*, seu propósito central é interferir no uso efetivo do espectro eletromagnético pelo inimigo. A técnica básica, como ilustrado na Figura 2.1, consiste em gerar um sinal interferente no receptor alvo juntamente com o sinal desejado na recepção. O objetivo terá sido alcançado quando o sinal interferente for forte o suficiente para impedir o receptor de extrair a informação esperada do sinal. Ressalta-se que o *jamming* não tem propósito destrutivo, visando apenas à ineficiência temporária do receptor, com suas ações centradas no receptor e não no transmissor (ADAMY, 2001).

Figura 2.1 – Representação simplificada de um ataque do tipo *jamming*.



Fonte: Adamy (2001).

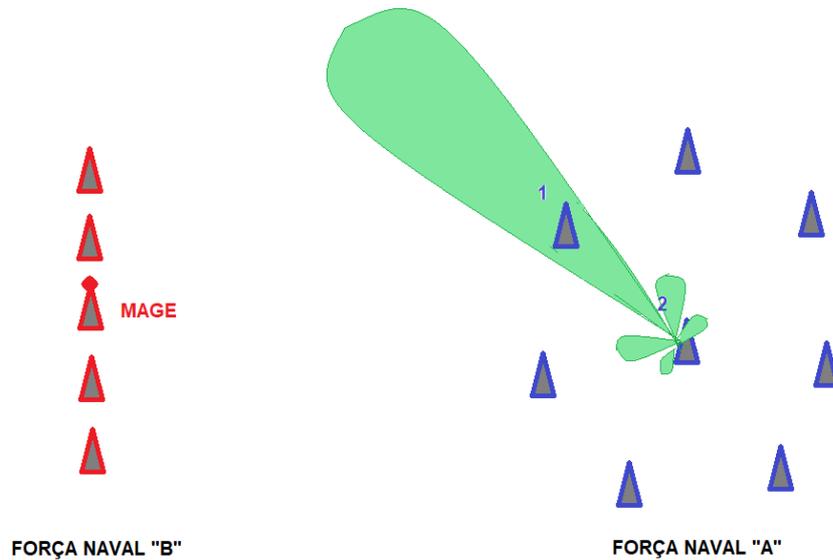
2.2.2 Medidas de apoio à guerra eletrônica

Quanto às MAGE, Adamy (2001) define como um conjunto de ações visando à busca, interceptação, identificação e localização eletrônica das fontes de energia eletromagnética irradiada no ambiente eletrônico de uma força ou unidade, a fim de permitir a análise, o imediato reconhecimento de uma ameaça ou sua posterior exploração.

Com base nessa explanação, em uma Força-Tarefa, de acordo com a atribuição de tarefas, determinados navios conhecidos como “piquetes de superfície” assumem posições avançadas e utilizam-se de seus sistemas MAGE de tal modo que a detecção se faça o mais cedo possível, provendo defesa em profundidade à Força.

Nessa lógica, suponhamos uma Força-Tarefa A, com um sistema de comunicações amparado por antenas adaptativas, e uma Força-Tarefa adversária B. Associando-se os atributos de Segurança da Informação aos princípios da GE, é natural entender que a possibilidade de alterar o diagrama de radiação resultante de um arranjo de antenas de um navio da Força A, indubitavelmente, confere maior confidencialidade e disponibilidade às comunicações da mesma. Uma vez que o equipamento MAGE de um navio da Força B não capta as ondas emitidas por um navio da Força A, são dirimidas as chances de quebra da confidencialidade da informação transmitida e da posição do emissor. Como a posição do emissor não pode ser identificada, um eventual ataque do tipo *jamming* oriundo da Força B fica dificultado, ou seja, diminuídas as influências na disponibilidade dos sistemas de comunicação da Força A. A Figura 2.2 ilustra a situação genérica exemplificada.

Figura 2.2 – Emissão com alta diretividade e supressão de lóbulos secundários.



Fonte: o autor.

A Figura 2.3 ilustra um tipo particular de formatura de navios durante uma Operação UNITAS² LX/2019.

Figura 2.3 – Força-Tarefa multinacional durante Operação UNITAS



Fonte: página do DefesaNet (2019).

² A UNITAS é o exercício marítimo multinacional mais antigo organizado pelos Estados Unidos da América (EUA), realizado desde 1959, e ocorre no formato anfíbio desde 2008. Tem por objetivo principal incrementar a interoperabilidade entre as Marinhas e estreitar os laços de cooperação e amizade (DEFESANET, 2019).

2.2.3 Centro de Operações de Combate

O Centro de Operações de Combate (COC) é o local a bordo onde as informações de ordem tática são coletadas e de onde a maioria das operações são executadas e controladas, constituindo-se auxiliar direto do comandante para o bom desempenho operativo do navio.

O grande volume de informações que um moderno navio de guerra recebe e a rapidez com que evoluem as situações táticas são de tal ordem que seria impossível a tomada de decisão em tempo útil, sem a existência de um órgão como o COC. Ele pode exercer funções de controle e/ou funções de assistência e tem participação ativa em todas as ações em que o navio possa estar engajado.

Dentre essas funções de controle, existe um aspecto vital no decorrer da guerra eletrônica: o plano de Controle das Irradiações Eletromagnéticas e Acústicas (CIEMA). Tal plano é ativado em conformidade com a conjuntura tática do momento. Em explanação resumida, é possível compreender o CIEMA como um controle de quais equipamentos e sensores podem transmitir ou não, de acordo com frequências específicas e em intervalos de tempo determinados. O plano engloba transceptores rádio, RADAR (*Radio Detection and Ranging*) e SONAR (do inglês, *Sound Navigation and Ranging*).

Embora o caráter confidencial do tema impeça maiores elucidicações, com o exposto já é possível intuir que um dos proveitos do emprego de antenas adaptativas é a viabilidade de afrouxamento nas rígidas restrições impostas pelo CIEMA. A título de exemplo, suponhamos que determinado transceptor de radiocomunicação do navio possua antena com padrão omnidirecional de radiação. Porventura, outrora o transceptor tenha tido sua transmissão restringida, agora, graças à diretividade aplicada pelo arranjo de antenas, o mesmo pode transmitir sem prejuízos à discricção da Força-Tarefa.

2.3 Antenas

De forma bem simples, uma antena pode ser definida como um dispositivo capaz de receber e radiar ondas de rádio. Em outras palavras, a antena é a estrutura de transição entre um meio guiado e o espaço livre. Esse meio guiado é usado para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão para a antena ou da antena para o receptor (BALANIS, 1997). Na prática, as características de radiação dependem do tipo da antena, ou seja, da forma física e dos materiais empregados na construção, fatores esses que vão

determinar as distribuições dos campos elétrico e magnético. Consequentemente, a antena utilizada em uma aplicação depende das características de radiação exigidas.

Desse modo, para analisar o desempenho de uma antena é necessário definir alguns parâmetros principais, como: intensidade de radiação, densidade de radiação, ganho, diretividade, eficiência e padrão (ou diagrama) de radiação (BALANIS, 1997).

2.3.1 Densidade e intensidade de radiação

No estudo de antenas devem ser definidas algumas propriedades importantes, dentre as quais, a densidade e intensidade de radiação. Para entender o conceito de densidade de radiação, vale ressaltar que a potência radiada por uma antena pode ser calculada, usando coordenadas esféricas (r, θ, φ) , por

$$P_{rad} = \oint W_{rad}(r, \theta, \varphi) dA, \quad (2.1)$$

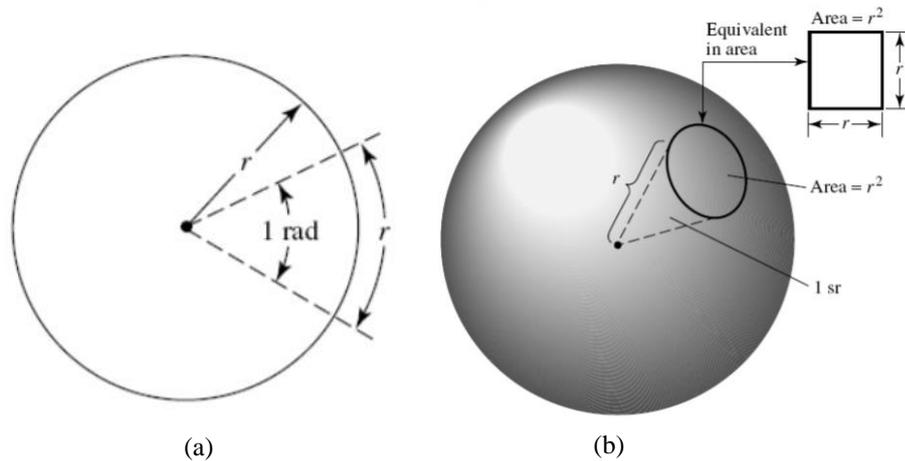
em que $W_{rad}(r, \theta, \varphi)$ é a densidade de radiação e dA é um elemento diferencial de área. A densidade de radiação, por sua vez, pode ser calculada através do vetor de *Poynting*, obtendo o valor de seu módulo. O vetor de *Poynting* representa a densidade direcional do fluxo de energia de um campo eletromagnético e é calculado pelo módulo do produto vetorial entre os vetores campo elétrico e campo magnético (WEIK, 2000). Isso nos provê basicamente a medida de qual é a potência radiada por cada metro quadrado. Portanto, a densidade de radiação é definida como

$$W_{rad}(r, \theta, \varphi) = |S| = |E \times H| \left(\frac{W}{m^2} \right), \quad (2.2)$$

em que S é o vetor de *Poynting*, E é o vetor campo elétrico e H é o vetor campo magnético. Para o conceito de intensidade de radiação, devemos atentar para a diferença entre ângulo plano e ângulo sólido. O primeiro é definido como o ângulo plano com vértice no centro de um círculo com raio r . Como o comprimento total do círculo é $2\pi r$, então no círculo todo existem $\frac{2\pi r}{r} = 2\pi$ radianos. Já o ângulo sólido (esterradiano) é definido como o ângulo sólido com vértice no centro de uma esfera de raio r que define na superfície da mesma uma área

igual a r^2 . Como a área total de uma esfera é $4\pi r^2$, então na esfera toda existem $\frac{4\pi r^2}{r^2} = 4\pi$ esterradianos (BALANIS, 1997). As Figuras 2.4(a) e 2.4(b) ilustram os conceitos de radiano e de ângulo sólido, respectivamente.

Figura 2.4 – Ilustração do conceito de radiano e ângulo sólido.



Fonte: Balanis (1997).

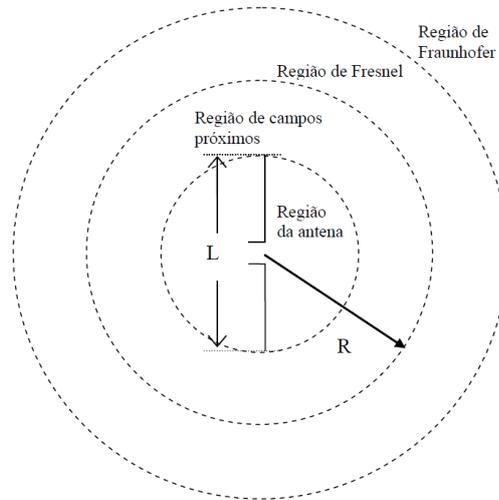
Com as definições acima, podemos entender o conceito de intensidade de radiação. Ela, em determinada direção, é definida como a potência radiada por uma antena por unidade de ângulo sólido, ou seja,

$$U_{rad}(r, \theta, \varphi) = r^2 W_{rad}(r, \theta, \varphi) \left(\frac{W}{\text{sr}} \right). \quad (2.3)$$

2.3.2 Regiões de campo de antena

De acordo com a distância em relação à antena, são definidas quatro regiões de campo para uma antena, são elas: região da antena, região de campos próximos, região de Fresnel e região de Fraunhofer ou campos distantes. A Figura 2.5 ilustra como se dividem essas regiões no espaço.

Figura 2.5 – Ilustração das regiões de campo de antena.



Fonte: Júnior (2010).

A região da antena é a área mais próxima que se circunscreve a antena. Portanto, é onde se formam os campos eletromagnéticos. Nessa região encontram-se vários dispositivos eletrônicos como, circuitos integrados, microchips, processadores, dentre outros. A existência desses componentes torna a região instável para o sistema de comunicação. Dessa forma, essa região não será considerada para o estudo. A relação que a delimita é

$$R \leq \frac{L}{2}, \quad (2.4)$$

onde L é o comprimento da antena e R é a distância em relação à mesma (JUNIOR, 2010).

A região de campos próximos contém a energia reativa que circunda a antena, ou seja, a energia armazenada nas proximidades. Os campos produzidos aqui não se propagam no espaço. Assim, a região também não terá efeito no estudo do problema. A distância que delimita essa região é expressa por

$$R \leq 0,62 \frac{\sqrt{L^3}}{\lambda}, \quad (2.5)$$

onde λ é o comprimento de onda da antena (JUNIOR, 2010).

A terceira é conhecida como região de Fresnel. Ela basicamente separa a região de campos próximos da região de campos distantes. Existe campo radiado nessa região e sua

intensidade de radiação se altera sensivelmente com a variação angular e com a distância. A relação da distância com a dimensão e comprimento de onda da antena se dá por (JUNIOR, 2010)

$$0,62 \frac{\sqrt{L^3}}{\lambda} \leq R \leq \frac{2L^2}{\lambda}. \quad (2.6)$$

A quarta e maior região é conhecida como região de Fraunhofer ou de campos distantes. Aqui, a intensidade de radiação não sofre mais alterações sensíveis no seu padrão com a distância, com isso pode ser representada apenas por $U_{rad}(\theta, \varphi)$. Isso faz com que seja considerada a mais importante para os projetistas da maioria dos sistemas de comunicação (JUNIOR, 2010). Neste trabalho, considera-se apenas essa região em virtude das distâncias envolvidas entre os partícipes da comunicação. Essa região é delimitada por

$$R \geq \frac{2L^2}{\lambda}. \quad (2.7)$$

Vale ressaltar que os limites detalhados nas equações anteriores são aproximações, pois as regiões não possuem limites bem definidos, com pequenas variações de acordo com a literatura estudada.

2.3.3 Ganho, diretividade e eficiência

Segundo Balanis (1997), uma antena direcional é projetada para captar ou radiar ondas eletromagnéticas preferencialmente para certas direções, através do aumento de ganho em uma direção e atenuação nas outras. A diretividade de uma antena é expressa como a amplitude da intensidade de radiação de energia em certo ponto, considerando-se o ângulo e a distância dessa antena. Em geral, a diretividade da antena é comparada com o que seria radiado considerando uma antena isotrópica. Essa antena se caracteriza por não possuir perdas e por radiar igualmente em todas as direções. A partir daí, podemos assumir que a diretividade pode ser expressa por

$$D_g(\theta, \varphi) = 4\pi U_{rad}(\theta, \varphi) / P_{rad}. \quad (2.8)$$

em que P_{rad} é a potência radiada pela antena.

Analisando a fórmula, percebemos que a diretividade representa como a estrutura de uma antena emite densidade de potência em determinadas direções. Entretanto, a antena não radia toda potência que é aplicada em seus terminais de entrada. Isso ocorre por conta das perdas e descasamentos. Um exemplo é a perda por efeito Joule. Assim, vemos que o ganho de uma antena, geralmente expresso em dBi, pode ser expresso em função de sua eficiência η_{ant} e sua diretividade, de forma que

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{ant} D_g(\theta, \varphi). \quad (2.9)$$

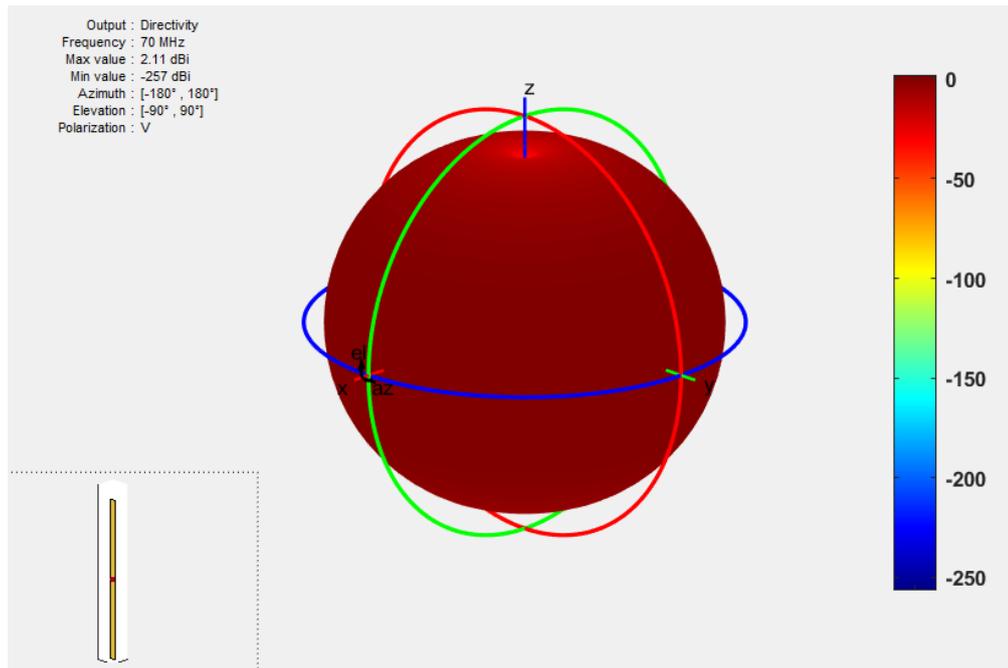
2.3.4 Diagrama de radiação

Como vimos, não existe antena que radie energia igualmente em todas as direções. Isso ocorre pelas diversas perdas ou por outros fatores como, diferenças de materiais de construção das mesmas, variações geométricas, dentre outros.

Cada ponto de uma antena radia ondas eletromagnéticas com diferentes amplitudes e fases, e cada onda dessas percorre diferentes distâncias a certo ponto de referência distante. A onda eletromagnética medida nesse ponto será a resultante de todas as emissões das infinitesimais parcelas da antena que, podem gerar interferência construtiva ou destrutiva, naquele ponto. Com isso, é útil obter uma simbolização gráfica de como se comporta a intensidade de radiação de uma antena para cada direção. Essa simbolização é determinada diagrama de radiação da antena e tem como referência a antena hipotética conhecida como isotrópica e citada anteriormente. No caso de recepção, o diagrama representa as intensidades captadas pela antena nas diferentes direções.

O diagrama de radiação de uma antena possui grande utilidade para os projetistas de diversos sistemas. Ele pode ser estimado através de vários *softwares* disponíveis e geralmente é representado em sua forma bidimensional ou tridimensional. As Figuras 2.5 e 2.6 mostram exemplos de diagramas de radiação gerados no *software* MATLAB.

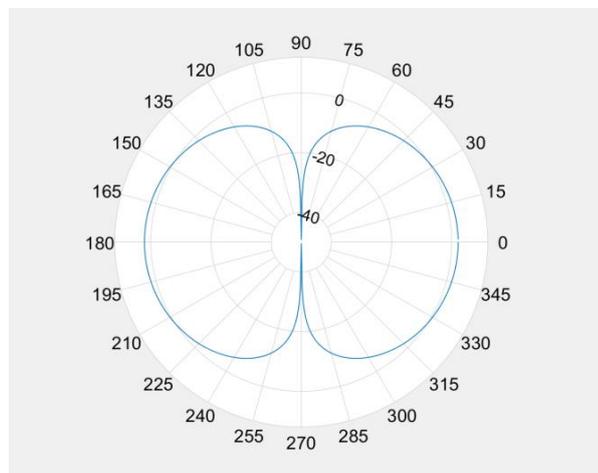
Figura 2.6 – Diagrama de radiação tridimensional de um dipolo.



Fonte: o autor.

Na Figura 2.6 observamos o diagrama de radiação de uma antena do tipo dipolo verticalmente polarizado na direção de máxima radiação. Polarização vertical significa que o vetor campo elétrico está sempre perpendicular ao plano do solo. Antenas para difusão de rádio AM e antenas *whip* usadas em automóveis são exemplos de antenas verticalmente polarizadas. Já a Figura 2.7 representa o mesmo diagrama da Figura 2.6, porém, em sua versão com duas dimensões. Ou seja, o diagrama obtido no plano XZ da coordenada cartesiana.

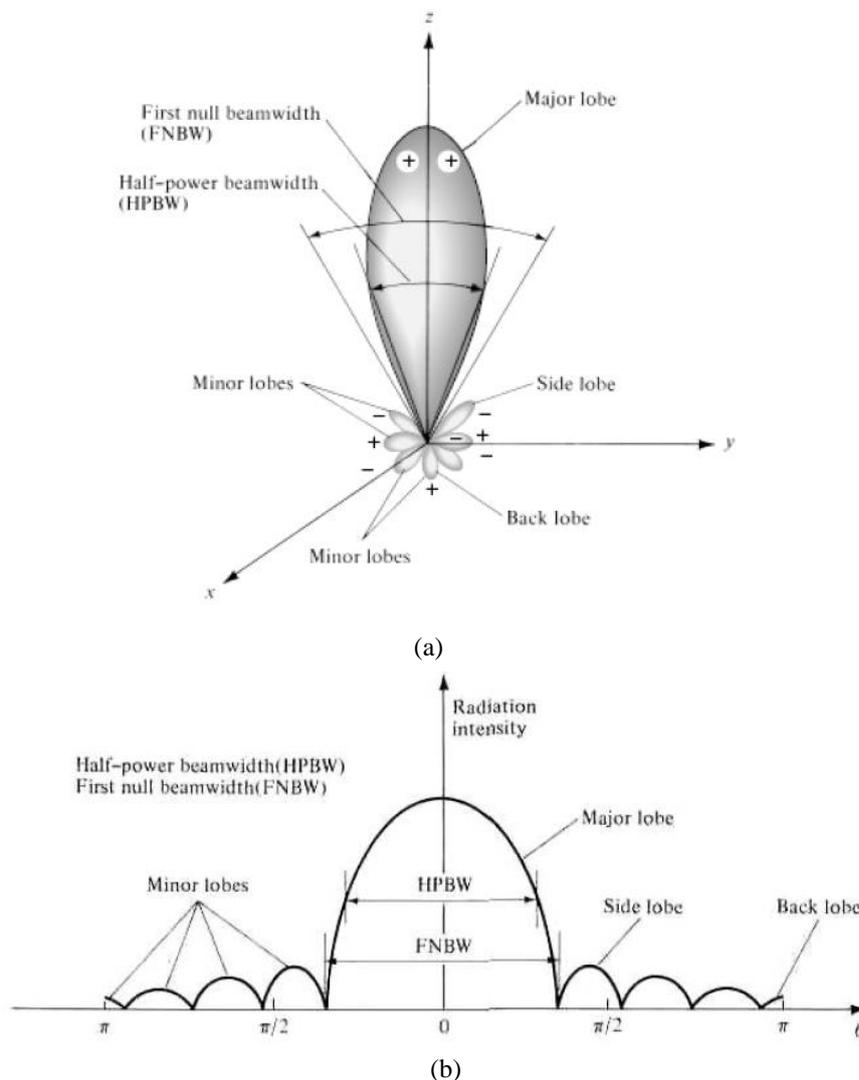
Figura 2.7 – Diagrama de radiação bidimensional (corte no plano XZ da Figura 2.6).



Fonte: o autor.

A partir da análise visual do diagrama, obtêm-se alguns elementos característicos do mesmo, quais sejam, lóbulo principal, lóbulos laterais, menores, traseiros, largura do feixe de meia potência e largura de feixe entre os primeiros nulos. As Figuras 2.8(a) e 2.8(b) ilustram com mais detalhes esses elementos. A Figura 2.8(a) representa um diagrama tridimensional de uma antena diretiva com máxima direção de propagação no eixo Z. Por outro lado, a Figura 2.8(b) ilustra esse mesmo diagrama em sua versão bidimensional.

Figura 2.8 – Tipos de lóbulos e plotagem linear do padrão de potência.

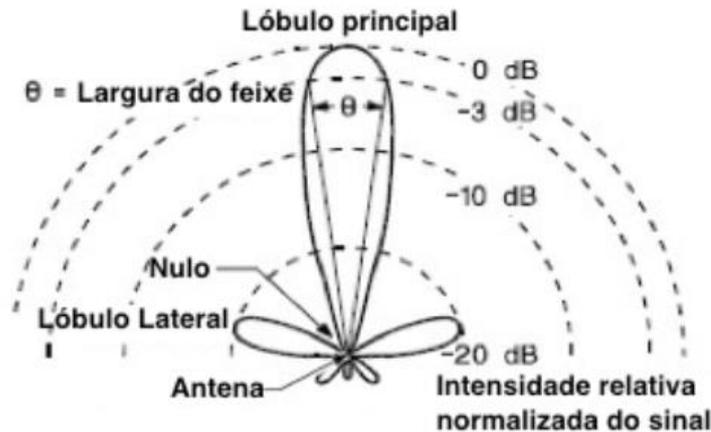


Fonte: Balanis (1997).

Note que o lóbulo principal contém a direção da máxima intensidade de radiação. Em alguns tipos de antenas, de acordo com a aplicação, podem existir mais de um lóbulo principal. Já os lóbulos menores são quaisquer lóbulos com exceção do principal. No estudo de antenas adaptativas eles representam uma função importante, pois com eles é possível

suprimir a interferência. Esse fato será melhor discutido nas próximas seções. Já os lóbulos laterais são aqueles que estão no mesmo hemisfério do lóbulo principal e concentram energia numa direção diferente da desejada. Por fim, lóbulos traseiros são lóbulos menores que ocupam o hemisfério oposto do lóbulo principal.

Figura 2.9 – Representação gráfica da intensidade normalizada em cada lóbulo.



Fonte: adaptado de Balanis (1997).

Outro parâmetro ilustrado nas Figuras 2.8 e 2.9 é a largura de feixe de meia potência (HPBW, do inglês *half-power beam width*), que representa a abertura em graus determinada pelas direções em que o lóbulo principal sofre atenuação de 3 dB, ou seja, tem sua intensidade reduzida pela metade. A Figura 2.9 representa a intensidade normalizada de cada lóbulo.

Neste trabalho, em adiantamento ao que será explanado com maiores detalhes nas próximas seções, objetiva-se direcionar eletronicamente o lóbulo principal numa direção desejada e diminuir o efeito de lóbulos menores. Isso permite, por exemplo, que um sinal de radiocomunicação emitido por um navio no mar possa ser direcionado a outro navio específico, sem a interceptação por navios inimigos em posições distintas conhecidas.

No cenário tecnológico atual, a grande capacidade de interceptação e reconstrução de um sinal, mesmo que bastante atenuado, exige soluções complexas, entretanto, possíveis. De acordo com Balanis (1997), a obtenção de lóbulos menores atenuados de pelo menos 30 dB exige atenção aos detalhes do projeto, de forma a dirimir as chances de interceptação desses lóbulos por um terceiro mal intencionado. Soluções apresentadas no decorrer deste trabalho permitem reduzir ainda mais os lóbulos menores e de maneira mais eficaz.

2.4 Arranjos de antenas

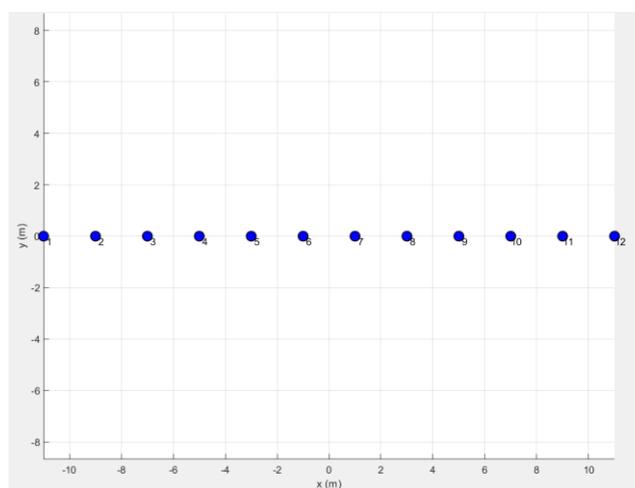
Em sistemas de comunicações que utilizam o espaço livre como meio de propagação, de acordo com a aplicação a que se destina, pode ser necessário projetar antenas com alta diretividade, seja para obter maior alcance, seja para prover maior segurança e discricção durante as transmissões. Uma situação que exigiria tais cuidados com a exposição da propagação seria uma transmissão rádio entre navios militares. Tal conjuntura é assunto abordado neste trabalho.

Para obter maior diretividade, é necessário aumentar o tamanho elétrico da antena na direção desejada ou formar um conjunto com diversos elementos de radiação com uma determinada configuração elétrica e geométrica. A esse conjunto de elementos dá-se o nome de arranjo de antenas ou matrizes de antenas.

Tais matrizes tem como característica principal gerar um diagrama de radiação diferente do apresentado por um único elemento da matriz separadamente. O campo radiado pela matriz de antenas é o resultante do somatório dos campos individuais de cada elemento, gerando, portanto um diagrama de radiação resultante. O mesmo vale para a recepção.

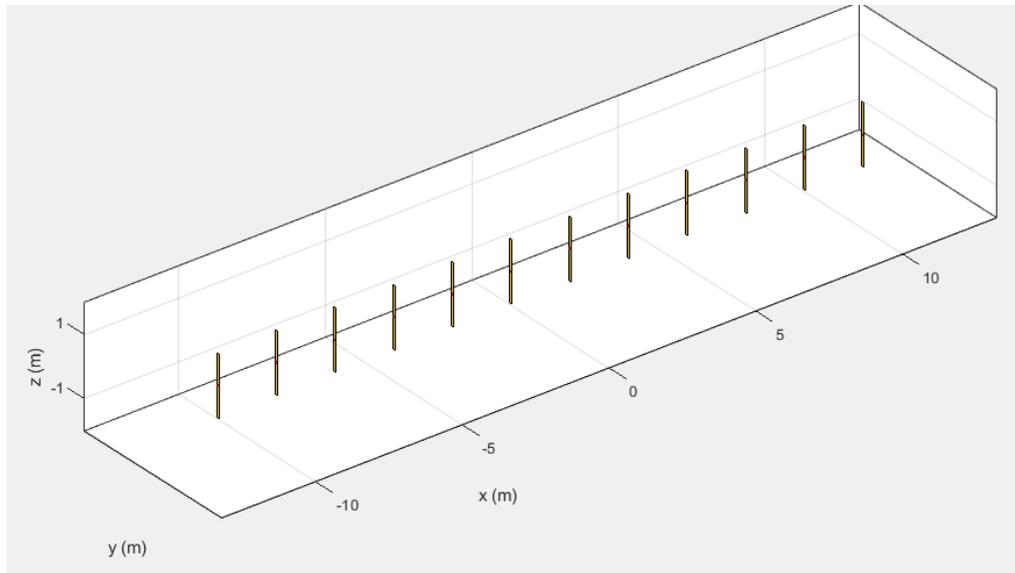
Diversas arquiteturas podem ser geradas conforme a disposição espacial dos elementos. São elas: linear, se os elementos estiverem dispostos numa reta, planar, se estiverem dispostos num plano e, volumétrica, caso estejam dispostos no espaço tridimensional. A arquitetura circular é um caso especial em que os elementos estão distribuídos em forma de circunferência. As Figuras 2.10 e 2.11 são exemplos da arquitetura linear, enquanto que as Figuras 2.12 e 2.13 ilustram uma arquitetura circular.

Figura 2.10 – Modelo de arquitetura linear de um arranjo de antenas.



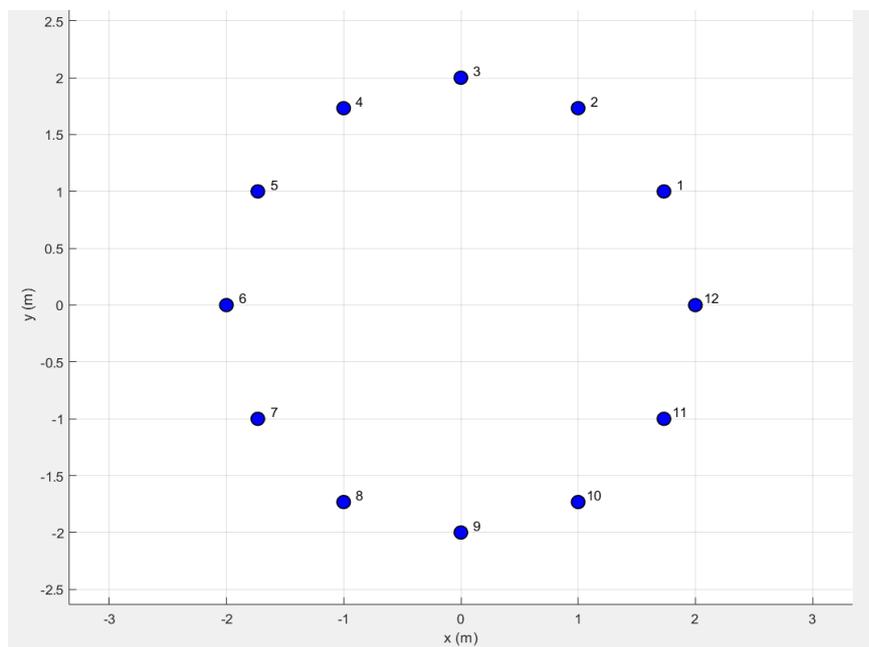
Fonte: o autor.

Figura 2.11 – Representação tridimensional de uma arquitetura linear de dipolos.



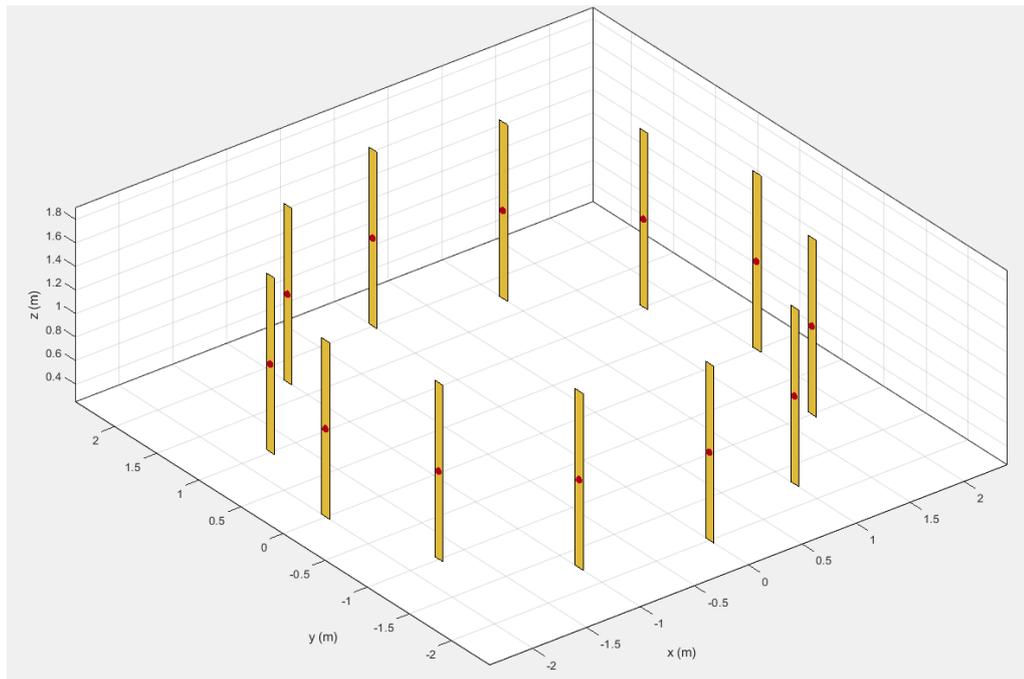
Fonte: o autor.

Figura 2.12 – Modelo de arquitetura circular de um arranjo de antenas.



Fonte: o autor.

Figura 2.13 – Representação tridimensional de uma arquitetura circular de dipolos.



Fonte: o autor.

Tais arquiteturas podem ser classificadas como uniformes e não uniformes. As uniformes apresentam elementos igualmente espaçados, alimentados por correntes de mesma amplitude e mudança de fase uniforme. As não uniformes não apresentam tais características.

Um dos arranjos mais comuns é o arranjo linear uniforme - *uniform linear array* (ULA) e será utilizado como base neste trabalho. Tal arranjo pode servir como referência para o desenvolvimento de outros modelos.

2.5 Antenas adaptativas

Antenas adaptativas ou inteligentes são arranjos de antenas com a capacidade de alterar de forma dinâmica o seu diagrama de radiação, de acordo com alterações do ambiente em que se inserem. Essa alteração obedece a algum critério e utiliza para tal sofisticados algoritmos em conjunto com hardware (BALANIS; IOANNIDES, 2007).

Por exemplo, uma matriz fixa de antenas não pode ser alterada fisicamente. Portanto, para se tornar uma matriz adaptativa, os sinais destinados a cada elemento devem ser processados em tempo real através de algoritmos adequados.

As diversas configurações de matrizes de antenas adaptativas possuem processadores associados a seus elementos, que controlam, seja de forma recursiva ou por meio de um

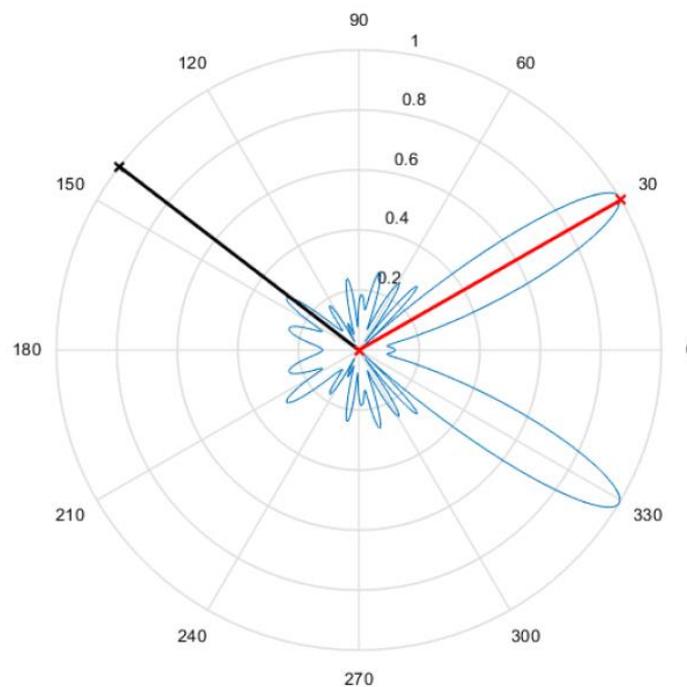
aprendizado, as amplitudes e fase de corrente elétrica nos elementos. Isso possibilita, com ajustes no espaçamento entre os elementos, alterar o diagrama resultante, em especial, na consecução de ganho máximo na direção desejada e na obtenção de nulos nas direções das interferências, sempre de maneira a maximizar a relação sinal-interferência.

Para o sucesso em uma antena receptora, de certa forma intuitiva, percebemos a necessidade de duas funcionalidades: identificar a direção de chegada de um sinal e direcionar o feixe na direção desejada. Esses métodos são conhecidos como estimação de ângulo de chegada (AOA, do inglês *angle of arrival*) e *beamforming* adaptativo, respectivamente.

É claro que aplicar de forma eficiente tais métodos, implica em processamento digital de sinais adequado e a identificação de um algoritmo adaptativo apropriado, ou seja, com velocidade suficiente para o fim que se destina, com custo computacional baixo e com a robustez necessária.

Para elucidar melhor, a Figura 2.14 mostra um exemplo de diagrama de radiação de uma matriz de antenas, na qual o sinal desejado (vermelho) é recebido com ganho máximo na direção 030° e o sinal interferente (preto) é minimizado.

Figura 2.14 – Exemplo de ação de uma matriz de antenas adaptativas.



Fonte: Sousa (2015).

2.5.1 Vantagens, desvantagens e aplicabilidade

Como vantagens nas várias aplicações dos sistemas de antenas adaptativas, destacam-se o fato de tornar o sinal menos sensível aos desvanecimentos e os vários benefícios para sistemas de telefonia celular, como: diminuição das interferências co-canal e interferências devido à multipercursos de propagação. Além disso, a localização espacial do utilizador, ou seja, a direção e a distância que o utilizador está da antena emissora, permite a criação de novos serviços como, por exemplo, serviços de emergência médica ou novos serviços de geoposicionamento, sem recorrer a satélites.

Nesse trabalho abordaremos as aplicabilidades do sistema de antenas adaptativas em navios da Marinha do Brasil. Para essas aplicações consideraremos apenas a possibilidade de direcionamento do lóbulo principal na direção desejada e supressão dos lóbulos menores indesejados. Isso permitirá controle de alcance máximo, usando apenas a potência necessária e economizando no consumo geral do equipamento. Tudo isso concorre para obtenção de maior segurança das comunicações entre navios.

No que diz respeito às desvantagens, estes sistemas apresentam uma maior complexidade, maior custo, bem como maiores dimensões, face às tradicionais antenas que são atualmente utilizadas nos sistemas de comunicação sem fios.

2.5.2 Estimação de ângulo de chegada

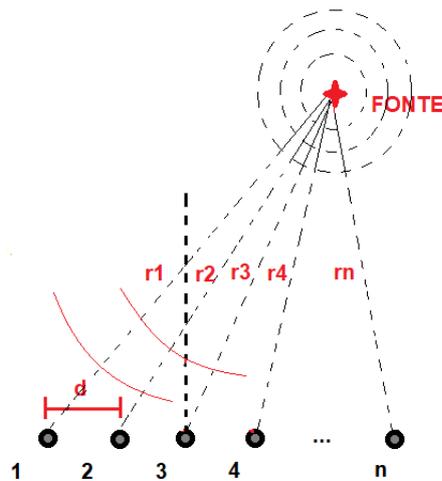
Como pode ser visto na Figura 2.14, para o conformador de feixe direcionar a irradiação em uma direção particular e colocar nulos nas direções dos sinais interferentes, a direção de chegada dos sinais desejados tem que ser conhecida *a priori*. Os algoritmos de estimação da direção de chegada trabalham com os sinais recebidos pelo arranjo e estimam a direção de chegada de todos os sinais incidentes. Uma vez que a informação dos ângulos dos sinais incidentes é conhecida, esta informação é passada à rede de conformação de feixes para que se faça o ajuste dos valores do vetor de pesos requerido para direcionar o feixe.

Há diversos métodos de estimação do AOA disponíveis na literatura. Geralmente, para o funcionamento de algoritmos de estimação de AOA, assumem-se como premissas algumas condições. Uma delas é a condição de campo distante explanada na seção 2.3.2. Isso permite a aproximação das frentes de onda como planas, dado que o arranjo está a uma “distância suficiente” da fonte. De acordo com Junior (2010), essa condição é descrita como

$$R \geq \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (2.10)$$

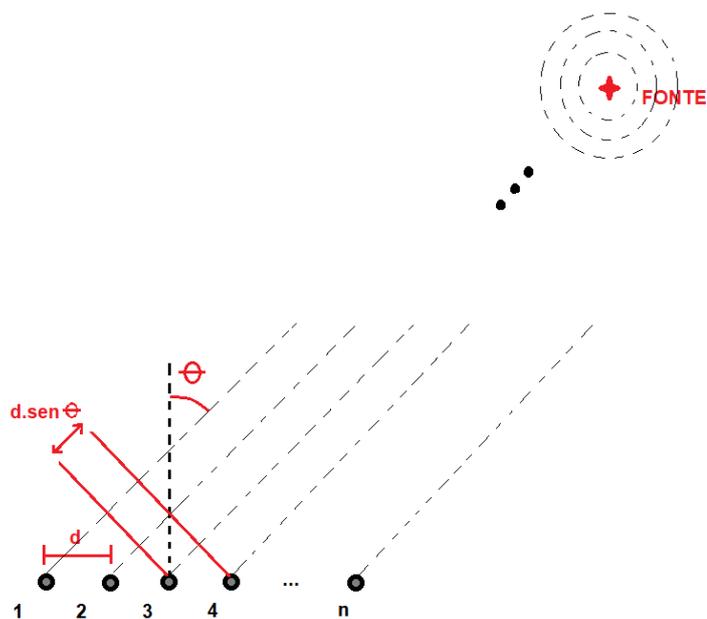
em que R é a distância do arranjo de antenas até a fonte, L é a máxima dimensão do arranjo e λ é o comprimento de onda. As Figuras 2.15 e 2.16 exemplificam um arranjo do tipo ULA submetido à condição de campo próximo e campo distante, respectivamente.

Figura 2.15 – Arranjo Linear Uniforme de “n” elementos submetido a campo próximo.



Fonte: o autor.

Figura 2.16 – Arranjo Linear Uniforme de “n” elementos submetido a campo distante.



Fonte: o autor.

Outra condição em relação aos métodos de estimação de AOA é que as informações de amplitude e fase são conhecidas. A maioria dos métodos clássicos de estimação conta com a hipótese de sinais complexos chegando à rede de sensores. Além disso, assumem-se esses sinais como sendo de faixa estreita.

Segundo Castro (2011), existem diversos métodos de estimação do AOA, destacando dentre os disponíveis na literatura os clássicos métodos *Beamformer*, Capon, MUSIC (*Multiple Signal Classification*) e os ‘TDOA-based’. Os três primeiros se baseiam na diferença de fase entre as frentes de onda que atinjam os sensores do arranjo, enquanto os métodos ‘TDOA-based’ exploram a correlação entre os pares de sensores, para estimar a diferença de tempo de chegada (TDOA, do inglês *Time Difference of Arrival*) entre as frentes de onda nos sensores e, conseqüentemente, o AOA correspondente.

Tomando a Figura 2.16 como referência, considere que um sinal $s(k)$ chega a um arranjo do tipo ULA com m sensores com um AOA igual a θ , um vetor $x(k)$ é formado na saída, de forma que

$$x(k) = a(\theta).s(k) + v(k), \quad (2.11)$$

$$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ \dots \ x_m(k)]^T, \text{ e} \quad (2.12)$$

$$v(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ v_3(k) \ \dots \ v_m(k)]^T, \quad (2.13)$$

onde $x_i(k)$ é o sinal recebido no i -ésimo elemento do arranjo, $v_i(k)$ a componente de ruído no elemento (geralmente ruído gaussiano branco³), $(.)^T$ representa a transposição de um vetor ou matriz e $a(\theta)$ representa o vetor direção para um sinal de banda estreita da forma

$$a(\theta) = [1 \ e^{-j\omega\tau_2} \ e^{-j\omega\tau_3} \ \dots \ e^{-j\omega\tau_m}]^T, \quad (2.14)$$

onde τ_k representa o TDOA entre o k -ésimo e o primeiro elemento e ω a frequência do sinal. τ_k pode ser obtido por meio do princípio básico de física, em que o tempo de percurso equivale a razão da distância com a velocidade, assumindo a expressão

³ Ruído branco gaussiano, em processamento de sinais, é um sinal aleatório com igual intensidade em diferentes frequências, o que lhe dá uma densidade espectral de potência constante (CARTER *et al.*, 2009).

$$\tau_k = \frac{(k-1)dsen\theta}{v}. \quad (2.15)$$

Relembra-se que as equações acima representam o caso de arranjo com elementos isotrópicos e idênticos e o sinal $s(k)$ é de faixa-estreita, isto é, do tipo $s(t) = b(t)e^{-j\omega t}$ em que $b(t)$ é limitado em banda com frequência máxima tal que $\omega \gg 2\pi f$, em que f é a frequência predominante (referência) do sinal (GONTIJO, 2010).

Quando existem vários sinais provenientes de diferentes direções, existe um vetor para cada direção, formando uma matriz $A(\theta)$ $m \times n$, na qual m é o número de sensores e n é o número de direções. Observa-se ainda que o vetor direção contém a informação de AOA e, a forma com que essa informação será extraída depende do método aplicado.

2.5.3 Conformação adaptativa de feixe (*beamforming* adaptativo)

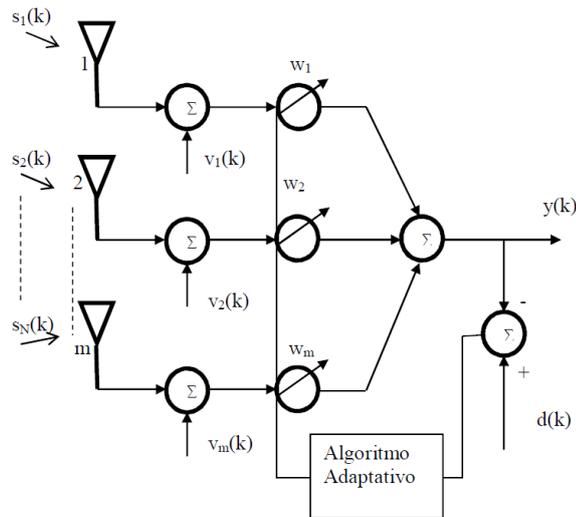
Essa técnica é composta pela utilização de algoritmos adaptativos em um arranjo de antenas, buscando obter ganho máximo na direção desejada e atenuá-lo nas direções das interferências. Isto é feito variando os pesos dados aos sinais dos diferentes sensores do arranjo.

Neste trabalho, trataremos a técnica utilizada como filtragem espacial, pois o objetivo é diferenciar e filtrar sinais provenientes de direções distintas, mesmo que estejam na mesma faixa de frequência. Assim, a única restrição utilizada é a direção desejada e conhecida.

A Figura 2.17 ilustra um esquema simplificado de um *beamformer* adaptativo, composto de um arranjo do tipo ULA, submetido a diversos sinais recebidos, dentre eles, sinal desejado, sinal interferente e ruído.

Podemos observar que o sinal na saída do arranjo $y(k)$ é a soma resultante dos diferentes sinais $s(k)$ captados em cada elemento, juntamente com a contribuição do ruído $v(k)$. Na verdade, trata-se de uma soma ponderada, de acordo com os fatores de peso atribuídos a cada um deles. Esses pesos são ajustados pelo algoritmo a fim de aproximar o sinal resultante do sinal de referência, minimizando o sinal de erro $e(k)$ até um valor aceitável.

Figura 2.17 – Modelagem genérica de um *beamformer* adaptativo.



Fonte: adaptado de Castro (2011).

O sinal de referência funciona como uma espécie de treinamento e varia de acordo com o sistema onde o *beamforming* adaptativo está implementado. Quanto maior for sua correlação com o sinal desejado melhor será a convergência do algoritmo utilizado. Para alguns algoritmos, escolhe-se como figura de mérito a ser minimizada, o valor médio quadrático do erro (*Mean-Square Error* - MSE). O objetivo é encontrar os pesos ótimos que produzem o efeito desejado, isto é, sinal esperado com boa relação sinal ruído e sinais interferentes anulados.

Tomando como base a estrutura *beamforming* de faixa estreita apresentada na Figura 2.17, a saída do arranjo é dada por

$$y(k) = w^H x(k), \quad (2.16)$$

onde w^H denota o hermitiano do vetor de peso $w = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ \dots \ w_m]^T$. A fim de encontrar os pesos ótimos, a resposta desejada na saída do arranjo deve ser conhecida e o sinal no m -ésimo elemento é a soma dos sinais que chegam ao arranjo de diferentes direções $s_i(k)$ e de ruído. $s_i(k)$ é composto tanto pelo sinal desejado quanto pelos sinais interferentes, ou seja

$$x_m(k) = \sum_{i=1}^N G_i s_i(k) e^{-j2\pi f \tau_m(\theta_i)} + v_m(k), \quad (2.17)$$

τ_m é o atraso no sensor m do sinal proveniente da direção θ_i , f é a frequência da portadora e G_i o ganho da amplitude de cada fonte i . Assumindo os ganhos como unitários, temos

$$x(k) = A(\theta)s(k) + v(k), \quad (2.18)$$

$$A(\theta) = [a_1(\theta) \ a_2(\theta) \ a_3(\theta) \ \dots \ a_i(\theta)], \text{ e} \quad (2.19)$$

$$s(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ s_3(k) \ \dots \ s_N(k)]^T, \quad (2.20)$$

sendo $a(\theta_i)$ o vetor direção para um sinal particular vindo da direção θ_i da forma

$$a(\theta_i) = [1 \ e^{-j\omega\tau_2\theta_i} \ e^{-j\omega\tau_3\theta_i} \ \dots \ e^{-j\omega\tau_m\theta_i}]^T. \quad (2.21)$$

Assim, o sinal $x(k)$ pode ser reescrito da forma

$$x(k) = \sum_{i=1}^N s_i(k)a(\theta_i) + v(k). \quad (2.22)$$

Tendo a informação acima, os algoritmos adaptativos são requeridos para estimar o sinal desejado (um dentre os $s_i(k)$) a partir de $x(k)$, minimizando o erro entre o sinal estimado e o original.

Esta abordagem adaptativa é eficiente, mas requer alguma informação do sinal desejado. Na prática, o uso de um sinal de referência com boa correlação com o sinal desejado é comum em alguns sistemas, mas dado que o sinal de referência não está sempre disponível, uma alternativa que apresenta bons resultados é a aplicação de restrições lineares para o vetor de pesos. Este é o caso dos filtros chamados LCMV (*linearly constrained minimum variance*), onde se escolhem seus pesos para minimizar a variância da saída do filtro, sujeito a restrições lineares.

2.5.3.1 Algoritmos adaptativos

Os algoritmos adaptativos aplicados à conformação de feixe podem ser classificados em três grandes grupos de acordo com o seu princípio de funcionamento (PITZ, 2015):

- a) algoritmos formulados a partir do conhecimento do vetor direção dos sinais envolvidos;

- b) algoritmos cegos; e
- c) algoritmos treinados.

Os algoritmos do primeiro grupo, tais como os do consagrado método LCMV, utilizam a estimativa do AOA dos sinais envolvidos para a obtenção do vetor direção requerido (FROST, 1972). Assim, algoritmos de estimação de AOA devem ser implementados em paralelo com os algoritmos de conformação de feixe.

Os cegos não utilizam qualquer tipo de sinal de referência para realizar o processamento do sinal, calculado os coeficientes de peso com base em características conhecidas do sinal. Junior (2015) cita os clássicos Constant Modulus Algorithm (CMA) e o Normalized constant-modulus algorithm (NCMA) como exemplos de algoritmos cegos.

Os algoritmos treinados, por sua vez, precisam de um sinal de referência (sequência de treinamento) altamente correlacionado com o sinal de interesse, conhecido tanto no receptor, quanto no transmissor (ALLEN; GHAVAMI, 2005). O objetivo é minimizar o erro entre a saída do arranjo e o sinal de referência. Na prática, quando se trata de soluções de arranjos de antenas adaptativas, o que se faz é considerar o sinal de referência como nulo, fazendo uso do sinal de saída do arranjo $y(k)$ como sinal de erro. Por conseguinte, a solução se dá por meio da minimização da energia do sinal na saída do arranjo, dispensando, portanto, o conhecimento do sinal de referência. Dentre os algoritmos treinados clássicos conhecidos, destacam-se o *Least Mean Square* (LMS), *Normalized Least Mean Square* (NLMS), *Constrained Least Mean Square* (CLMS) e o *Recursive Least Square* (RLS) (JUNIOR, 2015).

Quando a princípio se conhecem algumas informações sobre a solução que se deseja obter, uma classe de filtragem adaptativa especial aparece como adequada. Esta classe utiliza restrições lineares à função objetivo⁴. Dessa forma, as soluções obtidas incorporam as informações já conhecidas através das restrições.

Como exposto, a filtragem adaptativa pode ocorrer através de diferentes abordagens. De acordo com Thomson, Grant e Mulgrew (1996), a escolha de um algoritmo para utilização em antenas adaptativas é influenciada por diversos fatores. Velocidade de convergência, complexidade e estabilidade são alguns dos fatores que podem definir a indicação de algum algoritmo particular para uma dada situação.

⁴ Função objetivo (FO) é um conceito utilizado em Programação Linear (PL). A PL consiste na representação das características de um problema em um conjunto de equações lineares e na busca por uma solução ótima. A FO é uma expressão matemática que sinaliza o objetivo a ser maximizado em um problema de PL. Entretanto, sempre haverá restrições que limitem a otimização. Por exemplo, uma fábrica deseja otimizar a produção mensal, mas as máquinas possuem disponibilidade máxima diária de x horas (RODRIGUES *et al.*, 2009).

3 METODOLOGIA

O estudo propõe uma análise qualitativa dos recursos existentes, utilizando como meios a consulta bibliográfica e documental. Quanto aos fins a que se destina, classifica-se como explicativa e aplicada ao cenário proposto. Os resultados dos estudos serão analisados em conformidade com a política de segurança da informação vigente e detalhados dentro da meta estipulada. A monografia apresentará de forma simplificada os principais estudos envolvendo aplicações de antenas adaptativas, destacando as melhores soluções e frente as situações táticas possíveis em um cenário de Guerra Eletrônica de Comunicações, tendo como premissa o raciocínio indutivo de explanação de conteúdo.

3.1 Limitações do Método

O presente trabalho, por possuir nível de pós graduação, não se propõe, obviamente, na criação de novas técnicas ou exploração do ambiente ainda não estudado. Nesse sentido, o método escolhido apresenta limitações claras (como qualquer outro), pois se restringe às soluções já apresentadas pela literatura acerca do tema e à simulações laboratoriais com assunção de simplificações para modelagem do ambiente real. Entretanto é adequado à pesquisa em questão, pois a mesma tem como propósito aumentar o grau de interesse sobre o assunto, proporcionando base para análise crítica das necessidades de atualização dos recursos de comunicações dos navios da MB.

4 DESCRIÇÃO DOS RESULTADOS

Nesta seção serão apresentadas as combinações clássicas de algoritmos inteligentes para estimação de AOA e conformação de feixe associadas ao arranjo do tipo ULA, bem como seus resultados em termos de desempenho e custo computacional. Ademais, será descrita a influência do número de elementos no arranjo e o espaçamento entre eles.

4.1 Práticas de estimação de AOA

Da bibliografia estudada, foram extraídos os resultados obtidos com simulações para a situação de campo distante para os principais métodos apresentados pelos autores, sendo analisadas para estimação de AOA, as técnicas de *Beamformer*, Capon e MUSIC.

4.1.1 Método Beamformer

Para o método *beamformer* tradicional (VAN VEEN; 1998) ou DS, do inglês *Delay-and-Sum*, os sinais são defasados e subsequentemente somados de forma a avaliar em que direção a soma das correlações das saídas é máxima. A estimativa é feita a partir da potência total da soma dos sinais dos sensores.

Este princípio é bem simples e fornece uma estimativa representada por

$$P(\theta) = a^H(\theta)R_{xx}a(\theta), \quad (4.1)$$

onde o símbolo $(.)^H$ representa o hermitiano⁵ de uma matriz, e R_{xx} a matriz de autocorrelação⁶ dos sinais $x(k)$ recebidos nos sensores. Usualmente R_{xx} é dada por

$$R_{xx} = E[x^H(k)x(k)], \quad (4.2)$$

⁵ Uma matriz hermitiana é uma matriz cuja transposta conjugada é igual a própria matriz, ou seja: $A^{*T} = A$ (DOVICCHI, 2015).

⁶ A autocorrelação é a correlação cruzada de um sinal com o ele próprio. É uma ferramenta matemática para encontrar padrões de repetição, tal como a presença de um sinal periódico obscurecidos pelo ruído, ou para identificar a frequência fundamental. É frequentemente utilizada no processamento de sinais para a análise de funções ou série de valores.

em que $E[.]$ é o operador esperança. Os picos de potência da equação 4.1 podem ser interpretados como identificadores dos AOA. Dessa forma, o método consiste em variar θ em passos discretos, buscando pelos máximos da equação.

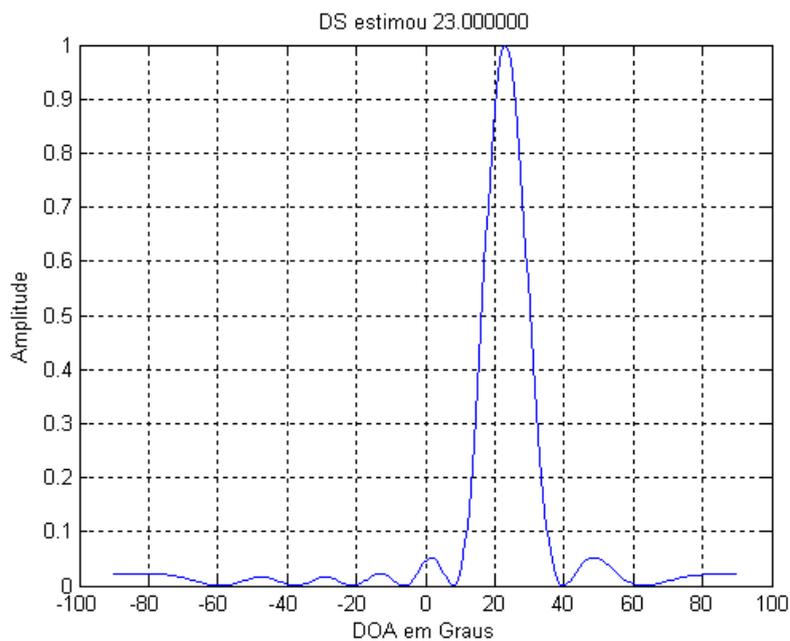
Segundo Gontijo (2010), o DS possui a vantagem de ser simples, exigindo um baixo custo computacional e permitindo inferir o número de sinais presentes pela quantidade de picos encontrados. No entanto, oferece vulnerabilidade com relação à largura dos picos encontrados e aos lóbulos secundários, o que resulta numa baixa resolução. A simulação feita com os dados da Tabela 1 demonstra o exposto, ilustrado na Figura 4.1.

Tabela 1 - Dados para simulação - DS.

Tipo de arranjo	ULA – 8 elementos
Espaçamento entre sensores (d)	$\lambda/2$
AOA do sinal gerado	23°
Frequência do sinal	1 KHz
Amplitude do sinal	1
Passo angular	0,5°
Frequência de amostragem	3 KHz
Número de amostras	100.000
Ruído	-

Fonte: adaptado de Gontijo (2010).

Figura 4.1 – AOA estimado - DS.



Fonte: Gontijo (2010).

O estimador considera como candidatos a AOA os valores de θ discretizados em passos de $0,5^\circ$, não podendo diferenciar um AOA, por exemplo, de $22,5^\circ$. Aumentar essa resolução implicaria em aumento de complexidade.

4.1.2 Método Capon

Esse método foi criado com a ideia de maximizar a potência na direção do AOA. Ele reduz a contribuição de sinais interferentes, na medida em que utiliza alguns graus de liberdade para apontar feixes nas direções dos sinais desejados e, ao mesmo tempo, utiliza os demais graus de liberdade para criar nulos nas direções dos sinais interferentes (HOREWICZ, 2006). Isto minimiza a potência total na saída do arranjo de antenas, mantendo constante o ganho na direção do sinal de interesse. O vetor de pesos deste método é através da denominada resposta mínima de variância sem distorção (MVDR, do inglês, *Minimum Variance Distortionless Response*) (HAYKIN, 2013) uma vez que, para uma determinada direção de interesse ele minimiza a variância do sinal de saída enquanto permite que o sinal na direção de interesse chegue sem distorção.

Para tanto, é imposto à função de densidade de potência espectral uma restrição (CAPON, 1969), a qual se apresenta na forma

$$P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)(R_{xx})^{-1}\mathbf{a}(\theta)}. \quad (4.3)$$

Semelhantemente ao método DS, a busca pelo AOA é feita de forma iterativa, visando encontrar os valores de θ que maximizam a função. Em contrapartida, ele oferece resolução melhor que o DS, mas possui um custo computacional adicional devido à necessidade de se inverter a matriz R_{xx} . Essa matriz, por sua vez, presente no denominador impõe restrições ao nível de correlação entre os sinais interferentes e o sinal de interesse. A simulação feita com os dados da Tabela 2 demonstra o exposto.

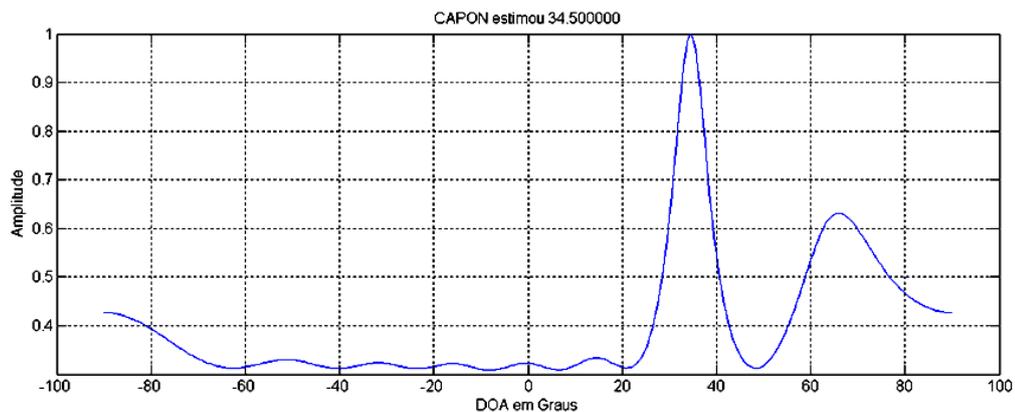
Observa-se na Figura 4.2 que pela presença de um sinal interferente a 60° , com 80% da amplitude do sinal do qual se deseja estimar o AOA, é apresentado erro de $2,5^\circ$ e detecta um lóbulo secundário em aproximadamente 65° . Nota-se ainda que o método Capon apresenta um pico de potência mais acentuado e menos disperso comparado ao DS.

Tabela 2 - Dados para simulação com sinal interferente correlatado - Capon.

Tipo de arranjo	ULA – 8 elementos
Espaçamento entre sensores (d)	$\lambda/2$
Vetor com AOA dos sinais gerados	Ang [37° 60°]
Vetor de frequência dos sinais	F [1 1] KHz
Vetor de amplitude dos sinais	A [10 8]
Passo angular	0,5°
Frequência de amostragem	10 KHz
Número de amostras	10.000
Ruído	-

Fonte: adaptado de Gontijo (2010).

Figura 4.2 – AOA estimado - Capon.



Fonte: Gontijo (2010).

Os métodos *Beamformer* e Capon aqui descritos não utilizam nenhuma hipótese inicial sobre as propriedades estatísticas do sinal. Como tais, eles são ditos não-paramétricos (CASTRO, 2011). Eles se caracterizam por estimar a distribuição de potência do espectro espacial dos sinais e, a partir daí, estimar a direção de chegada como aquela em que há a maior potência espectral, entretanto, o arranjo precisa estar calibrado, pois é necessário o conhecimento prévio do vetor direção.

Na seção a seguir é apresentado um resultado da pesquisa com relação aos métodos ditos paramétricos. Eles podem oferecer estimativas espectrais mais precisas do que os não-paramétricos nos casos onde os dados de fato satisfazem o modelo assumido. Entretanto, quando os dados não satisfazem o modelo assumido, os não-paramétricos produzem melhores resultados devido a menor sensibilidade a desvios com relação ao modelo.

4.1.3 Método MUSIC

O método MUSIC (SCHMIDT, 1986) é baseado nas propriedades da autoestrutura da resposta do arranjo, ou *Array Manifold*. Esse *Array Manifold* é caracterizado por todos os valores que o vetor direção pode assumir para aquele arranjo. Dessa forma, variando o ângulo θ , estes valores determinam uma região no espaço, de acordo com a equação 2.19.

Como dito anteriormente, o método apresenta alta precisão e alta resolução quando as propriedades do sinal recebido são próximas das que foram assumidas *a priori*. Ele se baseia na decomposição em subespaços lineares por autovalores. Em essência pode se definir o espaço linear como composto por dois espaços ortogonais: um associado ao ruído e outro ao sinal original. Com relação à matriz de autocorrelação, ela pode ser decomposta por autovalores ou por valor singular. Uma vez estimado o subespaço de ruído, buscam-se vetores direção que sejam os mais ortogonais ao subespaço de ruído possível. Assim, densidade de potência espectral pode ser calculada pela equação

$$P(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)\hat{G}\hat{G}^H a(\theta)}, \quad (4.4)$$

onde \hat{G} é uma estimativa da matriz do subespaço do ruído. A estimação do AOA é obtida encontrando o valor de θ que maximiza a expressão.

Gontijo (2010) observou em suas simulações que o algoritmo MUSIC provê alta resolução na estimação do AOA, uma vez que o pico resultante da estimação foi, para alguns casos, mais estreito que o dos métodos DS ou Capon. Além disso, notou-se que apresenta robustez contra ruídos e possibilita estimar a quantidade de sinais incidentes no arranjo. No entanto, pela necessidade de diversas operações de decomposição e inversão de matrizes, possui alto custo computacional e, em função da estrutura matemática do algoritmo, apresenta grandes erros de estimação quando os sinais incidentes estão correlatados. As simulações feitas com os dados das Tabelas 3 e 4 demonstram o exposto.

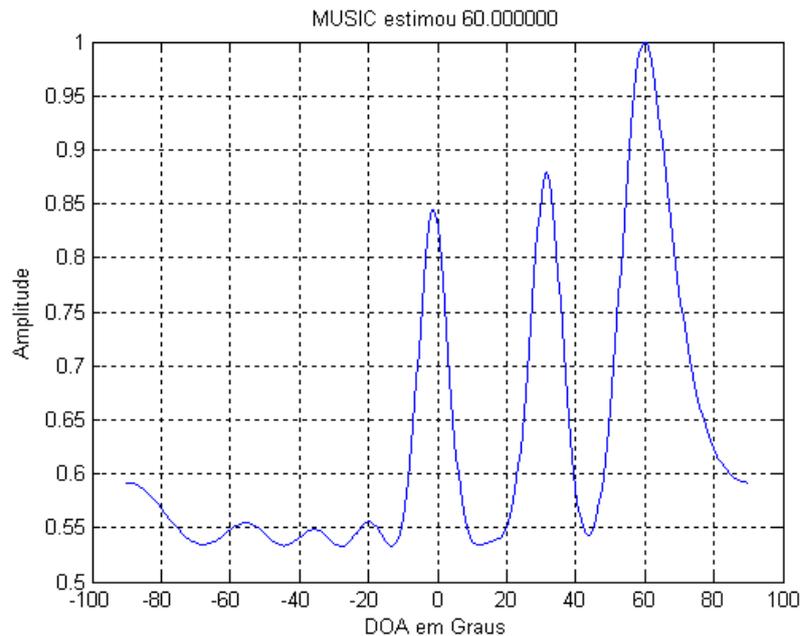
Tabela 3 - Dados para simulação com sinais interferentes correlatados - MUSIC.

Tipo de arranjo	ULA – 8 elementos
Espaçamento entre sensores (d)	$\lambda/2$
Vetor com AOA dos sinais gerados	Ang [0° 30° 60°]
Relação sinal-ruído ⁷ (SNR)	0,82 dB

Fonte: adaptado de Gontijo (2010).

Para essa simulação, o sinal de interesse está em 0° e os interferentes a 30° e 60°. A relação entre o sinal de interesse e os interferentes foi de 10 dB. Nota-se pelo apresentado na Figura 4.3, que a estimativa de 60° foi equivocada, resultando em pico de amplitude maior que o pico do sinal de interesse em 0°. Isso se dá pela alta correlação dos sinais interferentes com o sinal de interesse. A tabela 4 apresenta os dados para outra simulação, desta vez sem sinais interferentes correlatados.

Figura 4.3 – AOA estimado com sinais interferentes correlatados - MUSIC.



Fonte: Gontijo (2010).

⁷ Relação sinal-ruído é um conceito de telecomunicações, usado em diversos campos como ciência e engenharia que envolvem medidas de um sinal em meio ruidoso, definido como a razão entre a potência de um sinal e a potência do ruído sobreposto ao sinal, geralmente expressa em Decibel (dB).

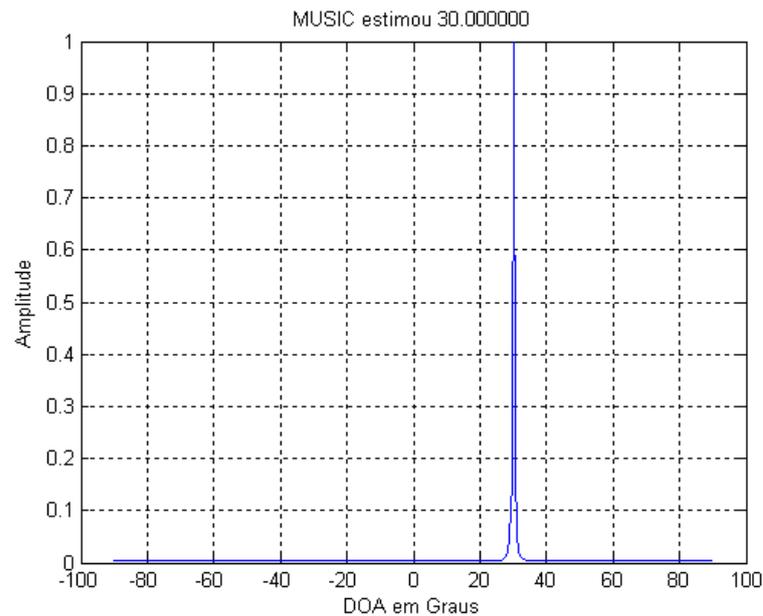
Tabela 4 - Dados para simulação com um único sinal - MUSIC.

Tipo de arranjo	ULA – 8 elementos
Espaçamento entre sensores (d)	$\lambda/2$
AOA do sinal gerado	30°
Relação sinal-ruído (SNR)	0,82 dB

Fonte: adaptado de Gontijo (2010).

A Figura 4.4 ilustra graficamente os resultados da simulação para o caso do sinal de interesse incidindo a partir de 30°. Notou-se que para um único sinal incidente o método MUSIC apresentou ótima seletividade.

Figura 4.4 – AOA estimado para um único sinal - MUSIC.

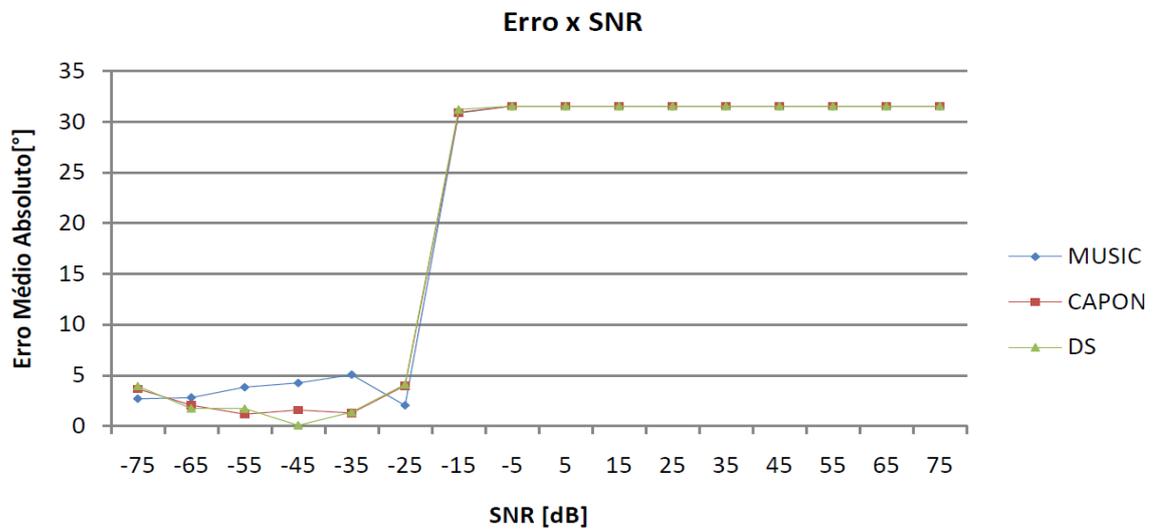


Fonte: Gontijo (2010).

4.1.4 Comparação entre os métodos DS, Capon e MUSIC

Essa simulação foi realizada por Gontijo (2010), de modo a verificar como os métodos se comportavam frente a uma variação de SNR. Para cada valor de SNR entre -75 dB e 75 dB foram realizados 500 ensaios, obtendo uma média dos erros absolutos de estimativa de AOA em cada um deles. O sinal simulado apresenta um AOA de 31,54°.

Figura 4.5 – Variação do erro médio absoluto com relação ao SNR: MUSIC, Capon e DS.



Fonte: Gontijo (2010).

Pela análise gráfica da Figura 4.5, notou-se que os algoritmos não apresentam boa resolução em relações SNR baixas. Observou-se que para valores de SNR mais baixas (< -25 dB) os erros das estimativas MUSIC, Capon e DS concentram-se em um valor médio próximo de 4° .

No entanto, em comparação com os erros obtidos frente a SNR mais elevadas (> -15 dB), percebe-se que os algoritmos, embora o erro seja maior, na verdade apresentam resultados mais convergentes, ou seja, os três métodos possuem melhor resolução para SNR elevadas e baixa resolução para SNR mais baixas. Embora haja convergência, o erro médio absoluto ficou em torno de 30° , implicando em estimativas próximas a 0° para todos eles. Segundo o autor, isso se deve ao uso de algoritmos de banda-estreita para sinais de banda larga sem pré-filtragem.

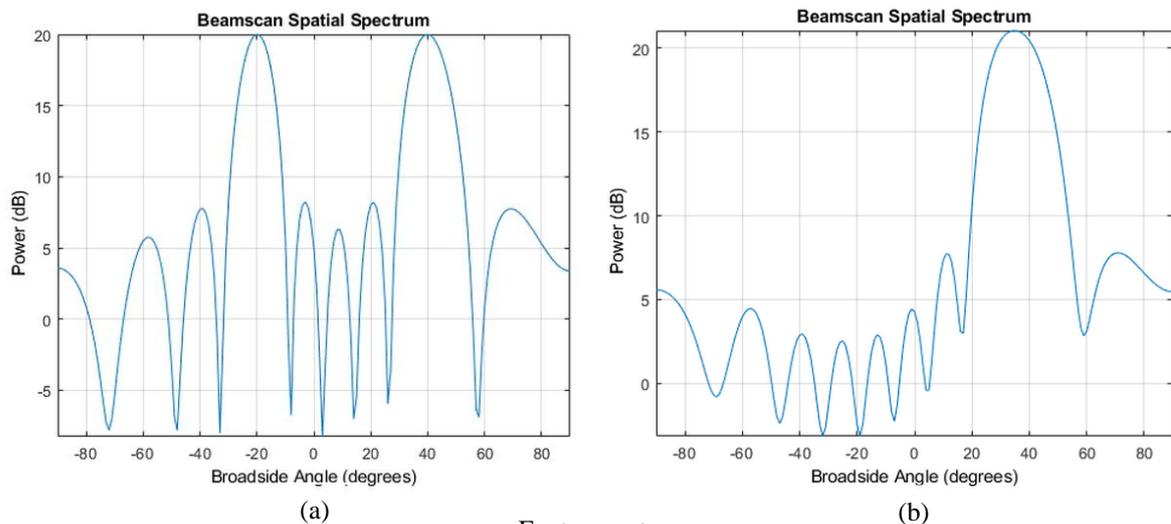
A fim de prover melhor entendimento, outras simulações autorais foram realizadas com apoio do software MATLAB para verificar o desempenho dos métodos. As características foram destacadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Dados para simulações comparativas dos métodos DS, Capon e MUSIC.

Tipo de arranjo	ULA – 10 elementos isotrópicos
Espaçamento entre sensores (d)	$\lambda/2$
Vetor de AOA dos sinais gerados	Ang [40° – 20°]
Frequência de operação	300 MHz
Ruído térmico ⁸ em cada elemento	0,01 W
Número de amostras	1000

Fonte: o autor.

Figura 4.6 – AOA x potência – método DS para sinais afastados e próximos espacialmente.



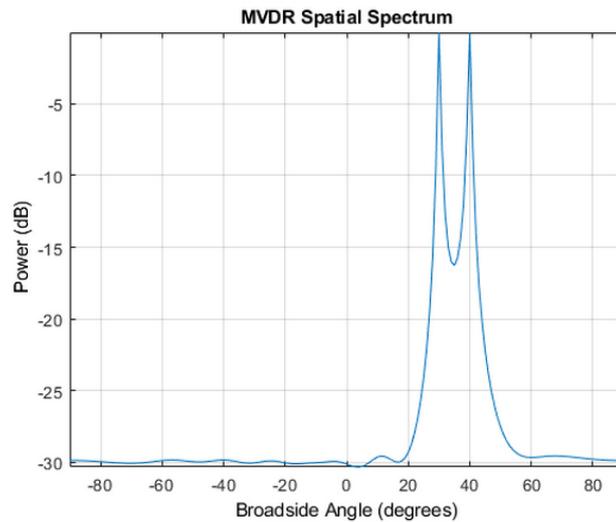
Fonte: o autor.

Percebe-se na Figura 4.6(a) que o método DS não consegue resolver o caso de dois sinais provenientes de direções próximas. Para ilustrar isso foram simulados sinais provenientes de direções próximas, i. e. Ang [40° 30°]. O resultado gráfico é mostrado na Figura 4.6(b). Como podemos notar, é apresentado apenas um pico dominante, acarretando em estimativas incorretas de AOA. Outro erro pode ocorrer ao avaliar a direção do segundo sinal como sendo 70°, já que um segundo pico expressivo é formado nessa direção.

Para resolver situações de sinais próximos espacialmente usaremos o método MVDR (ou Capon) e o MUSIC. Foi simulado primeiramente o Capon. A Figura 4.7 ilustra o resultado para a mesma configuração Ang [40° 30°].

⁸ Ruído térmico é causado por mudanças aleatórias nos movimentos dos portadores de cargas (elétrons ou lacunas), devido aos seus choques com os átomos da rede cristalina que estão em vibração térmica. Ele também é tratado como ruído branco, um sinal ou um processo aleatório, com densidade espectral de potência constante em uma faixa de frequências (MANERA, 2010).

Figura 4.7 – AOA x potência – método Capon: dois sinais próximos espacialmente.

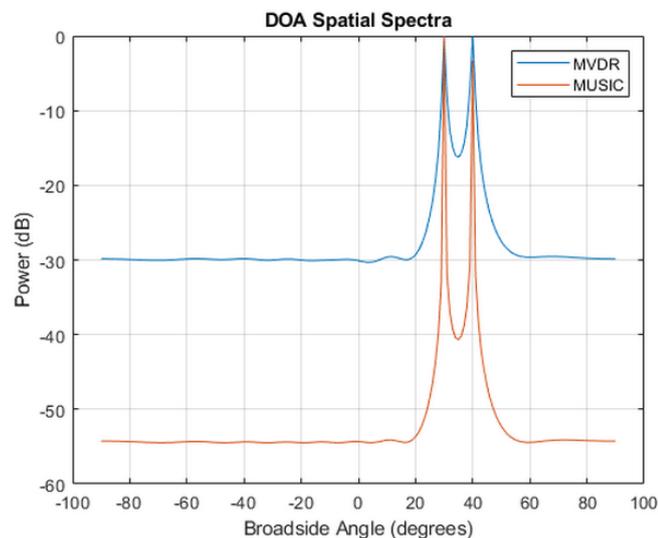


Fonte: o autor.

Posto que ele gera menor largura de feixe, provê maior resolução e maior discriminação entre sinais próximos. Destaca-se que apesar, de prover melhor desempenho nesse sentido, o Capon é mais sensível a erros de posição dos sensores/elementos. Caso haja falta de acurácia no posicionamento dos mesmos, pode ser gerado um resultado pior que o DS.

Na Figura 4.8 estabelecemos um comparativo entre os dois métodos. O MUSIC apresentou resolução ainda melhor, mantendo ganhos bem menores nas direções não desejadas.

Figura 4.8 – AOA x potência – comparativo MUSIC x Capon.



Fonte: o autor.

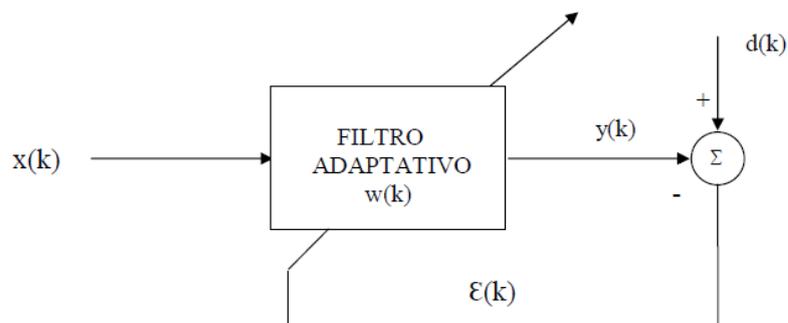
4.2 Práticas de beamforming adaptativo

Diversos algoritmos adaptativos com diferentes características, tais como taxa de convergência, complexidade computacional e eficiência são utilizados nestes sistemas de antenas. Da bibliografia utilizada como base para extração dos conhecimentos e resultados, foram obtidas algumas conclusões a respeito das vantagens e desvantagens de cada método. Nesta seção são abordados alguns dos mais empregados em sistemas de antenas adaptativas para conformação de feixe.

4.2.1 O algoritmo LMS

Um dos mais clássicos algoritmos de adaptação, o LMS assume a configuração de um filtro adaptativo discreto no tempo ilustrada na Figura 4.9. Ela nos ajuda a entender essa solução. O sinal $d(k)$ é um sinal de referência, $y(k)$ é a saída do filtro e $\varepsilon(k)$ é o erro entre o sinal de referência e a saída do filtro. O erro é utilizado para ajustar os coeficientes do filtro, $w(k)$ através de um algoritmo adaptativo.

Figura 4.9 – Configuração genérica de um filtro adaptativo.



Fonte: o autor.

O processo de atualização dos coeficientes é realizado minimizando uma determinada função bastante utilizada que é o erro médio quadrático (MSE), definido como (HAYKIN, 2013)

$$MSE = E[|\varepsilon(k)|^2] = E[\varepsilon(k)\varepsilon(k)^*], \quad (4.5)$$

onde $E[.]$ é o operador esperança, significando o valor esperado para o argumento e o erro no instante (k) (antes da atualização dos coeficientes) é dado por

$$\varepsilon(k) = d(k) - y(k) = d(k) - w^H x(k). \quad (4.6)$$

Usando o operador valor esperado em ambos os lados da equação, e operações matemáticas como gradiente e diferenciação, resume-se a solução ótima conhecida como solução de Wiener

$$w_{\text{ótimo}} = R_{xx}^{-1} p, \quad (4.7)$$

em que R_{xx} é a matriz de autocorrelação na equação 4.2 do sinal recebido e $p = E[d^*(k)x(k)]$ é o vetor de correlação cruzada entre o sinal desejado e o sinal recebido. Os valores ótimos dos pesos são aqueles que acarretam no menor erro médio quadrático entre o sinal recebido e o sinal de referência.

Uma versão de adaptação do LMS é utilizada como alternativa para o custo computacional do exposto, pois esse não utiliza transformações quadráticas nem diferenciações (HAYKIN, 2013).

Essa versão tem como característica de operação apenas o conhecimento prévio da direção do sinal desejado. São assumidos como parâmetros desconhecidos as interferências e o ruído (LIAN, 1997). Essa técnica deve ser empregada quando o sinal de interesse tiver correlação com o sinal interferente. Assim, o ajuste dos pesos que direciona o lóbulo principal é feito de maneira iterativa e gradual, executando matematicamente a equação (WIDROW *et al.*, 1967)

$$w(k_i + 1) = w(k_i) + 2\mu\varepsilon(k_i)x(k_i), \quad (4.8)$$

onde $w(k_i)$ é o vetor de pesos antes da adaptação, $w(k_i + 1)$ é o vetor de pesos após a adaptação e μ é a constante escalar de controle da taxa de convergência do algoritmo e estabilidade do mesmo ($\mu > 0$) (LIAN, 1997), sendo expressa por

$$0 < \mu < \frac{2}{Tr[R_{xx}]}, \quad (4.9)$$

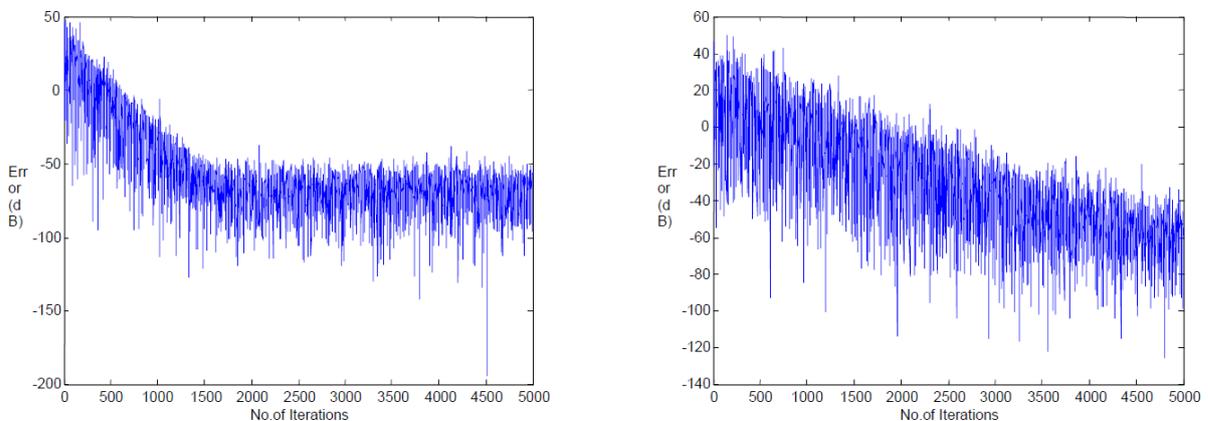
onde $Tr[R_{xx}]$ é o traço⁹ da matriz R_{xx} . A condição de convergência do algoritmo é atingida quando (FARIA, 2003)

$$0 < \mu < \frac{2}{P_{in}}, \quad (4.10)$$

em que P_{in} representa a soma das potências das amostras dos sinais que chegam nos elementos do arranjo.

Shubair e Merri (2005) analisaram o comportamento do algoritmo em relação a modificação de alguns parâmetros. As Figuras 4.10(a) e 4.10(b) ilustram o efeito para um e dois sinais interferentes, respectivamente. Fica evidente que o erro do LMS é reduzido quando menos sinais interferentes chegam ao arranjo, além de elevar a taxa de convergência. Foi utilizado ULA com 8 elementos, relação sinal-interferência (SIR: -10 dB), SNR (20 dB), distância entre elementos de $\lambda/2$ e $\mu = 0,001$.

Figura 4.10 – Erro vs. iterações para diferentes números de sinais interferentes – LMS.



Fonte: Shubair e Merri (2005).

Uma desvantagem do LMS é a lenta taxa de convergência, mas isso pode ser melhorado normalizando o tamanho do passo μ antes de fazer a próxima atualização de peso (JERIPOTULA; NAIK, 2018). A explanação é feita na seção 4.2.2.

⁹ Traço de uma matriz é a soma de todos os elementos de sua diagonal principal.

4.2.2 Algoritmo NLMS

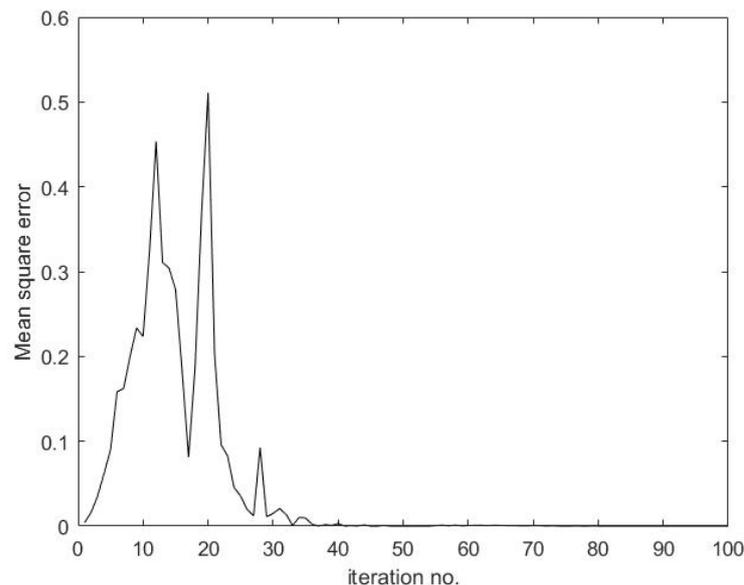
O NLMS é baseado no LMS, onde o tamanho do passo μ é diretamente proporcional a taxa de convergência, portanto, para melhorar a taxa de convergência, o valor de μ deverá ser calculado como mostrado na equação 4.11 antes da atualização dos pesos, ou seja,

$$\mu = \frac{\beta}{\alpha + x^H(k)x(k)}, \quad (4.11)$$

em que α é uma constante entre 0 e 1 e β é um valor pequeno e positivo inserido para assegurar a estabilidade (JERIPOTULA; NAIK, 2018). Substituindo a equação 4.11 na equação 4.8 são calculados os pesos. Dessa forma, a taxa de convergência é aumentada em relação ao LMS.

Jeripotula e Naik (2018) realizaram simulações de aplicações dos algoritmos LMS e NLMS em um arranjo tipo ULA com 16 elementos e distância entre elementos $\lambda/2$. Os sinais desejado e interferente estão nas direções 45° e 10° , respectivamente.

Figura 4.11 – MSE para 100 iterações – LMS.

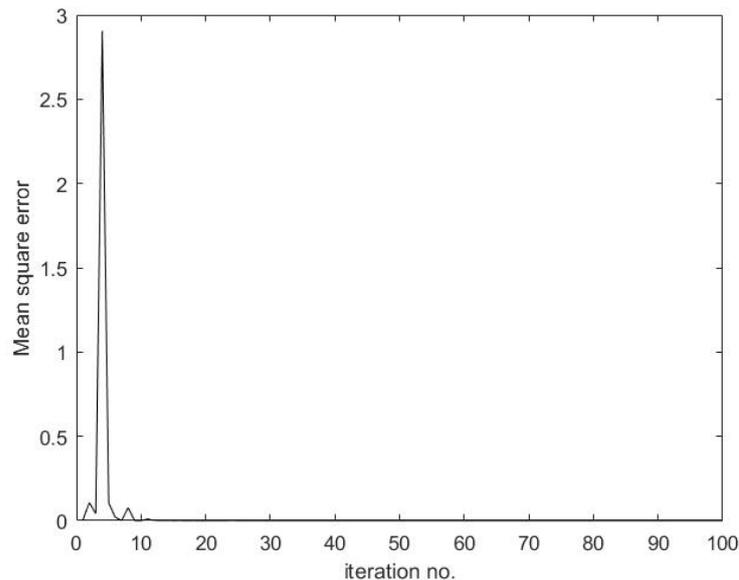


Fonte: Jeripotula e Naik (2018).

Com base nos resultados expostos nas Figuras 4.11 e 4.12, observa-se que o algoritmo LMS levou cerca de 50 iterações para reduzir o MSE ao seu mínimo, enquanto que com o

algoritmo NLMS foram necessárias menos de 10 iterações para que o MSE convergisse para um valor mínimo, comprovando que, de fato, o NLMS apresenta melhor desempenho.

Figura 4.12 – MSE para 100 iterações – NLMS.



Fonte: Jeripotula e Naik (2018).

4.2.3 Algoritmo SMI

O algoritmo de inversão da matriz de amostragem (SMI, do inglês *Sample Matrix Inversion*) é empregado quando se deseja aumentar a velocidade de convergência do algoritmo no processo adaptativo. Dessa forma, faz-se a inversão da matriz R_{xx} de autocorrelação da equação 4.2 e os valores dos pesos serão estimados a partir das amostras dos sinais que chegam no arranjo que formam a matriz R_{xx} (GODARA, 1997).

Quando o sinal interferente e o desejado são conhecidos pode-se determinar a matriz R_{xx} e o vetor de correlação cruzada $p = E[d^*(k)x(k)]$, mas na prática esses sinais, geralmente são desconhecidos e possuem variações no enlace de comunicações. Assim, R_{xx} e p são estimados em um intervalo de observação dos sinais que atingem o arranjo e os elementos do vetor peso são calculados da forma

$$w_{SMI} = \widehat{R}_{xx}^{-1} \hat{p}, \quad (4.12)$$

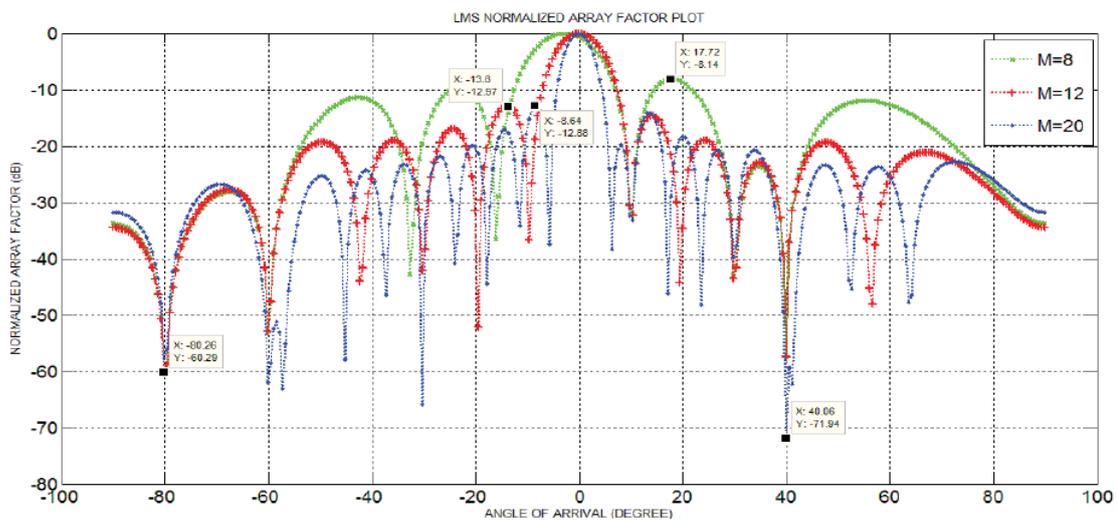
onde \widehat{R}_{xx} e \hat{p} representam os valores estimados da matriz de autocorrelação e do vetor direção do sinal desejado durante a janela de observação.

O algoritmo SMI possui elevada complexidade computacional, devido o tamanho da matriz originada no processo de atualização, quando empregado em dispositivos com arquiteturas de grande escala de integração (VLSI, do inglês *Very Large Scale Integration*) (LITVA, 1996).

A fim de estabelecer uma contraposição com o algoritmo LMS, Intiaj, Misra e Biswas (2012) realizaram simulações e apresentaram um confronto dos níveis máximos de lóbulos laterais, largura de feixe e profundidade dos nulos dos diagramas de radiações apresentados por arranjos submetidos aos algoritmos LMS e SMI. Foi simulado sinal desejado na direção 0° e sinais interferentes nas direções $[-80^\circ - 60^\circ 10^\circ 30^\circ 40^\circ]$.

A Figuras 4.13 e 4.14 ilustram o efeito da variação do número de elementos do arranjo para os algoritmos LMS e SMI, respectivamente.

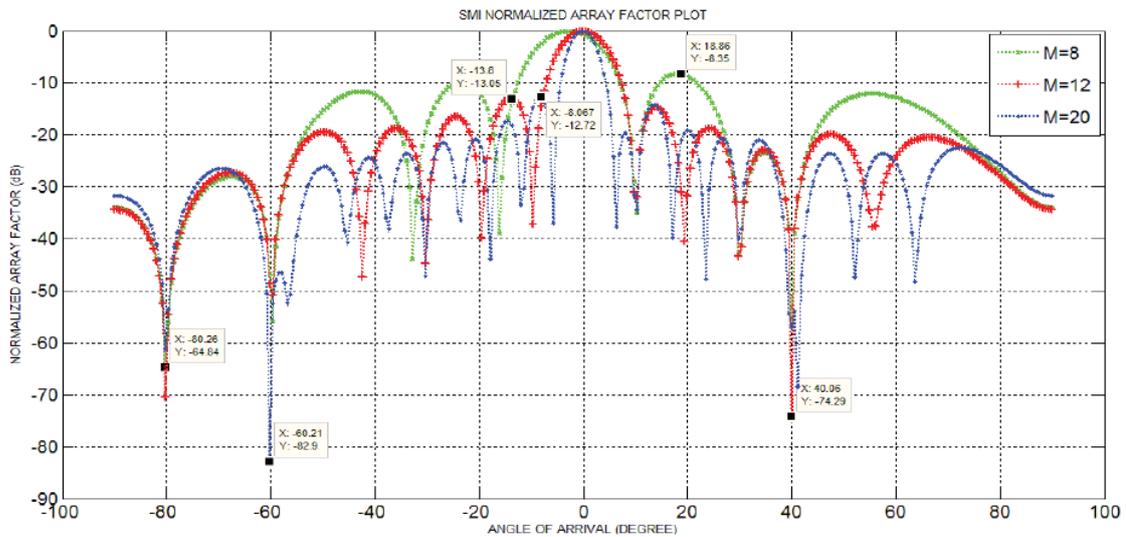
Figura 4.13 – Efeitos da variação do número de elementos – LMS.



Sl. No.	Antenna Elements (M)	Beam Width (degree)	Max. Sidelobe level (dB)	Max. Null Depth (dB)
1	8	26	-8.14	-60.29
2	12	20	-12.97	-60.29
3	20	12	-12.88	-71.94

Fonte: adaptado de Intiaj, Misra e Biswas (2012).

Figura 4.14 – Efeitos da variação do número de elementos – SMI.



Sl. No.	Antenna Elements (M)	Beam Width (degree)	Max. Sidelobe level (dB)	Max. Null Depth (dB)
1	8	26	-8.35	-64.84
2	12	20	-13.05	-74.29
3	20	12	-12.72	-82.90

Fonte: adaptado de Imtiaj, Misra e Biswas (2012).

Pode-se perceber que o aumento do número de elementos no arranjo gera estreitamento do lóbulo, diminuição de intensidade dos lóbulos laterais e aumento da profundidade dos nulos para ambos os algoritmos. Porém, as intensidades mínimas de um nulo (-82.9 dB) para o SMI contra (-71.94 dB) do LMS deixam claro o melhor desempenho do SMI na rejeição contra interferências.

4.2.4 O algoritmo RLS

De acordo com Shubair e Merri (2005), o algoritmo do quadrado mínimo recursivo (SMI, do inglês *Recursive Least Square*) usa o método do quadrado mínimo para estimar a matriz de autocorrelação R_{xx} e o vetor de correlação cruzada p , portanto, os pesos estimados da forma

$$w(k) = w(k - 1) + K(k)\varepsilon(k), \quad (4.13)$$

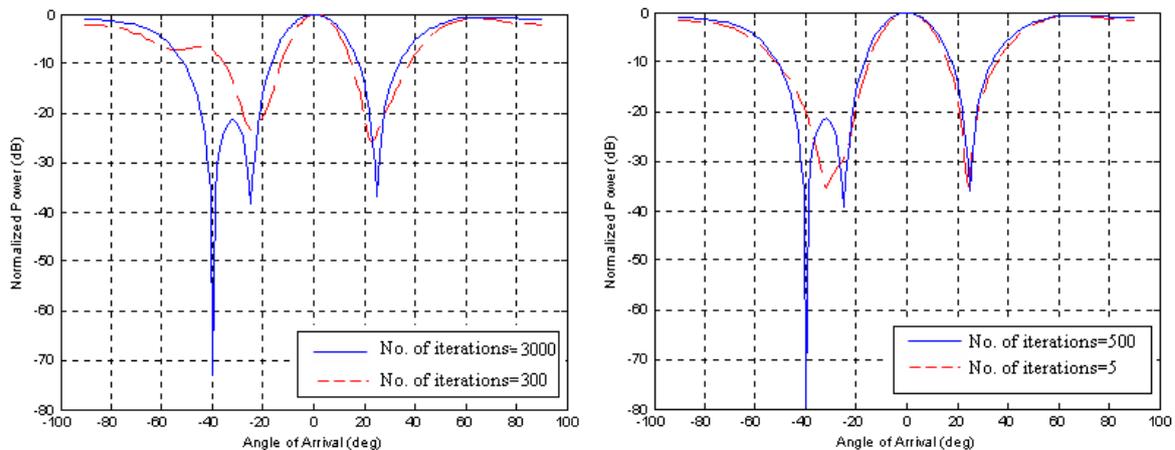
onde $K(k)$ é conhecida como o vetor de ganho de Kalman dado por

$$K(k) = \frac{\gamma^{-1}R_{xx}^{-1}(k-1)x(k)}{1 + \gamma^{-1}R_{xx}^{-1}(k-1)x(k)x^H(k)}, \quad (4.14)$$

onde γ é um fator de ponderação que controla a estabilidade do algoritmo RLS.

Para comparação com do LMS com o RLS, em Shubair e Merri (2005) foram simulados os efeitos no diagrama de radiação resultante frente a alterações no número de iterações. As Figuras 4.15(a) e 4.15(b) ilustram o resultado do LMS e RLS, respectivamente, para ULA com 8 elementos, sinais desejados e interferentes estão nas direções $[0^\circ \ 60^\circ]$ e -40° , respectivamente, SIR de -10 dB, SNR de 20 dB, distância entre elementos de $\lambda/2$ e $\mu = 0,001$ (LMS) e $\gamma = 1$ (RLS). Confirma-se a expectativa de que quanto mais iterações maior acurácia do diagrama de radiação. Além disso, é notório que o RLS precisa de menos iterações que o LMS para alcançar o diagrama ideal (grande atenuação do sinal interferente).

Figura 4.15 – Diagrama de radiação para diferentes números de iterações (LMS x RLS).

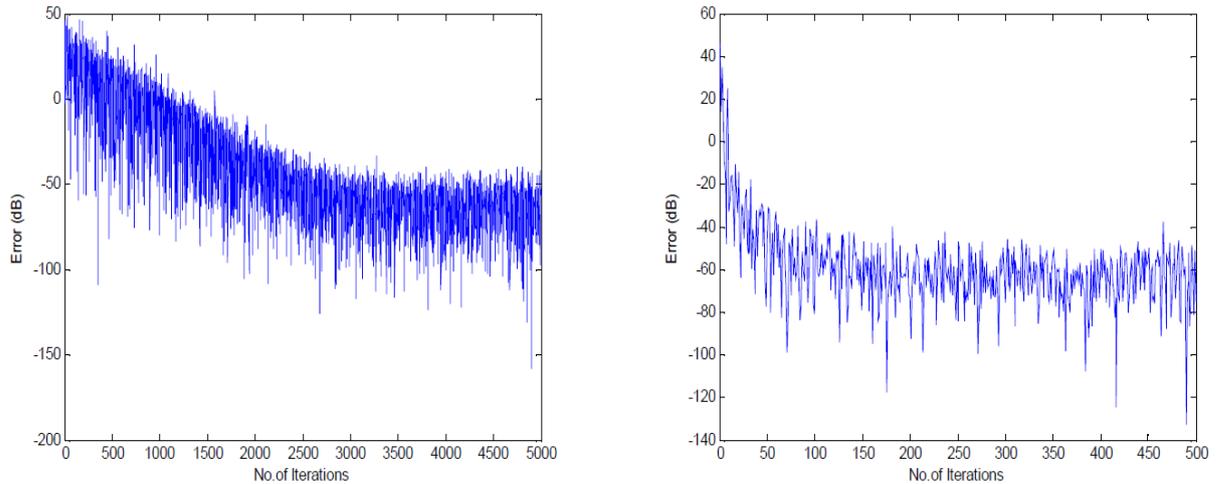


Fonte: Shubair e Merri (2005).

Mantidos os parâmetros de entrada, uma última simulação foi realizada com o intuito de comparar a taxa de convergência dos algoritmos. Nas Figuras 4.16(a) e 4.16(b), LMS e RLS, respectivamente, fica evidenciado que o RLS apresenta menor erro na saída, portanto converge mais rápido do que o LMS, entretando o RLS leva mais tempo para completar uma iteração. Isso se explica pela necessidade do cálculo do inverso da matriz de autocorrelação R_{xx} .

Em suma, o RLS apresenta melhor desempenho, pois precisa de menos iterações que o LMS, porém exige maior capacidade computacional.

Figura 4.16 – Erro vs. número de iterações (LMS x RLS).



Fonte: Shubair e Merri (2005).

4.3 Efeitos da quantidade de elementos na relação sinal-interferência (SIR)

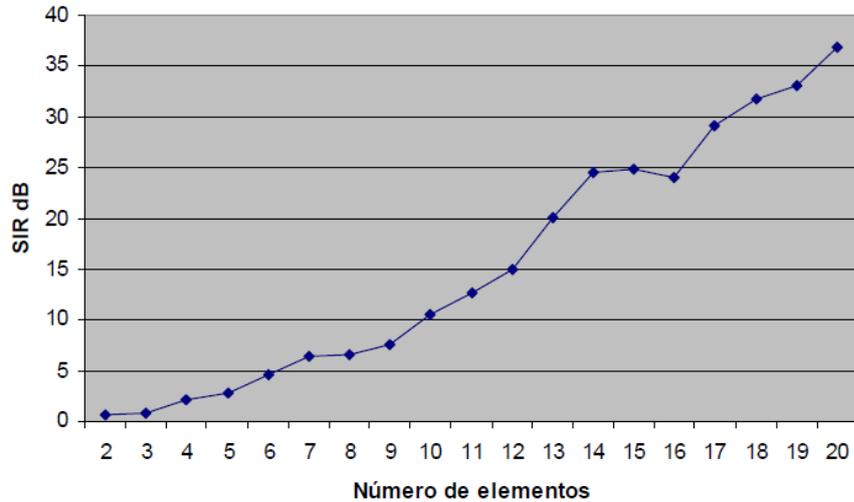
Junior (2010) verificou, através de simulações, que existe uma relação entre o número de elementos no arranjo necessários para obter a SIR¹⁰ desejada mesmo com grande proximidade espacial entre os sinais incidentes.

Quanto mais próximos estiverem o sinal de interferência e o sinal desejado, mais difícil é para o sistema atenuar a interferência e identificar o sinal correto. Entretanto, isso pode ser contornado aumentando a quantidade de elementos, gerando lóbulo principal mais estreito e mais lóbulos secundários, porém menos intensos.

A Figura 4.17 demonstra o valor da SIR em função do número de elementos. Nela podemos observar que, como esperado, aumentando a quantidade de elemento eleva-se também a SIR. Analogamente, pode-se inferir a relação diretamente proporcional entre a defasagem dos AOA dos sinais e número de elementos.

¹⁰Relação-interferência neste trabalho aborda a relação entre a potência do sinal desejado e a potência de um sinal proveniente de uma direção distinta e interferente, diferenciando-se assim da SNR tratada nas seções anteriores.

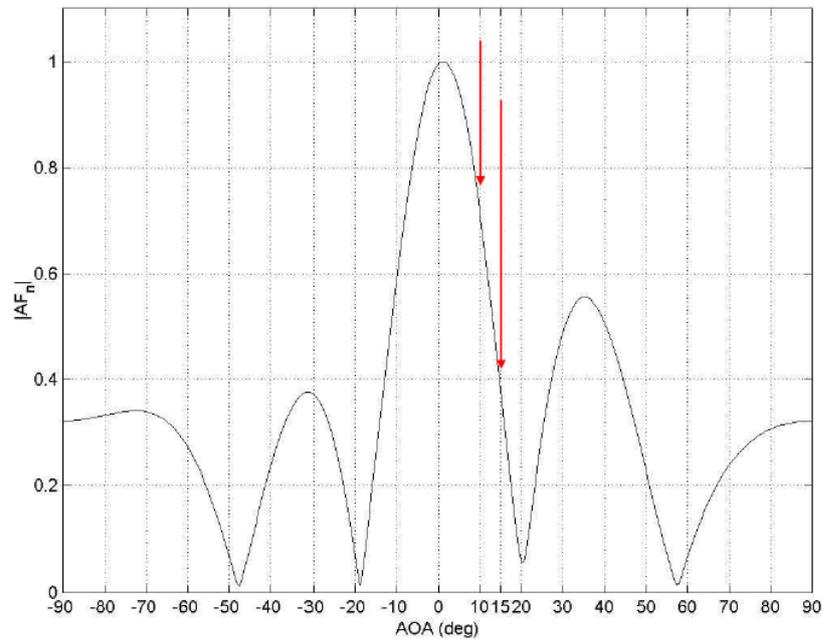
Figura 4.17 – SIR vs. variação do número de elementos.



Fonte: Junior (2010).

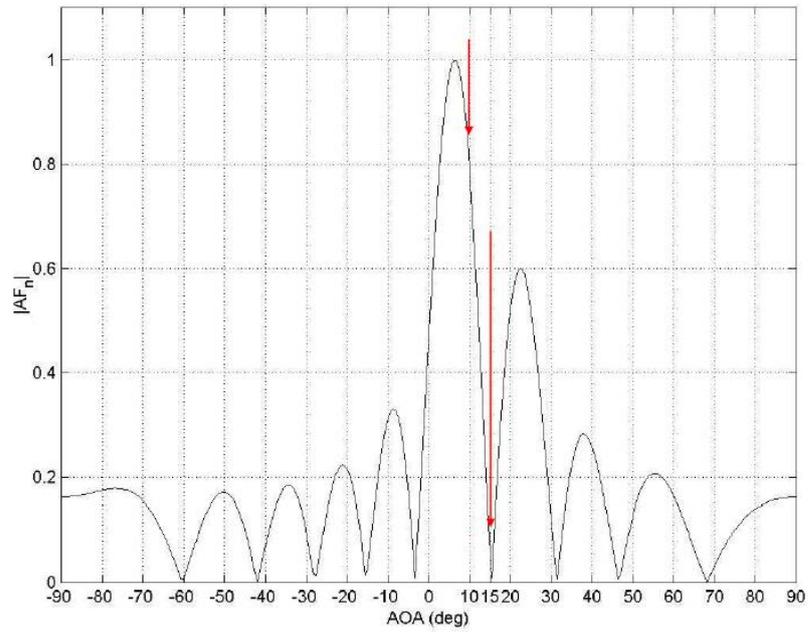
Tomando como base o algoritmo LMS, Junior (2010) comparou os diagramas de radiação resultantes de arranjos tipo ULA com diferentes números de elementos. Nas Figuras 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21 é possível observar as variações considerando o sinal desejado e o interferente com AOA de 10° e 15° , respectivamente.

Figura 4.18 – Diagrama de irradiação para ULA com 5 elementos – LMS.



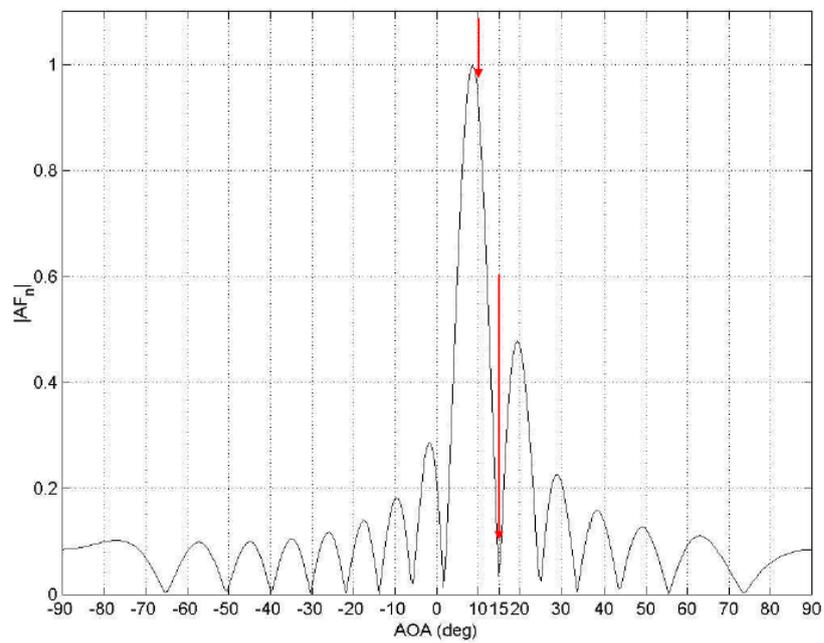
Fonte: Junior (2010).

Figura 4.19 – Diagrama de irradiação para ULA com 10 elementos – LMS.



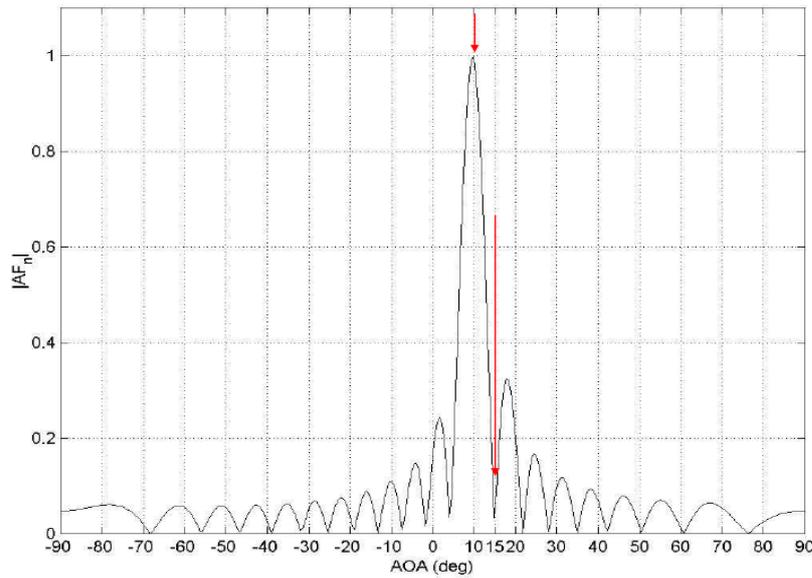
Fonte: Junior (2010).

Figura 4.20 – Diagrama de irradiação para ULA com 15 elementos – LMS.



Fonte: Junior (2010).

Figura 4.21 – Diagrama de irradiação para ULA com 20 elementos – LMS.



Fonte: Junior (2010).

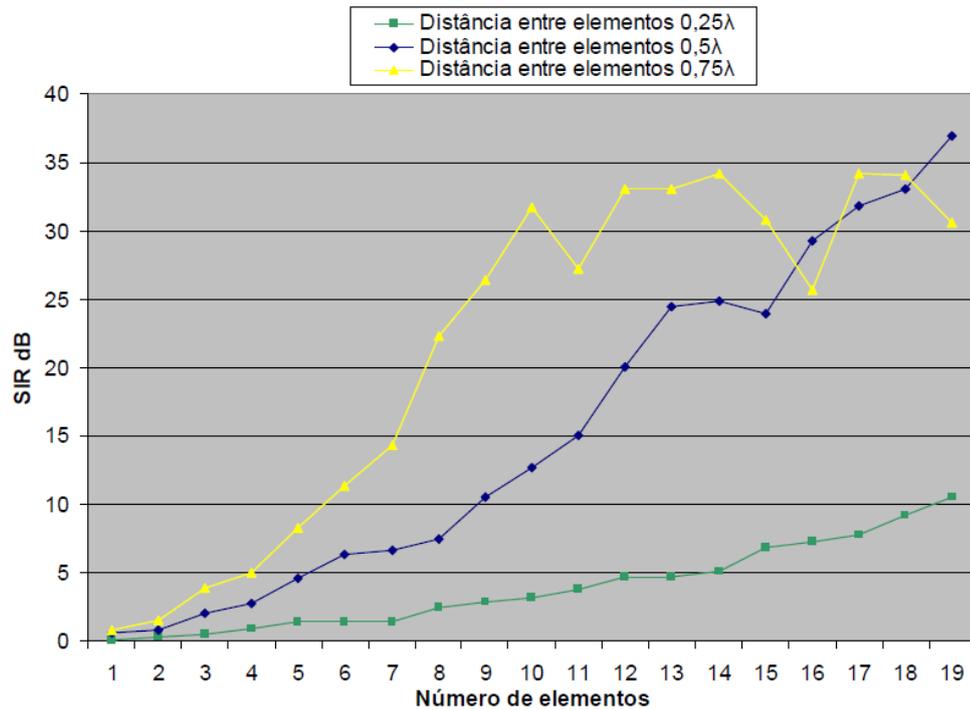
Como ilustrado, pode-se constatar que o aumento do número de elementos evidencia um aumento de diretividade, ou seja, estreitamento do lóbulo principal. A diferença de AOA dos sinais que chegam ao arranjo continua pequena, porém mais distinguível. Isso deve ser entendido como uma limitação básica do sistema.

4.4 Efeitos da separação entre os elementos do arranjo

Uma vez que quanto maior o espaçamento entre os sensores, maior a defasagem entre os sinais percebidos por elementos distintos do arranjo, a distância entre eles constitui importante parâmetro no projeto e antenas adaptativas.

Para elucidar melhor o exposto, mantidas as configurações da seção 4.3, investigou-se desta vez o comportamento do diagrama de radiação frente às variações no espaçamento entre os elementos. A Figura 4.22 ilustra a relação entre o aumento do número de elementos para compensação da SIR com variação do espaçamento $(\frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{2} e \frac{3\lambda}{4})$.

Figura 4.22 – SIR x número de elementos x espaçamento.



Fonte: Junior (2010).

Os resultados foram satisfatórios para o distanciamento dos elementos, mas do ponto de vista prático, pode não ser tão interessante, pois o artifício de distanciar os elementos para otimizar o valor da SIR aumenta consideravelmente o tamanho total do arranjo. Contudo, em projetos desse tipo vale ponderar as limitações físicas envolvidas. Para as aplicações estudadas, isso é de suma importância.

Durante as simulações, Junior (2010) também chegou a conclusão que o aumento do espaçamento gerou estreitamento do lóbulo principal, facilitando ao sistema capturar exatamente o sinal desejado e eliminar a interferência incidente nas antenas.

5 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Os estudos de diversos autores foram observados durante o desenvolvimento da pesquisa. Seus resultados e as observações em simulações autorais permitiram que fossem feitas explicações a seguir a cerca das vantagens e desvantagens de cada método/técnica à luz das aplicações nos sistemas de comunicações dos navios da MB.

5.1 Estimação de AOA

No tocante às práticas de estimação de AOA, uma vez que as aplicações na MB à que se destinam o sistema são os sistemas de comunicações de navios integrantes de uma Força-Tarefa no mar, é razoável aceitar uma resolução não tão boa, tendo em vista os padrões de posicionamento de navios em uma formatura no mar e a impossibilidade de duas emissões de navios diferentes apresentarem AOA semelhantes (do ponto de vista do Comandante da Força-Tarefa (CFT)¹¹). Outro ponto importante é que, caso a situação tática permita conhecer de forma aproximada a posição das forças inimigas e, se essa estiver alocada dentro do AOA das emissões de um navio A amigo, pode-se avaliar a possibilidade estabelecer outras formas de comunicação com o navio A. Nesse sentido o método DS apresenta-se como a pior alternativa, tendo como opositor o MUSIC, com a melhor resolução dentre os apresentados.

No que tange ao conhecimento de características do sinal esperado, a seleção do método adequado pode se tornar mais fácil. Atividades de inteligência e equipamentos MAGE podem auxiliar na coleta dessas características dos sinais das forças inimigas. Caso ocorra, os métodos paramétricos (como o apresentado MUSIC) aparecem como soluções mais viáveis. Caso contrário, sugerem-se os não-paramétricos (DS e Capon), devido a menor sensibilidade a desvios com relação ao modelo.

Em relação a custo computacional, a estrutura matemática dos algoritmos é o principal fator a ser analisado. O método MUSIC, embora tenha apresentado melhor resolução e robustez contra ruídos oferece elevado custo computacional por efeito das decomposições e inversões de matrizes. No cenário de restrições orçamentárias atual da MB, devem ser criteriosamente analisadas as opções disponíveis. Entretanto, o termo 'alto custo computacional' não deve ser encarado como fator de inviabilidade econômica sem uma

¹¹ CFT é o Oficial no Comando da Força-Tarefa. Geralmente embarcado na unidade de maior valor (UMV), que consiste na embarcação a ser protegida e, usualmente assume posições centralizadas na formatura, podendo concentrar os principais serviços de comunicações da Força. Pode haver variações.

análise mais completa do assunto. Para os padrões atuais, é possível que um computador relativamente simples possa executar de maneira eficiente o algoritmo. Outra precaução com o método MUSIC é o erro apresentado quando há outro sinal com alto grau de correlação. Forças inimigas podem através de seus equipamentos MAGE avaliar as emissões de interesse e simular sinais correlacionados a fim de confundir a interpretação.

5.2 *Beamforming* adaptativo

Para implementação da solução de Wiener é necessário conhecimento do sinal desejado. Para resolver o problema estudado por este trabalho, pode se assumir como solução razoável se partirmos do pressuposto da existência de uma espécie de banco de dados disponíveis nos navios da Força-Tarefa com as características dos transmissores de todos os meios envolvidos. Aliado a isso, um plano de utilização de transmissores reserva para casos de avarias, a fim de manter o bom funcionamento do método em caso de alteração do sinal esperado no receptor.

Outro aspecto importante é a possibilidade de haverem uma grande quantidade de sinais incidentes no arranjo (o que não é difícil dada a complexidade do ambiente eletromagnético, a quantidade de navios da própria Força-tarefa utilizando a frequência, além das tentativas de *jamming* por parte das forças inimigas). Essa grande quantidade de sinais aliada a grande quantidade de elementos no arranjo acarretará em problemas computacionais ao inverter continuamente as matrizes de autocorrelação e correlação cruzada.

Foi constatado que uma versão de adaptação do LMS é utilizada como alternativa para o custo computacional exposto, pois esse não utiliza transformações quadráticas nem diferenciações, o que pode simbolizar solução menos custosa economicamente para a MB. É também uma boa técnica caso as forças inimigas tentem forjar o sinal de um dos navios da Força-tarefa, já que esses sinais terão alta correlação com os sinais desejados. Outra solução, o NLMS, baseado no LMS, também provê maior estabilidade e taxa de convergência ao alterar a forma e cálculo do passo.

Outra técnica que se mostrou bem interessante foi o algoritmo SMI, que apesar de imprimir maior custo computacional, provou-se bem melhor que o LMS na rejeição contra interferências. Isso possibilita aos navios receptores maior relação sinal-interferência e aos navios transmissores economia no uso de potência dos equipamentos.

Uma última comparação foi feita com o LMS, desta vez com o RLS. Ficou evidenciado que o RLS apresenta menor erro na saída e melhor convergência, mas foi observado que o RLS leva mais tempo para completar uma iteração. Tal fato pode simbolizar prejuízo tático às operações graças às constantes alterações no ambiente eletromagnético e possibilidades de desvanecimento.

No que diz respeito ao número de elementos e espaçamento entre eles num arranjo, pode-se constatar que o aumento do número de elementos evidencia um aumento de diretividade. O aumento da distância entre eles também traz benefícios, como o aumento da relação sinal-ruído, entretanto, isso pode gerar um aumento demasiado nas dimensões totais do arranjo. Os navios possuem limitações óbvias de espaço em seu parque de antenas. Os diferentes tipos e tamanhos de antenas dos navios e as preocupações com distribuição de peso e estabilidade clareiam a necessidade de consenso e comprometimento entre o tamanho final do arranjo e a melhoria da SIR.

5.3 Impactos no CIEMA

Em suma, todas as técnicas e métodos estudados, sem dúvidas, oferecem benefícios aos sistemas de comunicações dos navios. O fato de poder direcionar o feixe de radiação na direção pretendida proporciona maior segurança às informações tramitadas, já que o sinal que as transporta não estará disponível às forças inimigas.

Nesse sentido, um aspecto muito importante é a possibilidade de um melhor planejamento do CIEMA, explicado na seção 2.2.3. Um dos proveitos do emprego de antenas adaptativas é a viabilidade de afrouxamento nas rígidas restrições impostas pelo CIEMA. Sem contar com antenas adaptativas, um navio que só possua antenas com padrão omnidirecional de radiação deveria parar de emitir em determinados intervalos de tempo e nas frequências planejadas a fim de não entregar a posição da Força-Tarefa, enquanto que, agora, graças à diretividade aplicada pelo arranjo de antenas, um navio com o sistema de antenas adaptativas pode transmitir sem prejuízos à discrição da Força-Tarefa, acarretando em vantagens táticas durante o confronto de forças.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O desenvolvimento do presente estudo possibilitou uma análise de como a implantação de antenas adaptativas nos sistemas de comunicação dos navios da MB pode melhorar os níveis de segurança das informações trafegadas entre navios no mar. Além disso, também permitiu, através da extensa literatura sobre o tema, traçar um panorama acerca das principais práticas de conformação adaptativa de feixe e algoritmos inteligentes associados, suas vantagens, desvantagens e aplicabilidades no cenário proposto.

O estudo concentrou esforços na análise de arranjos mais simples formados por sensores isotrópicos e idênticos. A ideia é que as expressões apresentadas para os arranjos lineares uniformes sirvam como base para o entendimento de soluções mais complexas, como a utilização de arquiteturas planares ou volumétricas e com o emprego de elementos de arranjo reais (não isotrópicos). O pensamento derivou da máxima “dividir para conquistar”. Entender os aspectos basilares é primordial para sugerir trabalhos futuros e cultivar a mentalidade para eventual implantação futura da MB.

O tema apresentado mostrou-se de extrema relevância para a MB em virtude dos grandes avanços tecnológicos na área de processamento digital de sinais. O sucesso das ações desempenhadas no Teatro de Operações Marítimo está intimamente ligado ao domínio da tecnologia na área de sistemas de armas, comunicações e guerra eletrônica. Sendo assim, faz-se mister o preparo adequado do material e da conscientização do pessoal da MB sobre o tema e os impactos na política de segurança das informações. O trabalho representa importante papel nesse sentido.

Como já esmiuçado na seção de análise dos resultados, mediante as peculiaridades de cada método, existem diversos modos de implementação de antenas adaptativas a bordo dos navios. Os algoritmos estudados apresentaram diferentes desempenhos e requisitos de hardware. Sendo assim, provou-se que deve ser feito um correto estudo sobre custo computacional e taxa de convergência de cada um deles, possibilitando fazer um correto balanceamento das necessidades operacionais com os recursos disponíveis, encontrando a melhor solução para o problema da segurança.

Os objetivos propostos na seção de introdução puderam ser alcançados, pois os resultados das simulações expuseram que é possível direcionar de forma eficiente o lóbulo principal de radiação de uma antena e, de fato, obter maior segurança no trâmite de informações no espaço livre, já que os sinais transmitidos não serão captados por terceiros não

autorizados. Ademais, vantagens táticas podem ser obtidas durante o enfrentamento de forças. Um exemplo é a melhora da implementação do plano de Controle de Irradiações Eletromagnéticas e Acústicas (CIEMA), resultando em maior eficiência nos intervalos de transmissões e ocultações dos navios.

6.1 Sugestões para Futuros Trabalhos

Durante o desenvolvimento do trabalho foram observadas possibilidades que não puderam ser exploradas, a fim de dar mais objetividade ao projeto. Por exemplo, as aplicabilidades de um sistema semelhante como forma de modernização de baixo custo aos equipamentos SONAR dos navios e submarinos da MB. Outro exemplo é a possibilidade de melhorias nas comunicações táticas em campo e nos serviços de localização, por parte do Corpo de Fuzileiros Navais (CFN). A ideia é o desenvolvimento de algo semelhante ao que já é implementado pelas operadoras de comunicações móveis nas áreas urbanas, porém com foco em áreas de vegetação densa ou montanhosas.

Vale ressaltar que esta monografia não esgota o assunto e existem, em meio à vasta literatura sobre o tema, oportunidades de desenvolvimento. Para pesquisas futuras, pretende-se propor essas e outras áreas de pesquisa como temas de trabalhos de conclusão de curso nos diversos cursos de formação e de aperfeiçoamento da Marinha do Brasil. O exercício incrementaria a mentalidade de segurança da informação, expondo vulnerabilidades e facilitando a busca por soluções.

REFERÊNCIAS

- ADAMY, D. **EW 101: A first course in electronic warfare**. Norwood, United States: Artech House, 2001. 297 p. ISBN 978-1580531696.
- ALLEN, B.; GHAVAMI, M. **Adaptive array systems: fundamentals and applications**. [s.l.]: Wiley-Blackwell, 2005. 290 p. ISBN 978-0470861899.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. 2. ed. Toronto, Canada: John Wiley & Sons, Inc., 1997. 487 p. ISBN 978-0471592686.
- BALANIS, C. A.; IOANNIDES, P. I. **Introduction to Smart Antennas**. 1. ed. [s.l.]: Morgan & Claypool, 2007. 175 p. ISBN 978-1598291766.
- BRASIL. Comando da Marinha. **Doutrina Básica da Marinha**. 2015b.
- BRASIL. Comando da Marinha. Gabinete do Comandante. Portaria nº 372, de 23 de outubro de 2009. Cria o Centro de Guerra Eletrônica da Marinha (CGEM) e dá outras providências. **Diário Oficial da União**, Brasília, DF, 28 out. 2009. Seção 1, p. 10.
- BRASIL. Ministério da Defesa. **Política de Segurança da Informação para o Sistema Militar de Comando e Controle**. Brasília, DF, 2015a.
- BR-US: Operação UNITAS LX – 2019. **DefesaNet**, 2019. Disponível em: http://www.defesenet.com.br/br_usa/noticia/33702/. Acesso em: 21 out. 2019.
- CAPON, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 57, n. 8, p. 1408-1418, 1969.
- CARTER, B.; MANCINI, R. **Op Amps for Everyone**. 3. ed. [s. l.]: Newnes, 2009. 600 p. ISBN 978-0080949482.
- CASTRO, R. M. **Estudo de algoritmos adaptativos de beamforming com detecção de ângulo de chegada**. Orientador: Mariane Rembold Petraglia. 2011. 66 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.
- DOVICCHI, J. C. L. Matemática básica para mecânica quântica. **UFSC - Departamento de informática e estatística**, 2015. Disponível em: <http://www.inf.ufsc.br/~joao.dovicchi/papers-jcd/qzero.pdf/>. Acesso em: 15 nov. 2019.
- FROST, O. L. I. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 60, n. 8, p. 926-935, 1972.
- GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 85, n. 8, p. 1195-1245, 1997.

GONTIJO, A. T. **Estimador de direção de chegada em tempo real com arranjo de microfones**. Orientador: Ricardo Zelenovsky. 2010. 135 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, 2010.

HAYKIN, S. **Adaptive filter theory**. 5. ed. New Jersey, United States: Prentice Hall, 2013, 912 p. ISBN 978-0132671453.

HOREWICZ, M. C. **Estimação da direção de chegada (DOA) de sinais eletromagnéticos em canais reversos CDMA utilizando antenas inteligentes**. Orientador: Ricardo Zelenovsky. 2006. 103 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, 2006.

IMTIAJ, S.; MISRA, I. S.; BISWAS, R. **A comparative study of beamforming techniques using LMS and SMI algorithms in smart antennas**. International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS); 2012, Kolkata, India. p. 246-249.

JERIPOTULA, P. R.; NAIK, B. R. **Performance Analysis of Adaptive Beamforming Algorithms**, International Conference on Circuits and Systems in Digital Enterprise Technology (ICCSDET); 2018, Kottayam, India. p. 1-4.

JUNIOR, J. F. A. **Filtragem adaptativa com solução esparsa para arranjos de sensores**. 2015. 77 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015.

JÚNIOR, R. P. P. R. **Otimização do Número de Elementos em um Arranjo para Antenas Inteligentes**. Orientador: Glauco Fontgalland. 2010. 78 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2010.

LIAN, K. J. **Adaptive antenna arrays for satellite personal communication systems**. Dissertação (Master of Science in Electrical Engineering) – Virginia Polytechnic Institute and State University, United States, 2010.

LITVA, J.; LO, T. K. Y. **Digital beamforming in wireless communications**. Norwood, United States: Artech House, 1996.

MANERA, L. T. **Desenvolvimento de sistemas e medida de ruído de alta e baixa frequência em dispositivos semicondutores**. Orientador: Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch. 2010. 131 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.

PITZ, C. A. **Algoritmos adaptativos para conformação de feixe e controle de potência aplicados a sistemas de comunicações móveis**. Orientador: Prof. Dr. Rui Seara. 2015. 173 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.

RODRIGUES, L. H. *et al.* **Pesquisa operacional – programação linear passo a passo: do entendimento do problema à interpretação da solução**. São Leopoldo: Unisinos, 2014. 474 p.

SCHMIDT, R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [s. l.], v. 34, n. 3 p.276-280, 1986.

SHUBAIR, R. M.; MERRI, A. **A convergence study of adaptive beamforming algorithms used in smart antenna systems**, In: International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, 11.; 2005, St. Malo, France. p. 1-5.

SOUSA, I. A. N. **Implementação de filtragem espacial adaptativa para sistemas de recepção com múltiplas antenas**. Orientador: Prof. Dr. Leonardo Aguayo. 2015. 58 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, 2015.

THOMSON, J. S.; GRANT, A.; MULGREW, B. Smart antenna array for CDMA system. **IEEE Personal Communications**, [s. l.], v. 3, n. 5 p.16-25, 1996.

VAN VEEN, B. D.; BUCKLEY, K. M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering. **IEEE ASSP Magazine**, [s. l.], v. 5, n. 2, p.4-24, 1988.

WEIK, M. H. Poynting vector. In: **Computer Science and Communications Dictionary**. Boston, United States: Springer, 2000.

WIDROW, B. *et al.* Adaptive antenna systems. **Proceedings of the IEEE**, [s. l.], v. 55, n. 12, p. 2143-2159, 1967.