

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Caracterização e Estudo Comparativo de Sistemas
MIMO em Ambientes Acústicos Submarinos

Vinicius Puga de Almeida Santos

Niterói-RJ

2015

VINICIUS PUGA DE ALMEIDA SANTOS

CARACTERIZAÇÃO E ESTUDO COMPARATIVO DE SISTEMAS MIMO EM
AMBIENTES ACÚSTICOS SUBMARINOS

Dissertação apresentada
ao Curso de Mestrado
em Engenharia de Telecomunicações da
Universidade Federal Fluminense, como
requisito parcial para obtenção do Grau
de Mestre. Área de Concentração:
Sistemas de Comunicações.

Orientador: Prof. Dr. TADEU NAGASHIMA FERREIRA

Co-orientador: Prof. Dr. EDUARDO RODRIGUES VALE

Niterói-RJ

2015

VINICIUS PUGA DE ALMEIDA SANTOS

CARATERIZAÇÃO E ESTUDO COMPARATIVO DE SISTEMAS MIMO EM
AMBIENTES ACÚSTICOS SUBMARINOS

Dissertação apresentada
ao Curso de Mestrado
em Engenharia de Telecomunicações da
Universidade Federal Fluminense, como
requisito parcial para obtenção do Grau
de Mestre. Área de Concentração:
Sistemas de Comunicações.

Aprovada em JANEIRO de 2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. TADEU NAGASHIMA FERREIRA - Orientador
Universidade Federal Fluminense (UFF)

Prof. Dr. EDUARDO RODRIGUES VALE - Co-Orientador
Universidade Federal Fluminense(UFF)

Prof. Dr. JÚLIO CÉSAR DAL BELLO
Universidade Federal Fluminense (UFF)

Prof. Dr. EDUARDO ESTEVES VALE
Marinha do Brasil

Niterói-RJ

2015

Para meus avós (José e Mancy) e meus pais
(Eliane e Luiz Eduardo).

Agradecimentos

Meus sinceros agradecimentos,

- a meus pais, Luiz Eduardo e Eliane, pela criação e formação, que me proporcionaram uma base sólida para minhas conquistas. A minha irmã Livia e minha namorada Alana por todo o apoio, compreensão e por estarem sempre ao meu lado durante todo este período.
- ao professor Dr. Tadeu Ferreira pelos seus comentários, críticas e sugestões, que muito me ajudaram ao longo do mestrado, sempre paciente e solícito em suas contribuições para o direcionamento e desenvolvimento da dissertação.
- ao Núcleo de Estudos Avançados (NETAv), em especial aos professores Dr. Eduardo Vale e Dr. Júlio César Dal Bello pela oportunidade de participar da equipe de profissionais de alto nível do projeto CSUB, dispostos a enfrentar um desafio que poucos tiveram possibilidade de realizar. Agradeço ainda toda a cordialidade e disponibilidade, no desenvolvimento dos trabalhos, assim como nos experimentos em campo.
- a Marinha do Brasil, em especial aos pesquisadores do IEAPM (Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira), sempre dispostos a colaborar com sua vasta experiência na condução dos experimentos em ambiente marinho.
- aos colegas Igor Costa, Mateus Dias, Paula Pinna, Pedro Eugênio e Raphael Filgueiras pelo companheirismo e importantes contribuições ao longo do mestrado.
- a professora Dra. Leni Joaquim, atuando tanto como coordenadora do mestrado, auxiliando na solução das questões administrativas, assim como em aula, transmitindo seus conhecimentos teóricos e sua experiência em campo.

- aos professores do Mestrado em Engenharia de Telecomunicações pelo alto nível das aulas ministradas, que me permitiram realizar o presente trabalho.
- à UFF por toda a estrutura disponibilizada para o avanço dos meus estudos e a realização deste trabalho.
- a CAPES pela bolsa fornecida.

Lista de Figuras

2.1	Descrição de uma onda de pressão [4]	5
2.2	Perfis de variação da velocidade do som (representada no eixo horizontal) de acordo com a profundidade (eixo vertical) para diferentes tipos de ambientes[7]	7
2.3	Descrição das diferentes camadas e canais típicos de um perfil de velocidade do som. A velocidade do som é representada no eixo horizontal (aumentando à direita) e a profundidade no eixo vertical [7]	8
2.4	Relação entre o coeficiente de atenuação específico e a fórmula empírica de Thorpe	10
2.5	Nível de ruído ambiente causado por chuva em função da frequência e intensidade de chuva [4]	13
2.6	Multipercursos causados por reflexão (a) e refração (b)	14
3.1	Descrição de um projetor Tonpiliz [5]	18
3.2	Par de fontes e imagem equivalente	19
3.3	Diagrama de Irradiação teórico de um transdutor Tonpiliz[5]	19
3.4	<i>Array</i> Linear com N elementos [14]	20
3.5	Diagrama de Irradiação do Fator de Array de um conjunto linear de dois irradiadores com diversos espaçamentos	22
3.6	Diagrama de Irradiação do Fator de Array de um conjunto linear de dois irradiadores com $d = \frac{\lambda}{4}$	22
4.1	Espaçamento dos canais multiplexados em frequência; (a) Sem sobreposição; (b) Com sobreposição	25
4.2	Diagrama de blocos de um sistema OFDM	25
4.3	Ortogonalidade das Subportadoras	27

4.4	Exemplos de Janelamento: Janela de Hamming [17]	29
4.5	Exemplos de Filtros usados em OFDM [17]: Cosseno Levantado (a), Retangular (b), Chebyshev (c) e Butterworth (d)	29
4.6	Subportadoras Ortogonais antes (a) e depois do Efeito Doppler (b)	31
5.1	Famílias de Sistemas de Comunicações	33
5.2	Modelagem Simplificada de um Canal MIMO	34
5.3	Modelagem do Combinador de Máxima Taxa [20]	36
5.4	Modelagem do sistema proposto por Alamouti [20]	40
6.1	Diagrama de Blocos do Programa	43
6.2	Carta náutica da área sondada [27]	43
6.3	Taxa de Erro de Bit em sistema SISO para diferentes canais	45
6.4	Símbolos Modulados em BPSK (a) e QPSK(b) detectados no receptor antes do decisor de símbolo.	46
6.5	Densidade Espectral de Potência do bloco OFDM simulado	47
6.6	Taxa de Erro de Bit para SISO, Alamouti Teórico e Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM	49
6.7	Taxa de Erro de Bit para SISO, MRC Teórico e Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM	49
6.8	Taxa de Erro de Bit para SISO, Alamouti Simulado e MRC Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM	50
6.9	Taxa de Erro de Bit para MRC (a) e Alamouti(b) com BPSK e OFDM em canal Rayleigh+AWGN com réplica atrasada em comparação ao SISO em canal Rayleigh+AWGN	51
6.10	Taxa de Erro de Bit para SISO em canal Rayleigh+AWGN sem réplica atrasada em relação a Alamouti e MRC Simulados para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM com réplica atrasada	51
6.11	Taxa de Erro de Bit para MRC (a) e Alamouti(b) com BPSK e QPSK	52

Lista de Tabelas

6.1	Síntese dos parâmetros do sinal gerado na simulação	45
6.2	Síntese dos parâmetros do canal utilizado na simulação	48

Lista de Siglas

Sigla	Português	Inglês
BER	Taxa de Erro de Bit	Bit Error Rate
BPSK	Modulação por Chaveamento Binário de Fase	Binary Phase-shift Keying
CP	Prefixo cíclico	Cyclic Prefix
CW	-	Continuous Wave
DFT	Transformada Discreta de Fourier	Discrete Fourier Transform
EGC	Combinador de Igual Ganho	Equal Gain Combining
ELF	Frequência Extremamente Baixa	Extremely Low Frequency
PSK	Modulação por Chaveamento de Frequência	Frequency-shift Keying
IFT	Transformada Inversa de Fourier	Inverse Fourier Transform
ISI	Interferência Intersimbólica	Inter Symbol Interference
LFM Chirp	-	Linear Frequency Modulation Chirp
MIMO	Sistema de Múltiplas-Entradas Múltiplas-Saídas	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Sistema de Múltiplas-Entradas Única-Saída	Multiple-Input Single-Output
ML	Máxima Verossimilhança	Maximum Likelihood
MRC	Combinador de Máxima Taxa	Maximum Ratio Combining
OFDM	Multiplexação por Divisão de Portadoras Ortogonais	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Razão entre Potência de Pico e Potência Média	Peak-to-Average Power Ratio

Sigla	Português	Inglês
PSK	Modulação por Chaveamento de Fase	Phase-shift Keying
PZT	Transdutor Piezoelétrico	Piezoelectric Transducer
QAM	Modulação de Amplitude em Quadratura	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Modulação por Chaveamento em Quadratura de Fase	Quadrature Phase-shift Modulation
SC	Combinador de Seleção	Selection Combining
SIMO	Sistema de Única-Entrada Múltiplas-Saídas	Single-Input Multiple-Output
SISO	Sistema de Única-Entrada Única-Saída	Single-Input Single-Output
SLF	Frequência Super Baixa	Super Low Frequency
SOFAR	-	Sound Fixing and Ranging Channel
STBC	Código Espaço-Temporal em Bloco	Space-Time Block Code
STTC	Código Espaço-Temporal em Treliça	Space-Time Trellis Code
SwC	Combinador Seletor	Switched Combining
UWB	Banda Ultra-Larga	Ultra Wide-Band
VLF	Frequência Muito Baixa	Very Low Frequency
ZP	-	Zero Padding

Sumário

Agradecimentos	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	ix
Lista de Siglas	x
Resumo	xiv
Abstract	xv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Proposta do Trabalho	2
1.3 Histórico	2
1.4 Organização da Dissertação	3
2 Canal Acústico Submarino	5
2.1 Onda Acústica	5
2.2 Velocidade da Propagação Acústica	6
2.3 Atenuação e Largura de Banda	9
2.4 Ruído no Canal Acústico Submarino	11
2.5 Desvanecimento por Multipercursos	14
2.6 Efeito Doppler e Variabilidade Temporal	15
3 Características de Transdutores Acústicos e Teoria de Conjuntos de Transdutores	17

3.1	Modelagem dos Transdutores Acústicos	18
3.2	Modelagem de um Conjunto de Transdutores Acústicos	20
4	Multiplexação por Divisão de Portadoras Ortogonais	24
4.1	Descrição do Sistema	25
4.2	Modelo Matemático	26
4.3	Limitações do Sistema OFDM	30
5	Sistemas MIMO	32
5.1	Modelagem de um Canal MIMO	34
5.2	Técnicas de Diversidade na Recepção	35
5.2.1	Combinador de Máxima Taxa - MRC	36
5.3	Técnicas de Diversidade de Transmissão	37
5.3.1	Codificação em Bloco Espaço-Temporal	38
5.3.2	Código de Alamouti	39
6	Simulação e Comparação de Sistemas MIMO em Ambiente Acústico Marinho	42
6.1	Medições em campo	43
6.2	Descrição da Simulação do Canal	44
6.3	Descrição dos Sinais Simulados e Implementação da Diversidade	46
6.4	Comparação e Análise dos Resultados	48
7	Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	53

Resumo

O uso de comunicações por radiofrequência em um ambiente submarino é ineficiente devido à alta atenuação do mar às altas frequências, de forma que apenas frequências muito baixas são capazes de se propagar em tal ambiente.

No entanto o uso de frequências muito baixas requer grande potência de transmissão, além de longas e ineficientes antenas, tornando seu uso impraticável para diversos fins.

Neste contexto, o uso de comunicações acústicas no ambiente submarino se torna interessante por ser um meio mais amigável à propagação de ondas acústicas, o que torna viável a comunicação a grandes distâncias.

Este trabalho visa testar e comparar o desempenho de duas técnicas de diversidade espacial comumente utilizadas em sistemas de rádio-frequência: Combinação de Taxa Máxima (MRC) e o Código Espaço-Temporal de Alamouti, associadas à modulação OFDM em um típico ambiente acústico submarino.

Palavras-chave: Comunicação Acústica Submarina, MIMO, Alamouti, STBC, OFDM, Desvanecimento Rayleigh.

Abstract

The use of radio communications in an underwater environment is inefficient, given the high attenuation of seawater on higher frequencies, enabling only very low frequencies to propagate in such environment. However, the use of these frequencies requires a huge amount of transmit power and very large and inefficient antennas, becoming impracticable for most purposes.

In this context the use of underwater acoustic communications is desirable given that the underwater environment is more friendly to acoustic propagation, enabling the communication over greater distances.

This work intends to test and compare the performance of two commonly used spacial diversity techniques, the Maximum Ratio Combining (MRC) and Space-Time Block Coding of Alamouti, associated with OFDM modulation in a typical underwater acoustic environment.

Keywords: Underwater Acoustic Communication, MIMO, Alamouti, STBC, OFDM, Rayleigh Fading.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A comunicação através da propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes submarinos possui reduzida eficácia, pois sendo o ambiente marítimo um bom condutor, este impõe severas perdas nos sinais transmitidos em altas frequências, limitando seu uso prático apenas a faixas de frequências muito baixas (VLF, SLF, ELF) para comunicação de longa distância.

No entanto, a operação de sistemas em tais bandas requer o uso de grandes antenas e elevada potência de transmissão o que pode se tornar impraticável para muitas aplicações. O uso de tais sistemas em submarinos militares envolve a construção de imensas estações transmissoras, permitindo ao submarino apenas a recepção das mensagens a uma taxa de transmissão muito baixa quando submerso e/ou requerendo que o mesmo retorne a superfície para que a comunicação possa acontecer.

Com o desenvolvimento de submarinos nucleares, capazes de permanecer submersos durante meses, fez-se necessário o desenvolvimento de sistemas capazes de prover comunicações de média e longa distância, de moderado consumo de energia que podem ser utilizados mesmo quando o submarino está submerso.

Neste contexto, o uso de sistemas de comunicação acústica ganhou relevância pela capacidade das ondas sonoras de serem transportadas por longas distâncias, e pelo uso de sistemas de transmissão mais simples e econômicos.

1.2 Proposta do Trabalho

Este trabalho se propõe a realizar um estudo comparativo da aplicação de duas diferentes técnicas de diversidade em sistemas MIMO: diversidade na transmissão com o código de blocos espaço-temporais de Alamouti e diversidade na recepção com o algoritmo MRC (*Maximal Ratio Combining*). Adicionalmente, é realizada uma análise da influência do uso destas técnicas, associadas à modulação OFDM em um ambiente acústico submarino típico sob influência de multipercursos.

1.3 Histórico

O início dos estudos da acústica submarina moderna pode ser datado em 1826, através dos experimentos de Daniel Colladon e Charles Sturm [1] que realizaram a primeira medida da velocidade de propagação do som, com o auxílio de um sino submerso, obtendo a velocidade de $1438m/s$, próxima ao valor tipicamente encontrado em ambientes de água doce, e em 1919 foi realizada a primeira publicação científica relacionada ao tema, descrevendo a influência do gradiente de temperatura e salinidade na refração das ondas acústicas[2].

Após a Segunda Guerra Mundial, o desenvolvimento de sistemas SONAR aconteceu em larga escala devido a Guerra Fria, o que resultou em avanços teóricos e práticos na transmissão acústica submarina. Antes do fim de 1970 foram publicados diversos trabalhos descrevendo tentativas de desenvolvimento de modems acústicos, usando essencialmente sistemas de projetores acústicos e hidrofones sem qualquer capacidade de mitigar as distorções introduzidas pelo ambiente acústico submarino[3].

A geração seguinte dos modems acústicos fez uso de modulações digitais, que foram muito importantes por possibilitarem o uso de códigos corretores de erro e além de certo grau de compensação dos efeitos de espalhamento temporal (devido a multipercursos) e em frequência (devido ao efeito Doppler) do canal sobre o sinal acústico. As modulações por chaveamento de frequência (FSK), em especial, foram largamente utilizadas neste período por serem robustas ao espalhamento temporal e de frequência do canal, embora façam uso ineficiente da limitada banda disponível no canal acústico submarino, reduzindo sua aplicabilidade a sistemas que façam uso de taxas de transmissão muito baixas[3].

A partir da década de 90, a transmissão coerente de sinais, se tornou possível graças ao importante avanço feito por *Stojanovic et. Al* com o uso de uma malha de captura

de fase (PLL, *phase-locked loop*) integrada a um equalizador de decisão realimentado, possibilitando a obtenção de taxas de transmissão muito mais elevadas e abrindo caminho para a implantação de sistemas multiportadora neste ambiente, como o OFDM[3].

A exploração de técnicas de diversidade espacial na recepção de sinais acústicos em ambiente submarino é utilizada desde o final da Primeira Guerra Mundial, que através da combinação dos sinais de múltiplos receptores provê uma melhora na qualidade do sinal recebido.

Com o advento de processadores modernos e mais velozes, no final da década de 90, tornou-se possível a implementação de sistemas de diversidade na transmissão com o emprego de códigos que explorem a multiplicidade de transmissores e receptores a fim de se obter ganhos significativos na taxa de transmissão e no alcance do sistema.

Atualmente, há uma grande demanda no desenvolvimento de sistemas de comunicação acústica submarina que possibilitem a obtenção de maiores taxas de transmissão a médias e longas distâncias (de 1km a dezenas de km). O uso sistemas multiportadora (como o OFDM) associados a técnicas de diversidade espacial, na transmissão e/ou recepção permitem atender a esta demanda, razão pela qual são objeto de estudo deste trabalho.

1.4 Organização da Dissertação

Inicialmente, no Capítulo 2, é feita uma introdução aos conceitos de onda acústica e suas particularidades, bem como as características do ambiente de propagação acústico submarino. Quando possível, são realizadas comparações dos conceitos de propagação usados no canal de radiofrequência que também podem ser aplicados ao canal acústico, bem como suas diferenças.

No Capítulo 3, apresenta-se o funcionamento de uma interface de transmissão e recepção de sinais em ambiente acústico submarino, denominados transdutores acústicos, equivalentes às antenas usadas no sistemas de rádio.

Tendo em vista que a modulação multiportadora OFDM será empregada no sistema, no Capítulo 4 disserta-se sobre o princípio de funcionamento desta técnica, suas propriedades, forma como deve ser implementada, bem como suas vantagens e desvantagens.

O Capítulo 5 apresenta em detalhes a modelagem de um canal MIMO, bem como suas características. Também são analisadas em detalhes as diferenças entre as técnicas de diversidade na transmissão e na recepção, bem como expõe-se o embasamento matemático de seu funcionamento.

Por último, nos Capítulos 6 e 7 são apresentadas as características do canal utilizado na simulação, sinais empregados na mesma e resultados obtidos, sendo em seguida apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros, respectivamente.

Capítulo 2

Canal Acústico Submarino

2.1 Onda Acústica

As ondas acústicas são ondas longitudinais originadas pela propagação de uma perturbação mecânica que causa compressões e rarefações na direção de propagação da onda e que são passadas de um ponto aos pontos vizinhos de acordo com as propriedades elásticas do meio de propagação, conforme mostrado na Figura 2.1.

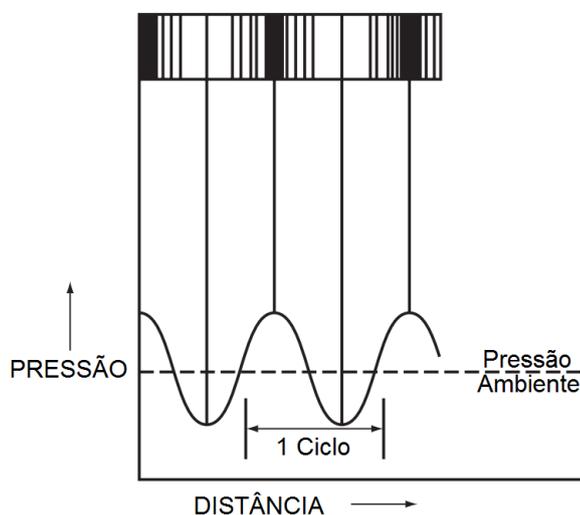


Figura 2.1: Descrição de uma onda de pressão [4]

Ao se propagar por um meio fluido, esta perturbação causa flutuações nos níveis locais de densidade e pressão das moléculas que oscilam ao redor de sua posição de equilíbrio no meio que as compõem.

Tais oscilações caracterizam dois tipos de velocidades: a primeira denominada velocidade de deslocamento do fluido v medida em (m/s) caracteriza a velocidade instantânea

de deslocamento das partículas em repouso. A segunda denominada velocidade de propagação de onda ou simplesmente velocidade do som c , também medida em (m/s) determina a velocidade de propagação da perturbação no meio.

A diferença entre os valores máximos e mínimos de pressão causados pela passagem da onda no meio dá-se o nome de pressão acústica p , medida em Pascal (Pa) que é a principal grandeza aferida no estudo da acústica submarina, através do uso de hidrofones que são receptores acústicos subaquáticos e capazes de detectar tais variações de pressão.

Estas grandezas estão relacionadas pela expressão

$$p = v.c.\rho_0 \quad (2.1)$$

onde ρ_0 é a densidade média do fluido e o produto $\rho_0.c$ é denominado impedância acústica.

2.2 Velocidade da Propagação Acústica

A velocidade de propagação do som [5] é determinada pelas características locais do meio de propagação sendo expressa segundo a relação

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho_0}} = \sqrt{\frac{1}{\chi\rho_0}} \quad (2.2)$$

onde ρ_0 é a densidade média do meio, medida em ($\frac{g}{m^3}$) e E seu módulo de elasticidade, que é o inverso da compressibilidade χ do fluido, medido em (Pa).

Diversos fatores tais como temperatura, salinidade e profundidade podem afetar a velocidade do som. É possível obter uma aproximação [6] da velocidade do som na água do mar através da fórmula empírica cuja expressão simplificada, válida para $0m < D < 1000m$ é dada pela equação (2.3), onde T (°C) é a temperatura, S (ppm) é a salinidade e D (m) é a profundidade.

$$c = 1449 + 4,6.T + 0,055.T^2 + 0,003.T^3 + (1,39 - 0,012.T).(S - 35) + 0,017.D \quad (2.3)$$

Na água do mar a velocidade do som é em média $c = 1500m/s$ (variando tipicamente entre $1450m/s$ a $1550m/s$, dependendo das condições de temperatura e pressão) e sua densidade média é de aproximadamente $\rho_0 = 1,030 \frac{kg}{m^3}$, variando de acordo com as mesmas condições.

O perfil de velocidade do som em um determinado ambiente marítimo pode ser levantado com o auxílio de equipamentos especiais que meçam a pressão (profundidade)

e temperatura, como o batitermógrafo, e opcionalmente para uma melhor estimativa a condutividade (salinidade) do meio, com uma sonda CTD (*Conductivity, Temperature and Depth*) ou uma sonda XBT (*Expendable Bathythermograph*) em casos onde a medida deve ser feita em movimento.

Na Figura 2.2 é possível observar algumas das diferentes configurações dos perfis de velocidade do som em função da profundidade, de acordo com o tipo de ambiente marítimo estudado, que varia de acordo com sua localização geográfica, estação do ano e a presença de fontes de águas doces.

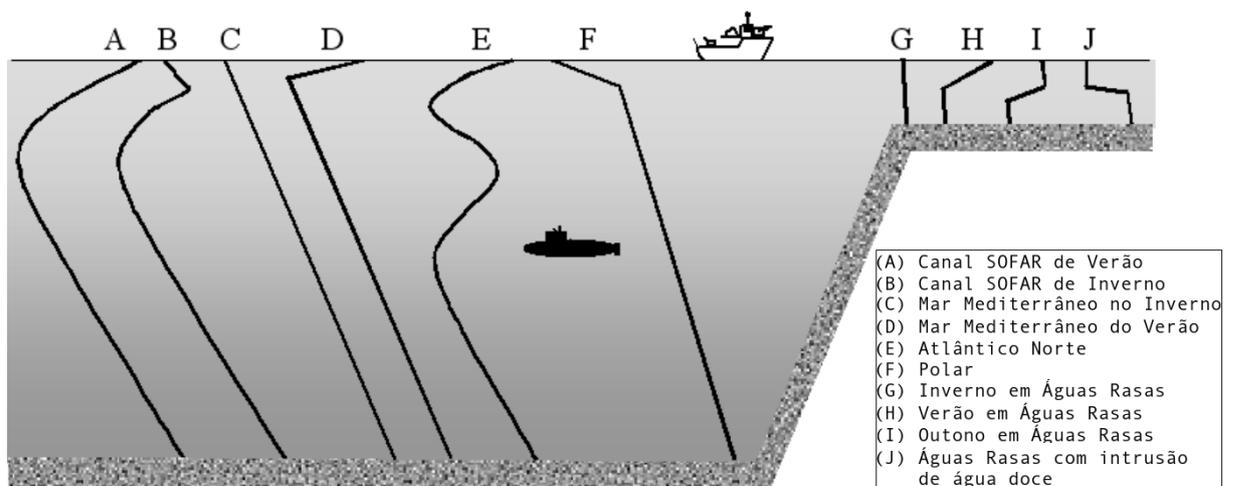


Figura 2.2: Perfis de variação da velocidade do som (representada no eixo horizontal) de acordo com a profundidade (eixo vertical) para diferentes tipos de ambientes[7]

O perfil de variação da velocidade do som pode ser modelado de forma simplificada através da estratificação horizontal do ambiente de propagação da onda acústica em camadas. Cada uma destas camadas agrupa determinadas características predominantes que contribuem para diferentes comportamentos de variação da velocidade do som em função da profundidade.

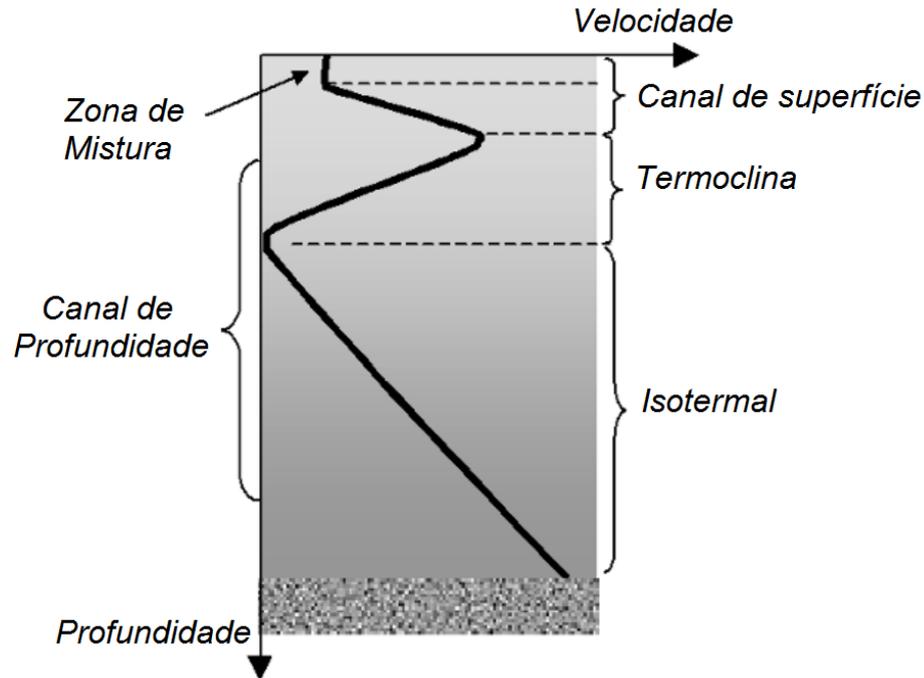


Figura 2.3: Descrição das diferentes camadas e canais típicos de um perfil de velocidade do som. A velocidade do som é representada no eixo horizontal (aumentando à direita) e a profundidade no eixo vertical [7]

Pode-se observar na Figura 2.3 o perfil de variação da velocidade do som típico para um canal SOFAR de inverno, cujas camadas se encontram listadas abaixo:

- (a) **Zona de Mistura (*Mixed layer*)** : Pouca (ou nenhuma) variação na velocidade do som. É presente nos primeiros metros de profundidade e corresponde à camada da água que é misturada pela superfície.
- (b) **Termoclina (*Thermocline*)** : Velocidade do som decresce com a profundidade. É uma camada que pode ser permanente ou sazonal (quando próxima da superfície). Possui uma variação rápida e monotônica de temperatura, em geral decrescente, o que faz com que a velocidade diminua de acordo.
- (c) **Camada Isotermal (*Isothermal layer*)** : A velocidade do som atingiu seu mínimo e passa a crescer linearmente com a profundidade. Esta camada possui a temperatura constante, sendo o aumento na velocidade do som causado pelo crescimento da pressão hidroestática.

O levantamento deste perfil é importante pois, devido ao fenômeno da refração, a maior parte da energia acústica é deslocada para onde a velocidade do som é menor, ocorrendo a formação de dois tipos de canais:

- (i) **Canal de Superfície (*Surface Channel*)** : Ocorre na camada isotérmica presente em águas rasas e que se estende no inverno, causada pela água fria presente na superfície decorrente do derretimento de gelo ou pela água fresca de estuários de rios próximos. Neste canal a velocidade do som cresce com a profundidade, conforme apresentado na Figura 2.3.
- (ii) **Canal de Profundidade (*Deep Channel*)** : É associado ao ponto de inflexão no perfil de velocidade do som entre as camadas Termoclina e Isotermal, correspondendo à situação onde a velocidade do som atinge seu valor mínimo. Nesta região a mesma deixa de diminuir função da profundidade e passa a acompanhar o aumento da mesma, enquanto a temperatura se mantém aproximadamente constante.

Caso a fonte do sinal acústico esteja situada próxima a região onde a velocidade do som é mínima, o mesmo será canalizado por um duto denominado canal **SOFAR (*Sound Fixing and Ranging Channel*)**, podendo ser guiado por milhares de quilômetros com mínima atenuação, sem que haja reflexão pela superfície ou fundo do oceano.

2.3 Atenuação e Largura de Banda

No oceano, a atenuação do sinal acústico pode ser modelada por

$$A(d, f) = \frac{d^k}{d_r} \cdot a_e(f)^{d-d_r} \quad (2.4)$$

ou por sua forma em dB,

$$A_{dB}(d, f) = 10.k.\log\left(\frac{d}{d_r}\right) + (d - d_r).a_{e\frac{dB}{Km}}(f) \quad (2.5)$$

A primeira parcela da equação (2.5) é causada pelo espalhamento da energia do sinal a uma distância d em relação a uma distância de referência d_r (em geral a $1m$ da fonte) com k sendo a constante de propagação cujo valor varia, tipicamente [8], entre 1 e 2.

A segunda parcela é denominada absorção específica do meio $a_e(f)$, possuindo diversos modelos como o de Rayleigh (válido para frequências acima de 1MHz), Liebermann

(1948), Thorpe (1967, que é a utilizada pela maior parte dos autores na área) e François-Garrison (mais preciso, utilizado pela marinha americana). A equação (2.6) demonstra a modelagem de Thorpe [9] para o coeficiente de absorção específico do meio, em dB.

$$a_{e \frac{dB}{Km}}(f) = 0,003 + \frac{0,11 \cdot f^2}{1 + f^2} + \frac{44 \cdot f^2}{4100 + f^2} + 2,75 \cdot 10^{-4} \cdot f^2 \quad (2.6)$$

É possível notar que o coeficiente de atenuação cresce rapidamente com a frequência, conforme mostrado na Figura 2.4. Em uma frequência de 100kHz a atenuação é da ordem de 34 dB/km. Desta forma pode-se observar que a transmissão de dados via sinais acústicos por longas distâncias é inviável em altas frequências.

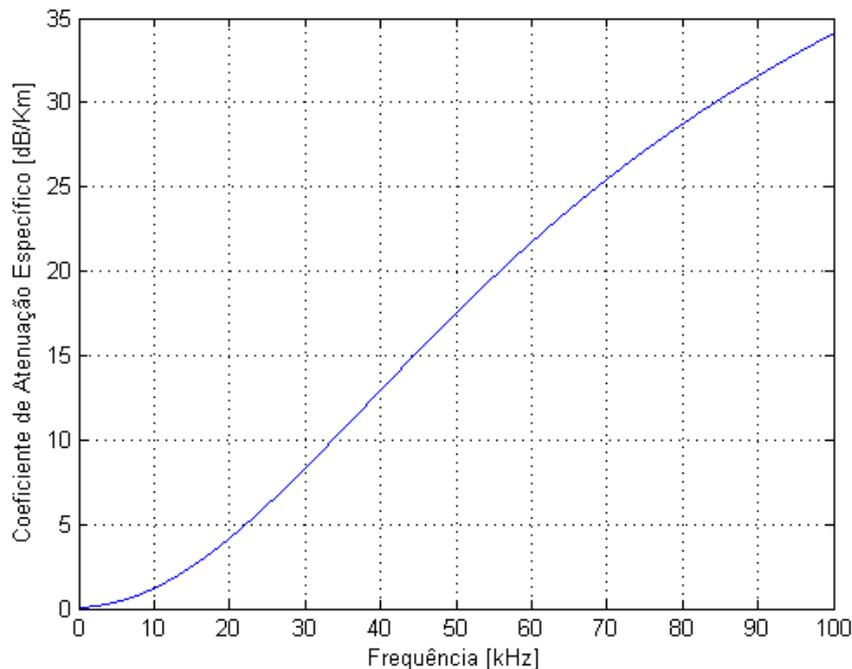


Figura 2.4: Relação entre o coeficiente de atenuação específico e a fórmula empírica de Thorpe

Considerando-se que um sistema de comunicação por ondas acústicas deva ser capaz de operar com distâncias da ordem de dezenas de quilômetros, sua frequência central de operação será da ordem de uma até poucas dezenas de kHz (de forma que a transmissão consiga alcançar dezenas de Km no ambiente marinho) a fim de se obter uma relação aceitável entre a taxa de transmissão e o alcance do sistema. No entanto, a escolha desta faixa de operação dá origem a dois tipos de problemas.

O primeiro decorre da necessidade de se utilizarem modulações com melhor eficiência espectral para se obter taxas de transmissão aceitáveis, que requerem uma melhor

relação sinal-ruído, algo nem sempre possível.

Outro problema decorrente do uso de baixas frequências é o caráter faixa-larga que o sinal acústico assume no ambiente. Tradicionalmente [10], considera-se um sistema de comunicação de faixa estreita como aquele que emprega uma largura de banda que é menor que 1% da frequência central do sinal transmitido. Sistemas cuja largura de banda varia entre 1% e 20% da frequência central são denominados de faixa-larga e acima deste valor, são denominados de faixa ultra-larga (UWB, *Ultra Wide-Band*).

Desta forma, pode-se afirmar que a maior parte dos sistemas de comunicação acústica submarina são essencialmente sistemas de faixa-larga [10], os quais são particularmente suscetíveis a atenuação seletiva em frequência encontrada na água do mar.

2.4 Ruído no Canal Acústico Submarino

O canal acústico submarino introduz ruídos de diversas fontes, que podem variar de acordo com as características do local estudado. Tais ruídos podem ser classificados como “ruídos locais específicos”, definidos como aqueles oriundos de fontes individuais identificáveis (ex.: ruído do próprio navio) e, “ruído ambiente”, definido como o ruído residual na ausência de todas as fontes individualmente identificáveis.

Este último, como seu nome indica, depende das condições do ambiente estudado e incluem o ruído sísmico, o ruído de turbulência oceânica, o ruído de estado do mar, o ruído gerado por embarcações, o ruído térmico, e ruído de chuva e o ruído biológico.

As características individuais e o perfil da densidade espectral de potência de ruído de cada uma destas fontes podem ser obtidos através das expressões empíricas abaixo, medidas em dB relativos a $1\mu Pa$, com frequência f em kHz:

- (i) **Ruído sísmico** É a fonte de ruído dominante na faixa de ELF (predominantemente abaixo de 1 Hz e desprezível acima de 10Hz), ocasionada pela atividade sísmica da Terra, cujo nível médio de ruído é de $140dB\mu Pa$
- (ii) **Ruído de turbulência** A turbulência é uma das mais fracas fontes de ruído, sendo causada por ventos que agitam a superfície do mar, embora seja a principal fonte de ruído na faixa de VLF, ocorrendo de 1 a 10 Hz.

$$N_{TURB}(f) = 17 - 30\log(f) \quad (2.7)$$

Sua densidade espectral de ruído é dependente da frequência e decai rapidamente a 30 dB/década, como descrito na equação (2.7).

- (iii) **Ruído de estado do mar** Este ruído também é chamado de *ruído de vento* ou *ruído das ondas*, sendo gerado pela movimentação da superfície do mar devido aos ventos.

$$N_{EST}(f, w) = 50 + 7,5\sqrt{w} + 20\log(f) - 40\log(f + 0,4) \quad (2.8)$$

É a principal fonte de ruído do ambiente marítimo na faixa de algumas centenas de Hz até 100 kHz e sendo proporcional à velocidade do vento w na região. Pode ser modelado pela equação (2.8).

- (iv) **Ruído gerado por embarcações** É gerado pelo tráfego de embarcações distantes e por atividade portuária, sendo dominante na faixa de 10Hz até algumas centenas de Hz.

$$N_{EMB}(f, SL) = 40 + 20(SL - 0,5) + 26\log(f) - 60\log(f + 0,03) \quad (2.9)$$

Sua modelagem depende de um fator que determina a densidade de embarcações na área denominado *shipping level* (SL) [11] que varia de 0 a 1, conforme mostrado na equação (2.9).

- (v) **Ruído térmico**

$$N_{TERM}(f) = -15 + 20\log(f) \quad (2.10)$$

É desprezível em frequências baixas mas se torna relevante a partir de 50 kHz e é a principal fonte de ruído para frequências acima de 100 kHz. É modelado pela equação(2.10).

(vi) **Ruído de chuva** O impacto de gotas de chuva na superfície oceânica gera ruído considerável na faixa de 100 Hz a 3 kHz. A Figura 2.5, extraída de [4], demonstra uma curva obtida a partir de medições expressando o nível do ruído $N_{CHUVA}(f)$.

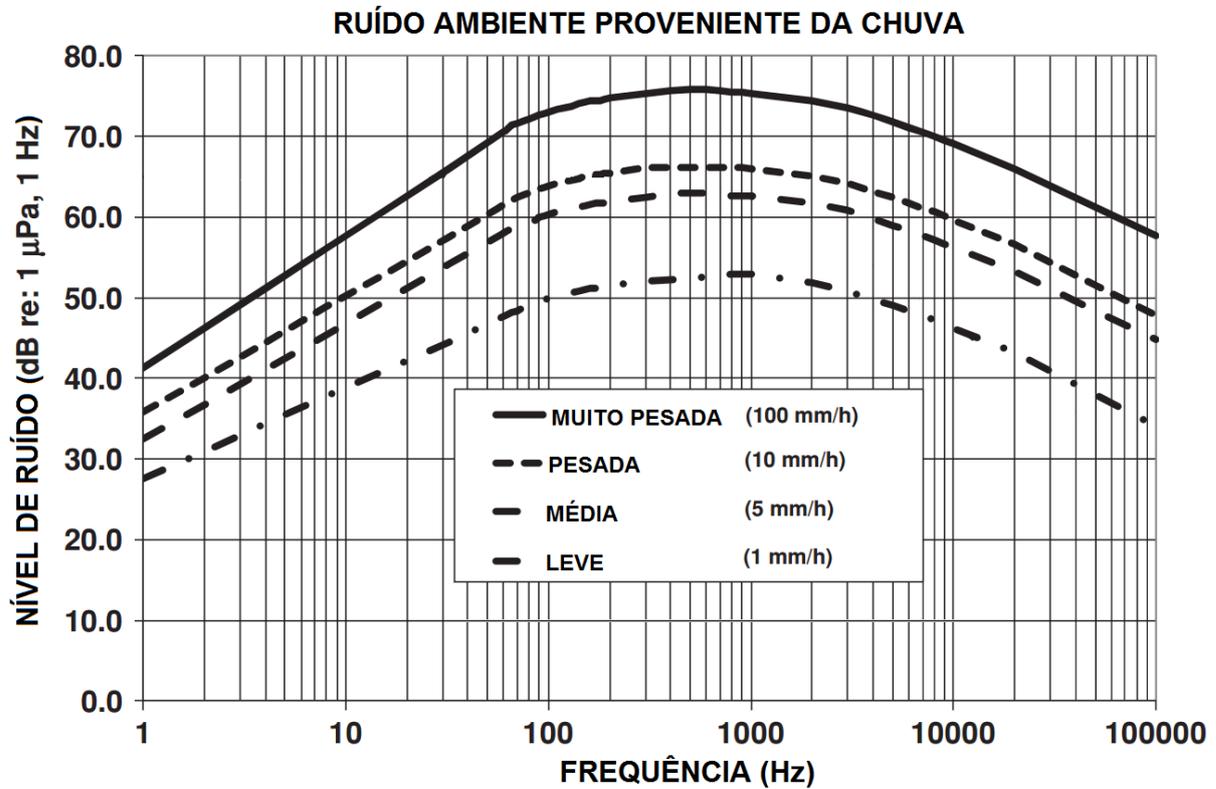


Figura 2.5: Nível de ruído ambiente causado por chuva em função da frequência e intensidade de chuva [4]

Desconsiderando-se o ruído sísmico e o de chuva, a densidade espectral de potência do ruído ambiente total, em dB relativos a $1 \mu Pa$, é dada pela soma das contribuições individuais de cada uma destas fontes,

$$N_{TOTAL}(f) = N_{TERM}(f) + N_{EST}(f, w) + N_{EMB}(f, SL) + N_{TURB}(f) \quad (2.11)$$

Para frequências entre 1 kHz a 100 kHz, as principais contribuições de ruído são geradas na superfície, majoritariamente devido ao vento

$$N_{TOTAL}(f) = NL_{1K}(f) - 17 \log(f) \quad (2.12)$$

Desta forma, pode-se utilizar a relação dada pela equação (2.12) desenvolvida por Knudsen et al. [12] que permite a aproximação da densidade espectral de potência de ruído total em função dos parâmetro NL_{1K} (que varia em função do estado do Mar) e da frequência. Para mar calmo com pouco vento obtém-se o valor $NL_{1K} = 50dB$.

2.5 Desvanecimento por Multipercursos

A onda acústica está sujeita ao fenômeno da propagação por múltiplos caminhos (também chamado de multipercurso ou eco), onde o mesmo sinal chega repetidamente ao receptor em instantes de tempo diferentes causando interferência intersimbólica e distorção de fase. Ele pode ser causado tanto pela reflexão da onda acústica na superfície, relevo oceânico ou objetos próximos como pelas sucessivas refrações da mesma, em especial no canal de profundidade, conforme mostrado na Figura 2.6.

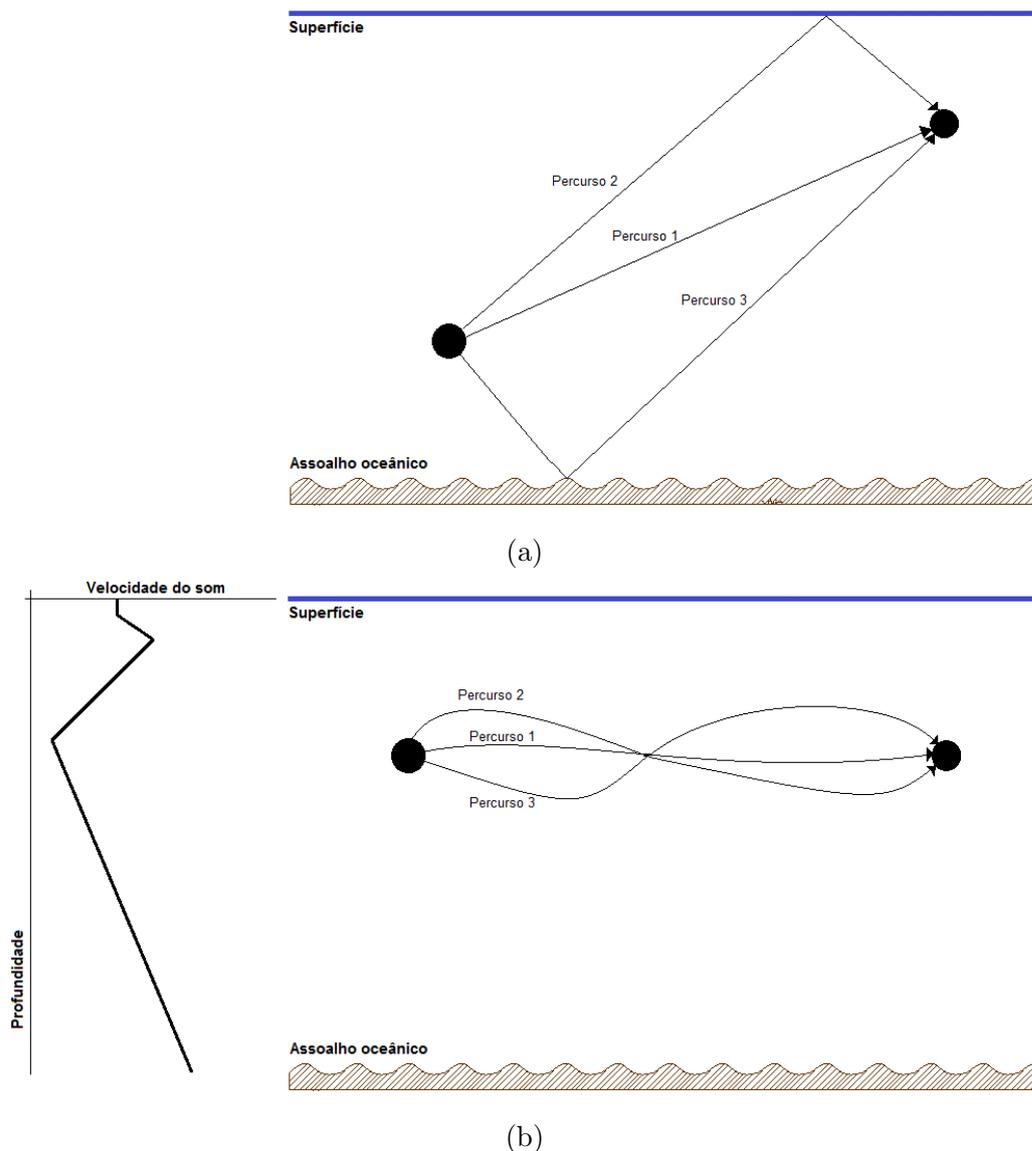


Figura 2.6: Multipercursos causados por reflexão (a) e refração (b)

A modelagem do efeito de multipercurso do canal é feita através da obtenção da resposta ao impulso do mesmo, dada pelo somatório da equação (2.13) das funções em

frequência associadas a cada percurso (cada qual atuando como um filtro passa-baixas).

$$H(t) = \sum_{p=0}^N h_p \delta(t - \tau_p) \quad (2.13)$$

onde h_p e τ_p são, respectivamente, a resposta ao impulso e o atraso relativo de cada percurso distinto.

A interferência destrutiva gerada pela soma dos multipercursos que chegam ao receptor também causa desvanecimento (*fading*) seletivo em frequência no sinal acústico. Os modelos de Rayleigh, Rice e Nakagami são comumente aceitos para a modelagem do desvanecimento em um canal acústico submarino. Esses efeitos podem ser minimizados com o uso de equalizadores ou sistemas multiportadora, como o OFDM.

2.6 Efeito Doppler e Variabilidade Temporal

O efeito Doppler é causado pela variação de comprimento dos percursos entre o transmissor e o receptor durante o tempo de transmissão, devido à existência de uma velocidade relativa ($|v_{rel}| > 0$) entre as partes, causando um desvio de frequência em relação a frequência original f_0 , proporcional à razão entre tal velocidade e a velocidade de propagação da onda ($\Delta f \sim \frac{v_{rel}}{c_{som}}$).

Este efeito pode ser negligenciado se a velocidade relativa (v) for pequena quando comparada com a velocidade de propagação da onda no meio ($v \ll c$) e se a largura de banda é pequena em relação à frequência central da portadora ($BW_0 \ll f_c$), o que não ocorre no canal acústico submarino.

Neste ambiente, o mero movimento não intencional da embarcação ou dos instrumentos de medição causados pelas ondas do mar ou por correntes marítimas faz com que o sinal recebido seja consideravelmente afetado pelo efeito Doppler devido a baixa velocidade de propagação da onda acústica (em média, $c = 1500 \frac{m}{s}$) em relação ao movimento do transmissor ou receptor.

A distorção gerada pelo Doppler causa dois efeitos no sinal acústico: desvio de frequência, causando um deslocamento da frequência central do sistema que é dado pela equação (2.14), e espalhamento em frequência, que gera um alargamento da largura de banda (BW_0) do sinal acústico dado pela equação (2.15).

$$f = f_0 + \Delta f = f_0 + \frac{v_{rel}}{c_{som}} f_0 \quad (2.14)$$

$$BW = BW_0 + \Delta BW = BW_0 + \frac{v_{rel}}{c_{som}} BW_0 \quad (2.15)$$

Adicionalmente, cada um dos multipercursos chega ao receptor com ângulos de incidência distintos, distribuídos uniformemente entre $[0, 2\pi]$ e independentes entre si, estando cada qual associado a um desvio de frequência diferente. Denomina-se Espectro de Potência Doppler ao perfil de contribuição em potência em função do desvio de frequência, ao qual deve ser estimado para correta modelagem dos parâmetros do canal (ex.: Tempo de Coerência) e do sistema [13].

Capítulo 3

Características de Transdutores Acústicos e Teoria de Conjuntos de Transdutores

O transdutor eletroacústico é o elemento responsável por converter sinais elétricos em ondas acústicas e vice-versa. Denomina-se projetor acústico como o transdutor especializado em converter sinais elétricos em ondas acústicas e hidrofone aquele que capta as ondas acústicas e as converte em sinais elétricos.

Em ambos os casos, a conversão das ondas é feita utilizando-se um oscilador eletromecânico baseado em um elemento capacitivo, magnético ou cerâmica piezoelétrica (PZT) que efetua a conversão de forma aproximadamente linear dentro de determinada faixa de frequências, o que determina a faixa de operação do transdutor.

De maneira semelhante a uma antena em um sistema de comunicação via rádio, o transdutor não irradia (ou captura) a onda acústica igualmente em todas as direções - não é um radiador isotrópico perfeito - devendo considerar-se o padrão de irradiação do mesmo no projeto do sistema acústico, onde este pode ser considerado direcional ou omnidirecional.

Nos testes conduzidos neste trabalho são utilizados hidrofones cujo diagrama de irradiação tende a se aproximar do diagrama de um irradiador omnidirecional e projetores acústicos direcionais “*Tonpilz*”. Este projetor é composto basicamente por um elemento ativo (piezoelétrico) que é colocado entre um pistão rígido leve e um bloco pesado no lado oposto, sendo este conjunto integrado a outras partes, tais como: isolamento mecânico,

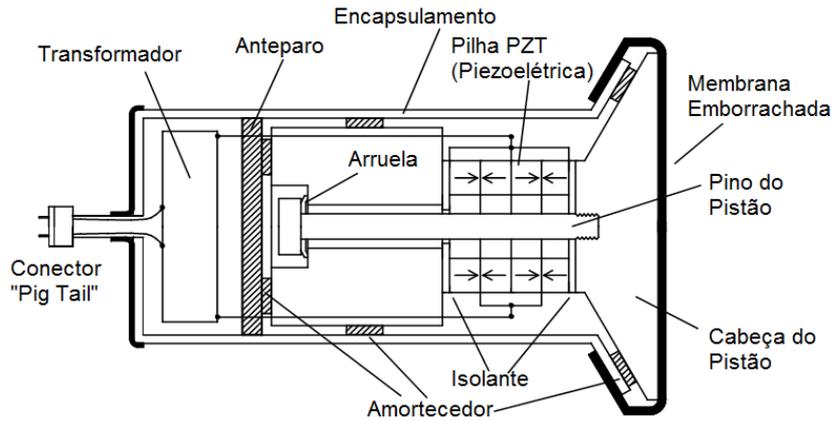


Figura 3.1: Descrição de um projetor Tonpiliz [5]

transformador, etc, conforme mostra a Figura 3.1. Este tipo de transdutor permite obter alta potência sonora em médias frequências (1 kHz a 50 kHz) em um equipamento relativamente compacto [1].

3.1 Modelagem dos Transdutores Acústicos

Em relação ao transdutor, o meio acústico pode ser dividido em duas regiões: região de campo próximo e região de campo distante. A região de campo próximo, corresponde a proximidade do elemento transdutor, onde a pressão acústica oscila rapidamente.

A região de campo distante corresponde a região do espaço onde a energia transferida ao meio é efetivamente irradiada e a potência acústica irradiada é proporcional a resistência de irradiação do transdutor. Nesta situação, pode-se considerar plana a frente de onda de pressão acústica, condição necessária para que as considerações a seguir sejam válidas.

O campo distante acústico gerado pelo transdutor *Tonpiliz* pode ser aproximado por um irradiador circular equivalente. A modelagem deste é feita pelo método das imagens, substituindo-se o irradiador circular por um par de fontes acústicas isotópicas pontuais (uma fonte e sua imagem) de mesma amplitude e fase, situadas em lados opostos de um plano horizontal rígido e refletor, porém próximas do mesmo, conforme mostra a Figura 3.2.

Sendo a o raio do pistão e r a distância entre o centro do mesmo e um ponto arbitrário suficientemente afastado ($r \gg a$), o campo acústico equivalente neste ponto será dado pela equação (3.1),

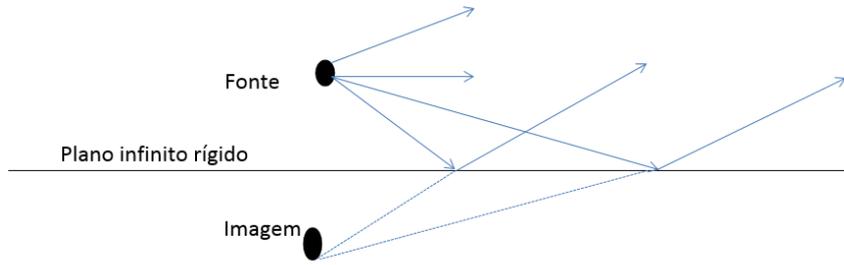


Figura 3.2: Par de fontes e imagem equivalente

$$E(r, \theta) = j\rho c k u_0 a^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \quad (3.1)$$

onde ρc é a impedância acústica específica, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ é o chamado número de onda angular, u_0 é a velocidade normal do transdutor, e J_1 é a função de Bessel de primeira ordem. O diagrama de irradiação resultante é diretivo, conforme demonstrado na Figura 3.3. A configuração tridimensional da irradiação pode ser obtida ao se rotacionar o diagrama ao redor de $\theta = 0^\circ$.

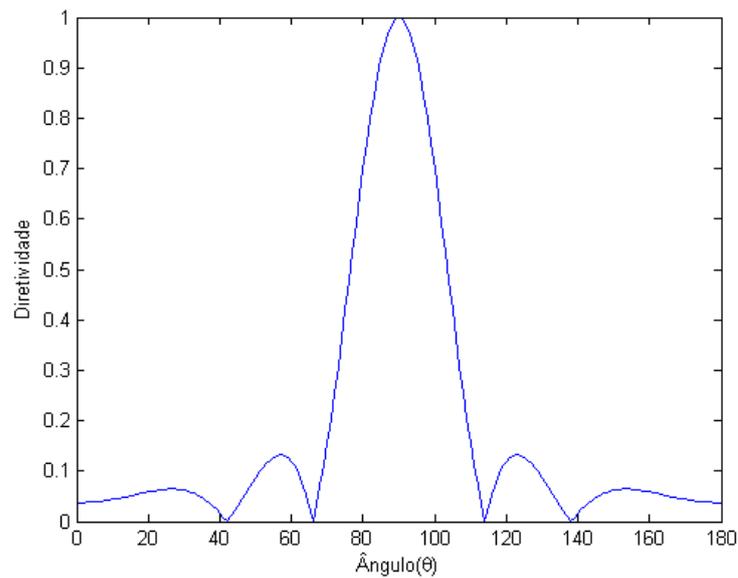


Figura 3.3: Diagrama de Irradiação teórico de um transdutor Tonpitz[5]

3.2 Modelagem de um Conjunto de Transdutores Acústicos

O uso de conjuntos de hidrofones ou projetores se baseia no princípio de que um transmissor ou receptor que esteja suficientemente afastado de um conjunto de elementos irradiantes (antenas ou projetores de som), não identificará individualmente cada elemento usado no *array* (conjunto), e sim todo o conjunto como um único irradiador, pois a soma das frentes de onda dos diferentes projetores será aproximadamente plana.

Através de alterações na amplitude e fase do sinal enviado a cada elemento do mesmo, ou por mudanças na forma como estes estão dispostos espacialmente, é possível alterar a forma do diagrama de irradiação deste conjunto, inserindo-se nulos em determinadas direções ou aumentando-se a diretividade em outras.

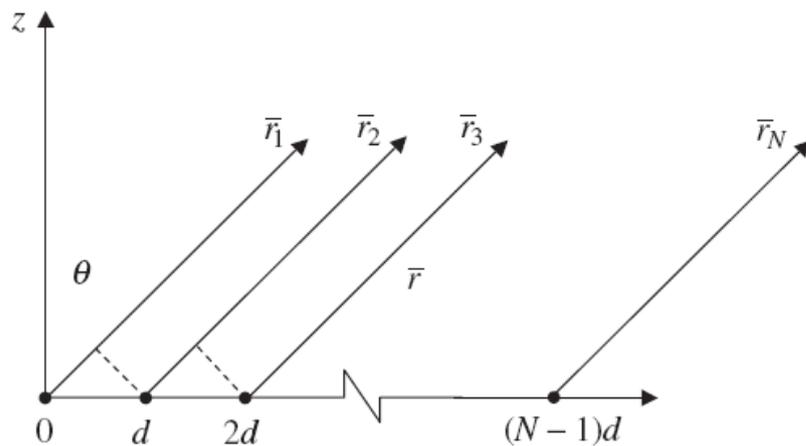


Figura 3.4: *Array* Linear com N elementos [14]

Seja um conjunto de projetores idênticos dispostos ao longo de um determinado eixo de maneira uniforme e assumindo-se condições de campo distante, ou seja, quando a distância r entre o receptor e o observador é muito maior que a distância d entre os elementos do *array*, pode-se considerar que os vetores $\vec{r}_1, \vec{r}_2, \dots, \vec{r}_N$, que ligam o elemento irradiador a um ponto arbitrário no espaço, são paralelos, conforme ilustra a Figura 3.4.

De acordo com Balanis [15] demonstra-se que o diagrama de irradiação equivalente do conjunto, observado por um ponto na região de campo distante, pode ser obtido pelo produto do diagrama de irradiação medido caso fosse utilizado apenas um elemento irradiante centrado na origem (denominado fator de elemento) multiplicado por um fator de

conjunto, também chamado de fator de *array* (AF), conforme a equação (3.2),

$$E(\text{ponto distante}) = E(\text{elemento isolado na origem}) \cdot AF \quad (3.2)$$

Se considerarmos θ o ângulo entre um vetor r_N , para qualquer N , e o eixo que contém os elementos, podemos representar o fator de *array* como a equação (3.3),

$$AF = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \delta)} + e^{2j(kd \cos \theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \delta)} \quad (3.3)$$

Sendo δ a defasagem do sinal enviado ou recebido de cada elemento e considerando que a diferença de fase entre elementos consecutivos seja constante, definimos que,

$$\psi = kd \cos(\theta) + \delta \quad (3.4)$$

Desta forma, é possível reescrever a expressão para o fator de *array* sob a forma de um somatório,

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(N-1)\psi} \quad (3.5)$$

No caso de *array* com dois projetores ($N = 2$), particularizamos a expressão (3.5)

$$AF = \sum_{n=1}^2 e^{j(N-1)\psi} = 1 + e^{j\psi} = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \delta)} \quad (3.6)$$

Considerando que o sinal que alimenta cada um dos elementos do *array* está em fase ($\delta = 0$), buscam-se três soluções da equação (3.6) para diferentes distâncias entre os irradiadores.

Para $d = \lambda$:

$$AF = 1 + e^{-j2\pi \cos \theta} \quad (3.7)$$

Para $d = \frac{\lambda}{2}$:

$$AF = 1 + e^{-j\pi \cos \theta} \quad (3.8)$$

Para $d = \frac{\lambda}{4}$:

$$AF = 1 + e^{-j\frac{\pi}{2} \cos \theta} \quad (3.9)$$

As equações (3.7), (3.8) e (3.9), geram diferentes diagramas de irradiação para o fator de *array*, conforme a Figura 3.5.

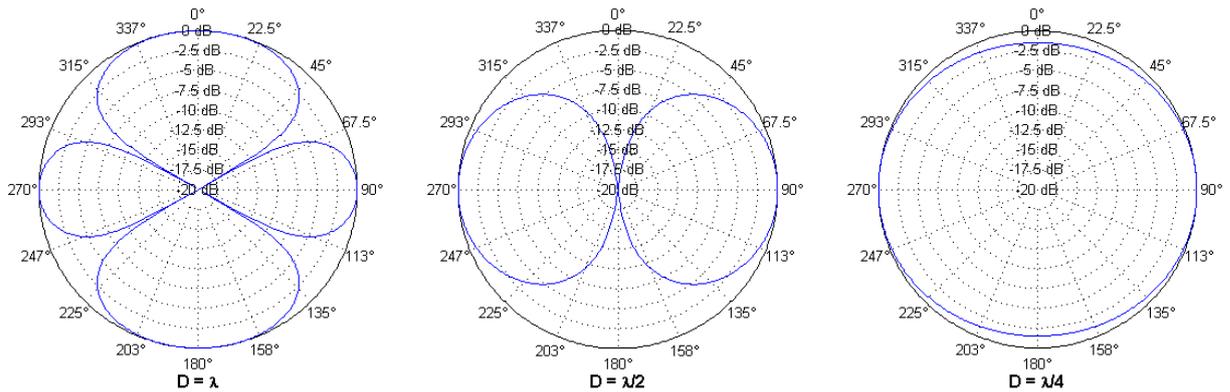


Figura 3.5: Diagrama de Irradiação do Fator de Array de um conjunto linear de dois irradiadores com diversos espaçamentos

Com isto, é possível obter o diagrama de irradiação de um conjunto de dois projetores *Tonpilz*, conforme visto na equação (3.2), pelo produto da equação (3.1) pela equação (3.6). A Figura 3.6 demonstra o diagrama de irradiação teórico para um conjunto de dois projetores *Tonpilz* com espaçamento de $d = \frac{\lambda}{4}$

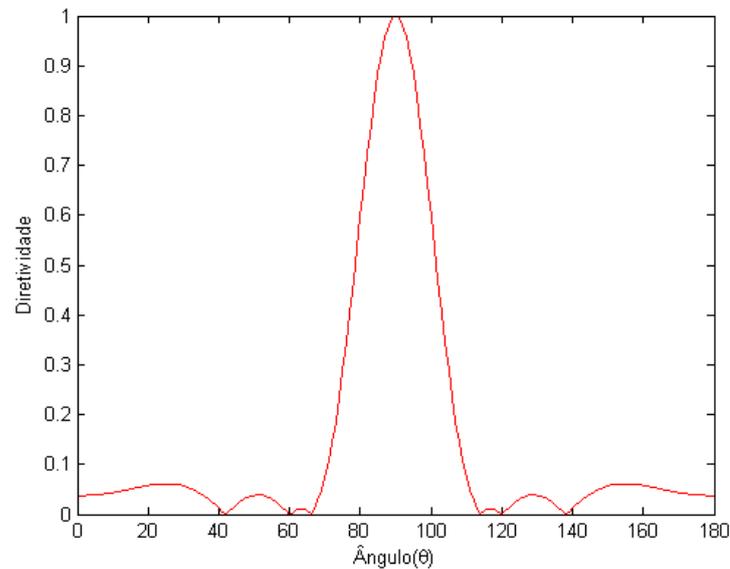


Figura 3.6: Diagrama de Irradiação do Fator de Array de um conjunto linear de dois irradiadores com $d = \frac{\lambda}{4}$

Através do diagrama de irradiação mostrado na Figura 3.6 é possível observar que o conjunto de projetores *Tonpilz* é do tipo *endfire*, pois sua diretividade máxima se dá perpendicularmente ao plano onde os irradiadores estão dispostos quando as correntes de alimentação são iguais em módulo e fase. Esta característica provê uma maior diretividade ao sistema, permitindo concentrar a potência de transmissão em uma determinada direção.

O conhecimento das características do conjunto de projetores utilizado em um sistema de transmissão é necessário para que a forma de onda dos sinais utilizados seja adequadamente transmitida no ambiente. Isto é especialmente importante para a correta implementação do *setup* usado em medições que visem a caracterização do canal acústico submarino, bem como para a interpretação correta dos resultados obtidos.

Capítulo 4

Multiplexação por Divisão de Portadoras Ortogonais

Conforme mencionado na Seção 2.5, a baixa velocidade de propagação da onda acústica e o elevado espalhamento de retardo no ambiente submarino torna os sistemas que operam neste tipo de canal muito suscetíveis ao desvanecimento seletivo em frequência e à interferência intersimbólica. Isto acaba por limitar o tempo mínimo de símbolo (T_s) empregado, o qual deve ser maior que o espalhamento de retardo do canal (τ), a fim de se evitar a Interferência Intersimbólica (ISI), implicando numa redução da taxa máxima de transmissão de dados que pode ser obtida.

Uma forma de superar esta limitação é através do emprego de múltiplas portadoras, cada qual com baixas taxas de sinalização, ao invés de uma única portadora com alta taxa de símbolos. Isto é feito dividindo-se a largura de banda disponível em subcanais estreitos e multiplexando a transmissão dos símbolos nos mesmos, conforme mostra a Fig 4.1(a), de forma a combater o desvanecimento seletivo em frequência (tendo em vista que nem todas as subportadoras sofrerão os efeitos de tal desvanecimento) e mantendo a robustez do sistema contra a ISI ao custo de uma maior ocupação espectral.

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é um caso particular de multiplexação em frequência onde são usadas subportadoras estreitas e ortogonais entre si, condição que permite que as multiportadoras se sobreponham parcialmente, possibilitando uma grande economia de largura de banda, conforme mostrado na Figura 4.1(b).

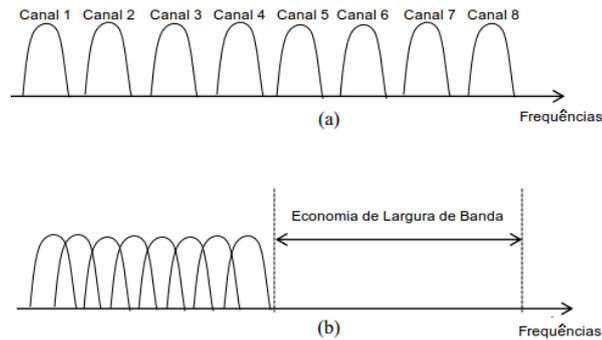


Figura 4.1: Espaçamento dos canais multiplexados em frequência; (a) Sem sobreposição; (b) Com sobreposição

4.1 Descrição do Sistema

A descrição básica de um sistema OFDM é apresentada na Fig 4.2. A informação a ser transmitida chega em série, sendo paralelizada em K fluxos de dados, que são então modulados, usando principalmente modulações por deslocamento de fase (PSK) ou modulações de amplitude em quadratura (QAM), com a frequência específica de cada uma das K subportadoras de dados, e espaçadas entre si por Δf Hz dentro de uma banda $B = K\Delta f$. Algumas das subportadoras são reservadas para a inserção de símbolos pilotos para sincronismo, embora isto seja opcional caso se utilize um esquema de modulação que permita a detecção não coerente do sinal.

O sinal resultante é convertido para o domínio do tempo através do cálculo do seu Inverso da Transformada Rápida de Fourier (*IFFT*, *Inverse Fast Fourier Transform*), após a qual é adicionado um intervalo de guarda (Prefixo Cíclico ou Sufixo de Zeros), e em seguida é feita sua translação em frequência para a faixa passante, convertida para um sinal analógico usando um conversor digital-para-analógico (D/A) e transmitido no canal.

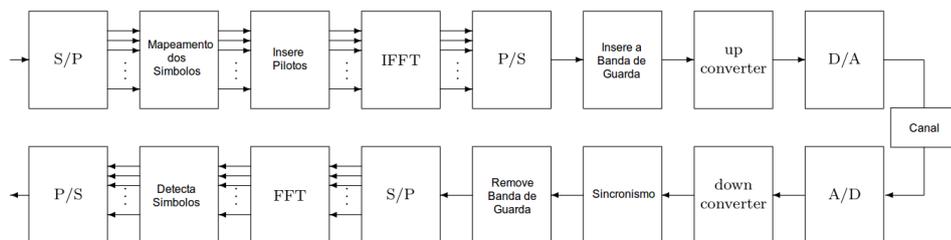


Figura 4.2: Diagrama de blocos de um sistema OFDM

Na recepção, o sinal é digitalizado usando um conversor analógico-para-digital

(A/D), transladado para a banda-base, sincronizado, e tem seu intervalo de guarda removido. Após isto, o sinal é convertido para o domínio da frequência através da Transformada Rápida de Fourier (*FFT, Fast Fourier Transform*) para então ser realizada a detecção do símbolo recebido. Antes desta etapa, deve ser feita a equalização do sinal recebido através da estimação do canal fazendo uso de símbolos pilotos.

4.2 Modelo Matemático

Um sinal OFDM em banda-base $b_n(t)$ pode ser representado sob a forma da Eq. 4.2, onde d_k é um símbolo transmitido na k -ésima portadora de um símbolo OFDM qualquer de período $T_s = B/k$ e cujo espaçamento entre suas portadoras seja de Δf .

$$b_n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad t = 0 \dots T_s \quad (4.1)$$

A fim de se evitar evitar a interferência entre símbolos consecutivos (ISI), introduz-se um intervalo de guarda de duração T_g de forma que a duração total T de um bloco OFDM seja dada por

$$T = T_s + T_g \quad (4.2)$$

A escolha destes parâmetros deve ser feita de forma a satisfazer a condição de ortogonalidade entre as subportadoras além de prover um tempo de guarda adequado para a mitigação da ISI, através de técnicas apropriadas para o janelamento do sinal e sua filtragem.

Ortogonalidade

A ortogonalidade entre os subcanais adjacentes é obtida pelo emprego do prefixo cíclico, uso do par DFT-IDFT (*Discrete Fourier Transform* e *Inverse Discrete Fourier Transform*) e da escolha apropriada do espaçamento de frequência (Δf) entre os mesmos, de forma que o pico da densidade espectral de potência de um canal coincida com o nulo da densidade espectral de potência de seus canais adjacentes, conforme a Figura 4.3.

Conforme demonstrado em [16] o espaçamento entre subcanais adjacentes deve ser um múltiplo do inverso do tempo do símbolo OFDM (T_s). Usualmente, toma-se o

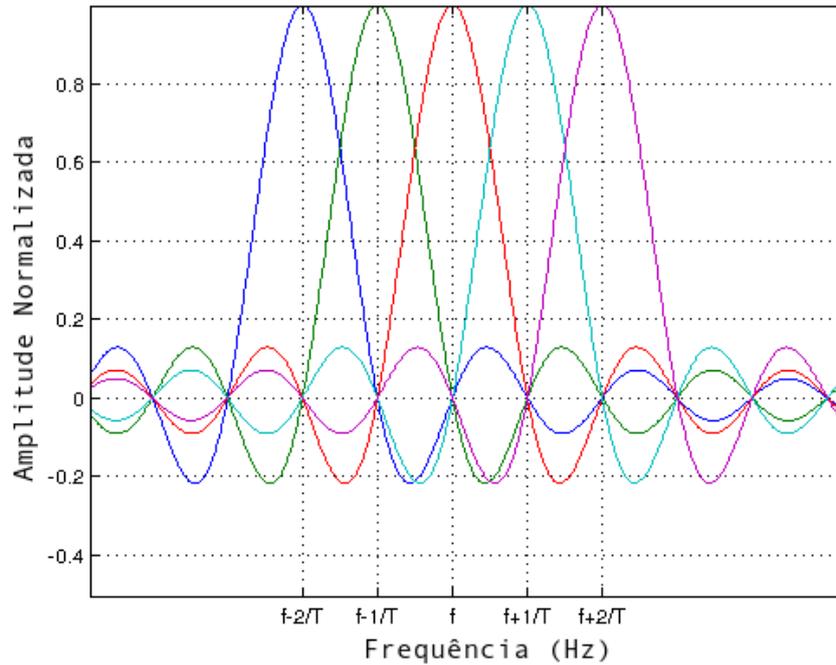


Figura 4.3: Ortogonalidade das Subportadoras

primeiro múltiplo de forma a permitir a máxima economia de banda, sem que se perca a ortogonalidade entre os sinais,

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{K}{B}, \quad t = 0 \dots T_s \quad (4.3)$$

Intervalo de Guarda

Um intervalo de guarda é adicionado a cada símbolo OFDM transmitido de forma a prevenir a ISI, devendo ser maior que o espalhamento de retardo do canal, o qual pode ser introduzido de duas formas distintas.

A primeira consiste na adoção de um sufixo ao símbolo OFDM contendo uma sequência de $G = T_g/T_s$ amostras iguais a zero, denominado *Zero Padding* (ZP). Esta técnica costuma ser utilizada quando se deseja economizar potência de transmissão, porém requer uma maior capacidade de processamento do receptor. O ZP pode ser representado por um pulso retangular de duração T expresso pela função $g_{ZP}(t)$ gerando um sinal em banda-base da forma

$$b_n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t} g_{ZP}(t) \quad t = 0 \dots T \quad (4.4)$$

O outro tipo, mais adotado, de intervalo de guarda é sob a forma de um Prefixo Cíclico (ou *Cyclic Prefix* - CP), que possibilita a preservação da circularidade da FFT/IFFT e da ortogonalidade dos subcanais. Esta propriedade permite seja simulado o efeito de uma convolução cíclica dentro da convolução linear, simplificando o processamento do sinal no domínio da frequência para a estimação do canal e para a equalização, além de facilitar a recuperação do sincronismo pela autocorrelação.

$$b_n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f (t-T_s)} \quad t = 0, \dots, T \quad (4.5)$$

O CP é inserido antes do símbolo OFDM e corresponde a uma cópia das últimas G amostras deste símbolo, podendo ser representado pela Eq. (4.5), sendo informações contidas no mesmo descartadas na recepção.

Considerando as possíveis formas para a expressão do sinal em banda base mostradas anteriormente, o sinal em banda passante será dado por,

$$s_n(t) = \Re\{b_n(t) e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (4.6)$$

onde \Re representa apenas a parte real do termo usado.

Janelamento

Conforme descrito anteriormente, o sinal OFDM é composto de vários blocos que, intercalados com um intervalo de guarda, são concatenados entre si. No limiar de um símbolo para o outro ocorre uma descontinuidade deste sinal decorrente da diferença entre o final de um símbolo e o início do seguinte, causando um aumento na potência transmitida fora da faixa de operação do sistema.

Isto pode ser tratado através da seleção de uma técnica de janelamento adequada para cada símbolo como as janelas de Kaiser, Hamming, Hanning, Cosseno Levantado, Blackman [17] e etc, mostradas na Fig. 4.4

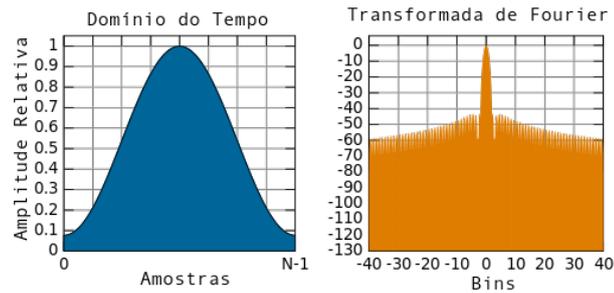


Figura 4.4: Exemplos de Janelamento: Janela de Hamming [17]

Filtragem

Os filtros passa-faixa são utilizados para limitar a banda do sinal OFDM, reduzindo os efeitos dos lóbulos secundários das subportadoras dos símbolos OFDM (que são um agregado de funções $\text{sinc}[x] = \frac{\text{sen}[x]}{x}$ ortogonais entre si conforme visto na Fig.4.3) sem afetar a informação de interesse que está sendo transportada no canal.

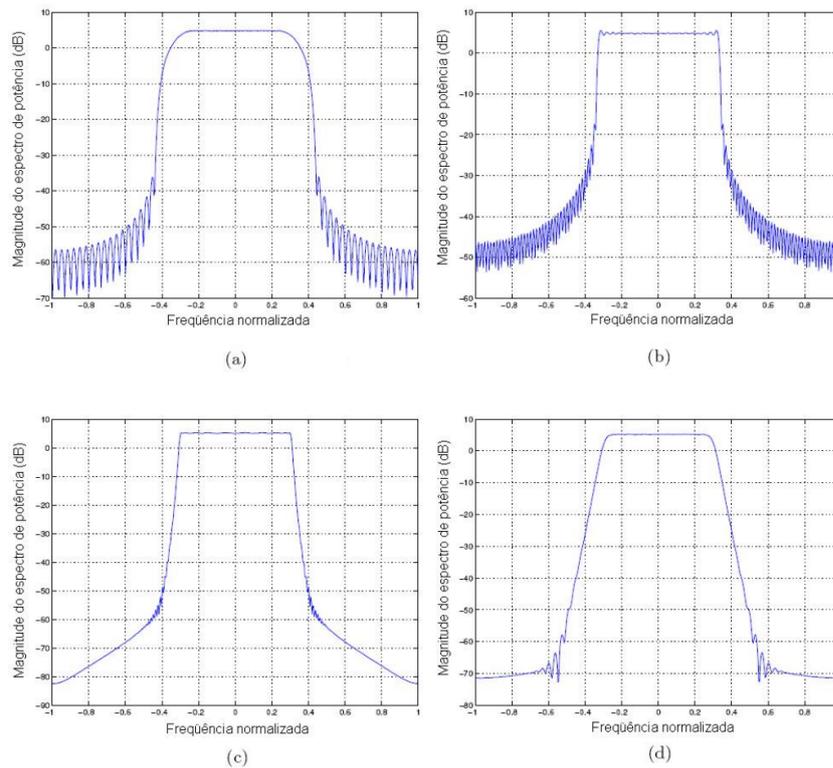


Figura 4.5: Exemplos de Filtros usados em OFDM [17]: Cosseno Levantado (a), Retangular (b), Chebyshev (c) e Butterworth (d)

Normalmente são utilizados filtros digitais devido a sua maior flexibilidade e precisão em relação aos filtros analógicos, sendo sua capacidade de supressão dos lóbulos secundários dependente do tipo de filtro utilizado, como por exemplo o pulso retangular (filtro *sinc*), cosseno levantado, Chebyshev, e o Butterworth, mostrados na Fig.4.5. Os filtros são empregados tanto no transmissor como no receptor OFDM, sendo usado neste último um filtro-casado para rejeitar o ruído e as interferências entre canais adjacentes.

4.3 Limitações do Sistema OFDM

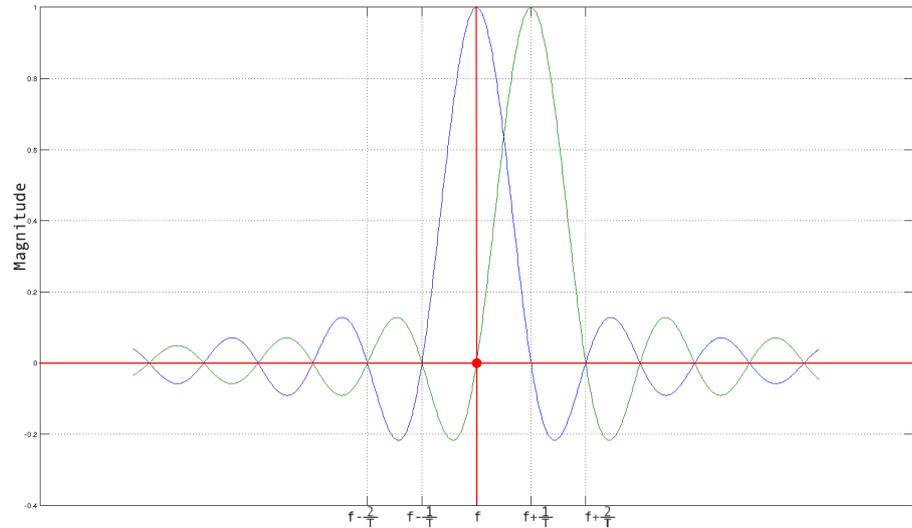
Apesar de ser resistente contra os efeitos da dispersão temporal causada pelos multipercursos e de fazer um uso mais eficiente da banda do sistema, a técnica OFDM é sensível a distorções não-lineares, ao efeito Doppler e à variabilidade temporal do canal.

Conforme descrito na Seção 2.6, os sistemas de comunicação acústica submarina são muito vulneráveis ao efeito Doppler devido à baixa velocidade de propagação do som em relação a velocidade relativa (v_r) entre o transmissor e o receptor. Na presença de movimentação relativa ($a = \frac{v_r}{v_{som}}$) entre as partes, o espectro sofrerá um desvio de frequência não-uniforme de $(1 + a)f$ e o espaçamento entre as subportadoras será de

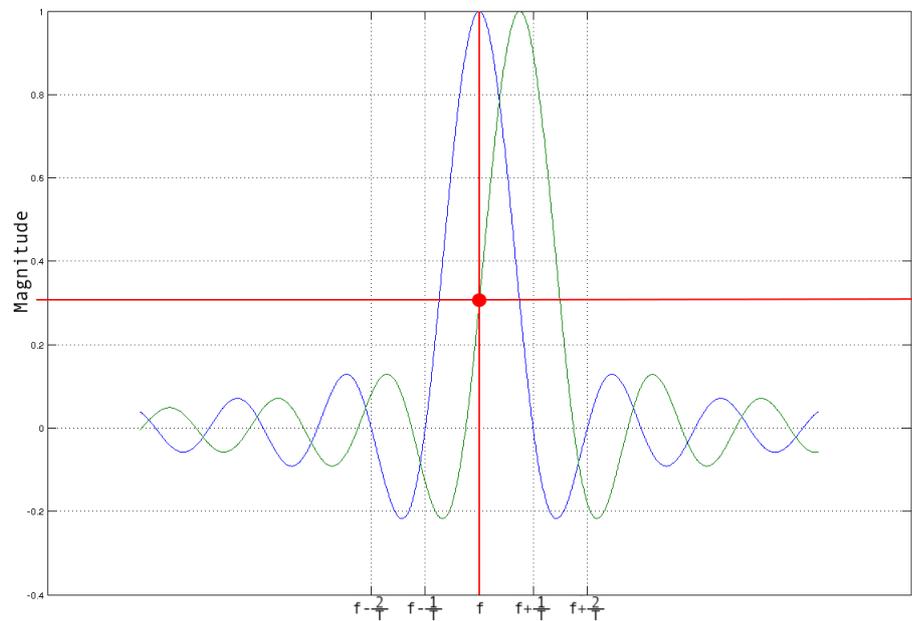
$$\Delta f_k = f_{k+1} + af_{k+1} - f_k - af_k = \Delta f \cdot (1 + a) \quad (4.7)$$

quebrando a condição de ortogonalidade estabelecida na Eq. (4.3), fazendo com que as subportadoras introduzam pequenas contribuições de energia umas nas outras. O grau de interferência experimentado depende do desvio causado pelo efeito Doppler, sendo maior quando o deslocamento de frequência é comparável com o espaçamento entre as frequências, conforme mostra a Fig.4.6.

Além disso, as não-linearidades nos equipamentos de transmissão e recepção podem distorcer o sinal, dando origem ao ruído de intermodulação e gerando harmônicos. Este harmônicos aumentam o patamar de ruído do sistema, além de potencializar a ocorrência de interferência entre as portadoras. O sinal OFDM possui uma elevada relação entre a potência de pico e a potência média (*peak-to-average power ratio* - PAPR) devido a combinação construtiva entre as fases das subportadoras que são independentes. Devido a isto, a potência utilizada para a transmissão do sinal deve estar dentro da faixa dinâmica dos equipamentos utilizados.



(a)



(b)

Figura 4.6: Subportadoras Ortogonais antes (a) e depois do Efeito Doppler (b)

Além disso, esta técnica também requer que o canal não varie durante um símbolo OFDM. Caso a duração do bloco OFDM seja maior que o tempo de coerência do canal, as subportadoras perderão a ortogonalidade. Considerando que normalmente os tempos de símbolo neste meio são elevados (devido as baixas taxas de sinalização) e que o tempo de coerência costuma ser inferior a $200ms$, isto impõe um valor mínimo para a duração do símbolo que pode ser empregada no sistema.

Capítulo 5

Sistemas MIMO

Denomina-se MIMO (*Multiple-Input Multiple Output*) à família de técnicas que fazem uso de múltiplos transmissores e/ou receptores em um canal, sendo estas largamente empregadas em diversos padrões comerciais de comunicação via rádio modernos.

Estas técnicas permitem aumentar a confiabilidade do sistema [13], além de possibilitarem um aumento na taxa de bits transmitidos no canal sem requerer uma maior potência de transmissão por antena ou um aumento na largura de banda usada pelo sistema, características que também podem ser aproveitadas na comunicação acústica.

Seu funcionamento é baseado na premissa de que os canais formados por cada um dos pares transmissor/receptor sejam independentes entre si, de forma que os efeitos de desvanecimento do sinal em cada um destes canais estejam descorrelacionados entre si [18].

Isto pode ser obtido caso os múltiplos transmissores (ou receptores) que compõem cada conjunto estejam suficientemente afastados uns dos outros. A separação entre os elementos de um conjunto de transmissão ou de recepção depende do espalhamento do sinal nas vizinhanças do ambiente onde este está localizado, bem como, principalmente, da frequência da portadora central utilizada.

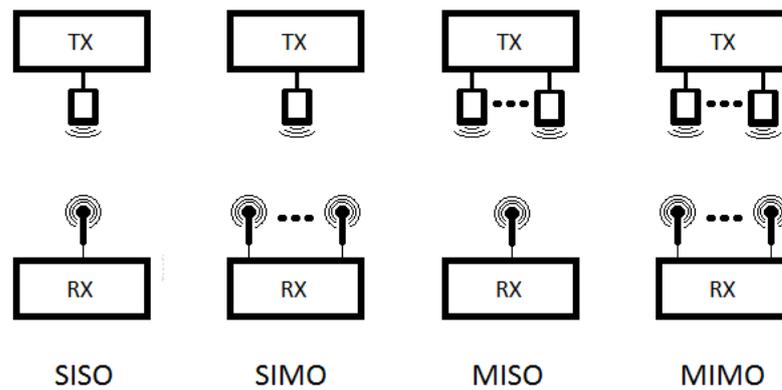


Figura 5.1: Famílias de Sistemas de Comunicações

De acordo com a forma como a diversidade espacial for empregada, estes sistemas podem ser classificados como:

- *SISO* (*Single-Input Single-Output*): sistemas que não possuem diversidade espacial, fazendo uso de um único transmissor e receptor;
- *SIMO* (*Single-Input Multiple-Output*): sistemas cuja diversidade espacial se encontra apenas na recepção;
- *MISO* (*Multiple-Input Single-Output*): sistemas que empregam a diversidade espacial apenas no transmissor;
- *MIMO* (*Multiple-Input Multiple-Output*): sistemas que fazem uso de múltiplos transmissores e receptores.

As configurações MISO, SIMO, e MIMO permitem a obtenção de *ganho de diversidade* na transmissão (através do uso de códigos espaço-temporais), recepção (através da combinação dos sinais recebidos) ou em ambas as partes, respectivamente. Em condições adequadas de desvanecimento do canal, com M_T transmissores e M_R receptores, o máximo *ganho de diversidade* que pode ser obtido nestes sistemas é igual ao produto $M_T \cdot M_R$.

Adicionalmente, na configuração MIMO, com o uso de múltiplos transmissores e receptores ($M_T > 1$ e $M_R > 1$) são obtidos graus de liberdade espacial adicionais para a comunicação. Esses graus adicionais podem ser explorados na *multiplexação espacial* de vários fluxos de dados simultâneos no canal, acarretando um aumento da capacidade proporcional a $n = \min(M_T, M_R)$.

Este trabalho tem como objetivo a comparação do *ganho de diversidade* obtido em duas técnicas de configurações SIMO e MISO, aplicadas ao canal acústico submarino.

5.1 Modelagem de um Canal MIMO

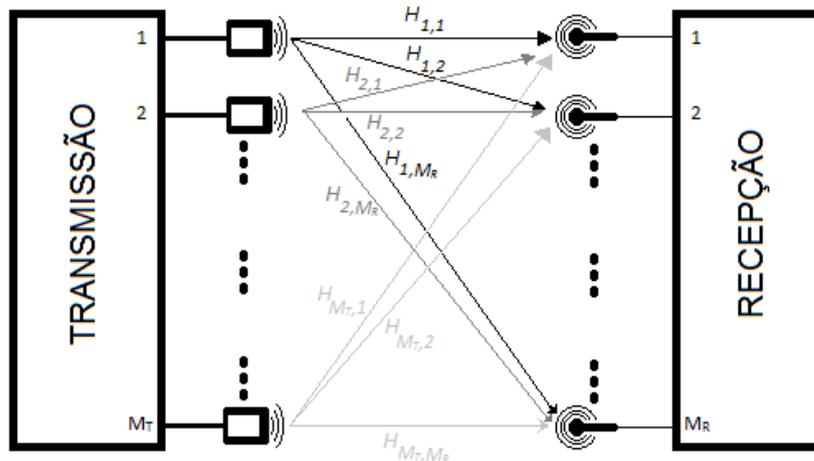


Figura 5.2: Modelagem Simplificada de um Canal MIMO

Conforme mostrado na Fig. 5.2 o sinal emitido por cada um dos transmissores contribui para os sinais que são detectados nos elementos de recepção. Desta forma, sejam t e r os índices dos transmissores e receptores (com $r = [1 \dots M_R]$ e $t = [1 \dots M_T]$) de um dado sistema MIMO que opere em faixa-estreita com desvanecimento plano, pode-se representar no domínio da frequência, o sinal recebido ($y_{f_0}^r[n]$) durante o n -ésimo tempo de símbolo, por um receptor r qualquer, como

$$y_{f_0}^r[n] = \sum_{t=1}^{M_t} H_{f_0}^{t,r}[n] \cdot x_{f_0}^t[n] + w_{f_0}^r[n] \quad (5.1)$$

onde $x^t[n]$ e $w_{f_0}^r[n]$ são, respectivamente, o símbolo transmitido pelo transmissor t e o ruído aditivo no receptor r durante o n -ésimo tempo de símbolo e sendo f_0 sua frequência central de operação. O estado de um canal MIMO pode ser representado, no domínio da frequência, através da notação matricial. Primeiramente, define-se que,

$$\mathbf{y}_{f_0} = [y_{f_0}^1, \dots, y_{f_0}^{M_r}] \quad (5.2)$$

$$\mathbf{x}_{f_0} = [x_{f_0}^1, \dots, x_{f_0}^{M_t}]$$

$$\mathbf{w}_{f_0} = [w_{f_0}^1, \dots, w_{f_0}^{M_r}]$$

$$\mathbf{H}_{f_0} = \begin{pmatrix} H_{f_0}^{1,1} & \cdots & H_{f_0}^{M_t,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{f_0}^{1,M_r} & \cdots & H_{f_0}^{M_t,M_r} \end{pmatrix}$$

Desta forma a Eq. 5.1 pode ser reescrita como

$$\mathbf{y}_{f_0}[n] = \mathbf{H}_{f_0}[n] \cdot \mathbf{x}_{f_0}[n] + \mathbf{w}_{f_0}[n] \quad (5.3)$$

5.2 Técnicas de Diversidade na Recepção

A forma mais simples (e mais antiga) de implementação de diversidade espacial em um sistema de comunicação é através do uso de múltiplos receptores, ou seja, um sistema SIMO [19]. Conforme mencionado anteriormente, se os elementos de recepção estiverem suficientemente afastados uns dos outros, o sinal emitido por um único transmissor terá percorrido diferentes caminhos e sofrido diferentes distorções ao chegar a cada um dos elementos de recepção, ou seja, os sinais detectados estarão descorrelacionados entre si.

A decodificação é feita pelo receptor através da combinação das múltiplas cópias do sinal recebido por um algoritmo de detecção. Dentre as diversas técnicas de combinação podemos citar:

- Combinador de Igual Ganho (*EGC - Equal-Gain Combining*): Os sinais de entrada são combinados em um somador coerente;
- Combinador de Máxima Taxa (*MRC - Maximal Ratio Combining*): Os sinais de entrada são ponderados de acordo com sua relação sinal-ruído e então somados;
- Combinador Comutador (*SwC - Switched Combining*): O combinador comuta para o sinal com maior relação sinal-ruído quando o sinal do receptor atual fica abaixo de determinado patamar ;
- Combinador Seletor (*SC - Switched Combining*): O combinador compara continuamente os sinais dos diversos receptores e seleciona o mais forte dentre eles;

Neste trabalho, apenas a técnica MRC será abordada como forma de comparar sua equivalência à de Alamouti (técnica de diversidade na transmissão que será abordada na subseção 5.3.1) durante uma simulação do ambiente acústico submarino.

5.2.1 Combinador de Máxima Taxa - MRC

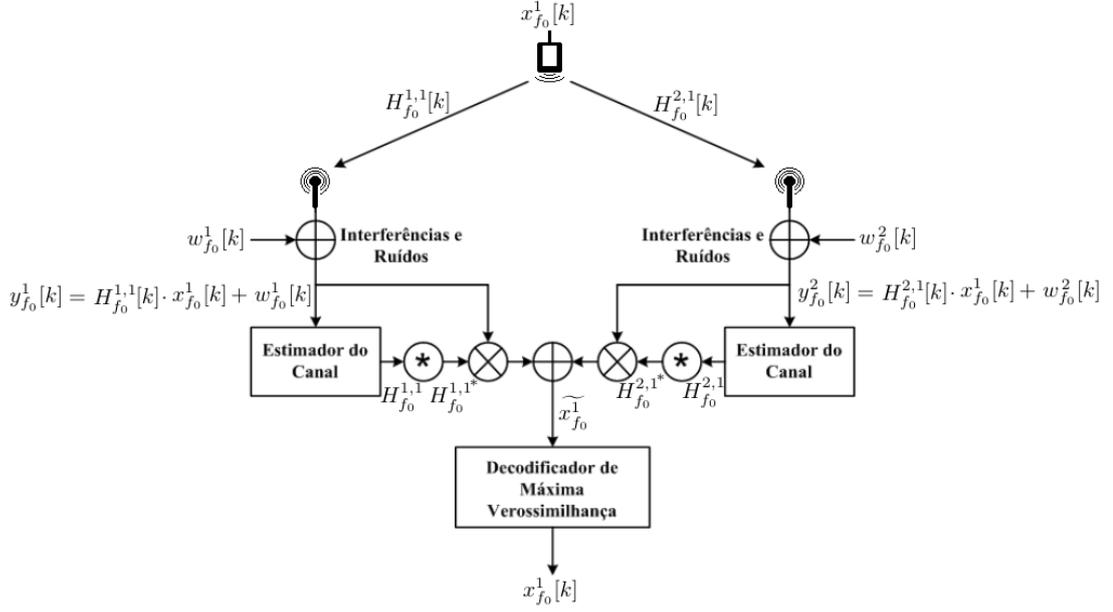


Figura 5.3: Modelagem do Combinador de Máxima Taxa [20] .

Seja um sistema SIMO com dois receptores que faça uso do combinador MRC, conforme mostrado na Fig. 5.3, podemos usar a Eq. (5.4) para descrever os sinais $y_{f_0}^1[k]$ e $y_{f_0}^2[k]$ que chegam a cada um dos receptores,

$$\begin{bmatrix} y_{f_0}^1[k] \\ y_{f_0}^2[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1}[k] \\ H_{f_0}^{2,1}[k] \end{bmatrix} \cdot x_{f_0}^1[k] + \begin{bmatrix} w_{f_0}^1[k] \\ w_{f_0}^2[k] \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

O procedimento executado pelo combinador MRC pode ser descrito em 3 etapas que são executadas em sequência. Inicialmente é feita a estimativa do canal para determinar os valores aproximados de $H_{f_0}^{1,1}[k]$ e $H_{f_0}^{2,1}[k]$, o que pode ser feito com o auxílio de símbolos pilotos intercalados no tempo, considerando que o canal não varie significativamente durante a transmissão dos mesmos; ou utilizando-se símbolos pilotos em subportadoras adjacentes, caso utilize-se um sistema OFDM e o desvanecimento no canal seja aproximadamente plano.

Em seguida, os sinais $y_{f_0}^1[n]$ e $y_{f_0}^2[n]$ são combinados com o conjugado complexo de $H_{f_0}^{1,1}[k]$ e $H_{f_0}^{2,1}[k]$ segundo a relação,

$$\widetilde{x}_{f_0}^1 = H_{f_0}^{1,1*}[k] \cdot y_{f_0}^1[k] + H_{f_0}^{2,1*}[k] \cdot y_{f_0}^2[k] \quad (5.5)$$

Substituindo-se a Eq. (5.4) na Eq. (5.5) chega-se a

$$\widetilde{x}_{f_0}^1[k] = \left\| \begin{array}{c} H_{f_0}^{1,1} \\ H_{f_0}^{2,1} \end{array} \right\| \cdot x_{f_0}^1[k] + H_{f_0}^{1,1*}[k] \cdot w_{f_0}^1[k] + H_{f_0}^{2,1*}[k] \cdot w_{f_0}^2[k] \quad (5.6)$$

A última etapa é a detecção do símbolo recebido com o uso do detector de máxima verossimilhança. Este elemento calcula a distância euclidiana entre $\widetilde{x}_{f_0}^1$ e os símbolos disponíveis na constelação da modulação adotada, selecionando aquele que minimiza esta distância,

$$d^2(\widetilde{x}_{f_0}^1, x_i) \leq d^2(\widetilde{x}_{f_0}^1, x_j), \forall i \neq j \quad (5.7)$$

onde a distância euclidiana é dada pela relação $d^2(a, b) = (a - b)(a^* - b^*)$ e x_i é o símbolo pertencente a constelação com a menor distância euclidiana a $\widetilde{x}_{f_0}^1$. A taxa de erro de bit (BER) de um sistema que faça uso do MRC com BPSK em um canal Rayleigh pode ser aproximada [21] por,

$$BER_{MRC} = p_{MRC}^2 [1 + 2 \cdot (1 - p_{MRC})] \quad (5.8)$$

onde E_b/N_0 é a razão entre a energia de bit e a densidade espectral de ruído e,

$$p_{MRC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{1}{E_b/N_0} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.9)$$

5.3 Técnicas de Diversidade de Transmissão

Em determinadas situações é conveniente que a diversidade esteja presente no transmissor (embora também possa estar, opcionalmente, no receptor), caracterizando um canal MISO (ou MIMO). A diversidade na transmissão é obtida pela exploração conjunta dos M_T elementos de transmissão durante L tempos de símbolos consecutivos, através de *códigos espaço-temporais*, que transmitem dados redundantes codificados em todos os transmissores simultaneamente e em instantes de tempo distintos de forma que o receptor possa utilizar estes dados na correção de eventuais distorções introduzidas pelo canal, recuperando a informação útil.

Inicialmente investigados por *Tarokh et al.* [22], tais códigos podem ser classificados em duas categorias:

- **Codigos Espaço-Temporais em Treliça (STTCs):** A codificação em treliça é uma forma de codificação convolucional que faz uso do algoritmo de Viterbi para decodificação. Esta família de códigos espaço-temporais faz uso da codificação em treliça ao longo dos múltiplos transmissores, proporcionando simultaneamente ganho de diversidade e ganho de codificação, ao custo de um sistema consideravelmente mais complexo e com um custo computacional muito maior.
- **Codigos Espaço-Temporais em Bloco (STBCs):** Esta técnica é baseada na construção de um conjunto de códigos ortogonais que são transmitidos pelos múltiplos transmissores. São consideravelmente mais simples que os *STTCs*, requerendo apenas operações lineares para seu funcionamento embora apresentem ganhos menores que aqueles.

Este trabalho faz a abordagem apenas dos STBCs, estando a análise detalhada dos STTCs fora do escopo do mesmo, a qual pode ser encontrada em [22] e [23].

5.3.1 Codificação em Bloco Espaço-Temporal

A diversidade na transmissão baseada em STBCs foi sugerida no começo da década de 1990 [24, 25], sendo investigada inicialmente por *Tarokh et al.* [22, 26] com base na teoria dos códigos de treliça.

Nos STBCs, o fluxo de dados modulados é codificado e os símbolos resultantes são ordenados em blocos que são distribuídos ao longo de M_T transmissores e enviados durante L tempos de símbolo (*time slots*, que podem ser compostos de várias amostras dependendo da taxa de amostragem) consecutivos, sendo L chamado de “duração do bloco”.

Seja $s_{i,j}$ um símbolo codificado enviado pelo i -ésimo transmissor durante o j -ésimo instante de tempo, pode-se representar um bloco do STBC como uma matrix \mathbf{B} de dimensão $M_T \times T$.

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} x_{f_0}^1[n] & \cdots & x_{f_0}^{M_t}[n] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{f_0}^1[n+L] & \cdots & x_{f_0}^{M_t}[n+L] \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

Os STBCs usualmente implementados são ortogonais, o que simplifica a decodificação do sinal no receptor que pode ser feita através de processos lineares, como com um

algoritmo de máxima verossimilhança (ML). Esta característica é obtida codificando-se o bloco \mathbf{B} de forma que quaisquer pares de vetores que representem colunas de \mathbf{B} sejam ortogonais entre si.

A informação redundante introduzida pelos STBCs limita a taxa de transmissão máxima que o sistema é capaz de obter. Desta forma, a eficiência de um STBC pode ser medida através de sua taxa de código (c) que é dada pela razão entre os k símbolos codificados em um único bloco e os L *time slots* necessários para a transmissão do mesmo, conforme mostrado na Eq.(5.11)

$$c = \frac{k}{T} \quad (5.11)$$

5.3.2 Código de Alamouti

Dentre os múltiplos tipos de códigos espaço-temporais existentes, o mais popular é o código de Alamouti [20], dada sua simplicidade (seu bloco é composto por uma matriz 2x2 e pelo fato de ser o único capaz de atingir uma taxa de código unitária $c = 1$), não impondo perdas à taxa máxima de transmissão do sistema.

Seja d_i o i -ésimo símbolo modulado em banda passante a ser transmitido pelo sistema, a matriz que representa um bloco do código de Alamouti é dada por

$$\mathbf{B}_{\text{Alamouti}} = \begin{pmatrix} d_i & d_{i+1} \\ -d_{i+1}^* & d_i^* \end{pmatrix} \quad i = [1, 3, 5, \dots] \quad (5.12)$$

Desta forma, com o auxílio da Eq. (5.3) podemos descrever um sistema MISO que faça uso do código de Alamouti como

$$\begin{bmatrix} y_{f_0}^1[k] & y_{f_0}^1[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_i & d_{i+1} \\ -d_{i+1}^* & d_i^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1}[k] & H_{f_0}^{1,1}[k+1] \\ H_{f_0}^{2,1}[k] & H_{f_0}^{2,1}[k+1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{f_0}^1[k] & w_{f_0}^1[k+1] \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

No STBC de Alamouti, assume-se que o canal não varie durante a transmissão de um bloco, ou seja, ele se mantém o mesmo durante dois tempos de símbolo, logo $H_{f_0}^{1,1}[k] = H_{f_0}^{1,1}[k+1] = H_{f_0}^{1,1}$ e $H_{f_0}^{2,1}[k] = H_{f_0}^{2,1}[k+1] = H_{f_0}^{2,1}$.

Com isto podemos reescrever a Eq. (5.13) como

$$\begin{bmatrix} y_{f_0}^1[k] & y_{f_0}^1[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_i & d_{i+1} \\ -d_{i+1}^* & d_i^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1} \\ H_{f_0}^{2,1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{f_0}^1[k] & w_{f_0}^1[k+1] \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

ou

$$\begin{bmatrix} y_{f_0}^1[k] \\ y_{f_0}^{1*}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1} & H_{f_0}^{2,1} \\ H_{f_0}^{2,1*} & -H_{f_0}^{1,1*} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_i \\ d_{i+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{f_0}^1[k] \\ w_{f_0}^{1*}[k+1] \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

A figura 5.4 demonstra o sistema de decodificação proposto por Alamouti. Este receptor requer o uso de um estimador de canal para obter-se uma aproximação dos coeficientes $H_{f_0}^{1,1}$ e $H_{f_0}^{2,1}$, o que pode ser feito com o auxílio de símbolos piloto.

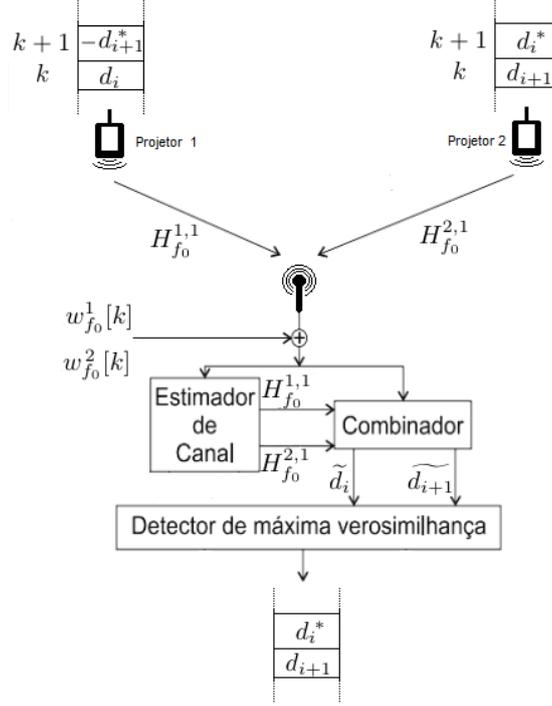


Figura 5.4: Modelagem do sistema proposto por Alamouti [20]

Os símbolos recebidos $y_{f_0}^1[k]$ e $y_{f_0}^1[k+1]$ são tratados no combinador que gera os sinais \tilde{d}_i e \tilde{d}_{i+1} através da relação exposta na Eq. (5.16).

$$\begin{bmatrix} \tilde{d}_i \\ \tilde{d}_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1*} & H_{f_0}^{2,1} \\ H_{f_0}^{2,1*} & -H_{f_0}^{1,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_{f_0}^1[k] \\ y_{f_0}^{1*}[k+1] \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Substituindo a Eq. (5.15) na Eq. (5.16) chega-se ao seguinte sistema de equações,

$$\begin{cases} \tilde{d}_i = \left\| \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1} \\ H_{f_0}^{2,1} \end{bmatrix} \right\|^2 \cdot d_i + H_{f_0}^{1,1*} \cdot w_{f_0}^1[k] + H_{f_0}^{2,1} \cdot w_{f_0}^{1*}[k+1] \\ \tilde{d}_{i+1} = \left\| \begin{bmatrix} H_{f_0}^{1,1} \\ H_{f_0}^{2,1} \end{bmatrix} \right\|^2 \cdot d_{i+1} - H_{f_0}^{1,1} \cdot w_{f_0}^{1*}[k+1] + H_{f_0}^{2,1*} \cdot w_{f_0}^1[k] \end{cases} \quad (5.17)$$

Os sinais \tilde{d}_i e $\widetilde{d_{i+1}}$ são enviados então ao detector de máxima verosimilhança que toma a decisão de detecção escolhendo os pontos mais próximos da constelação aos sinais. A escolha é feita pelo símbolos da constelação com menor distância euclidiana aos sinais.

Caso se utilize o STBC de Alamouti com modulação BPSK em um canal Rayleigh, é possível aproximar sua taxa de erro de bit [21] com a equação

$$BER_{STBC} = p_{STBC}^2 [1 + 2 \cdot (1 - p_{STBC})] \quad (5.18)$$

onde ,

$$p_{STBC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{2}{E_b/N_0}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.19)$$

É possível observar que os sinais na Eq. (5.17) são equivalentes aos da Eq. (5.6), diferenciando-se apenas nas rotações de fase das componentes de ruído, que não degradam efetivamente a relação sinal-ruído [20]. Desta forma, é seguro afirmar que o ganho de diversidade obtido em um sistema MISO de dois transmissores que faça uso do código de Alamouti é igual àquele obtido em um sistema MRRC com dois receptores.

Capítulo 6

Simulação e Comparação de Sistemas MIMO em Ambiente Acústico Marinho

Neste capítulo é apresentado um simulador de canal MIMO com sinais OFDM que é utilizado na comparação do sistema de diversidade espacial na transmissão baseado no códigos espaço-temporal em bloco de Alamouti, com o sistema de diversidade espacial na recepção baseado no Combinador de Máxima Taxa, ambos introduzidos no Capítulo 5.

O simulador e seus módulos, criados pelo autor deste trabalho, foram desenvolvidos no ambiente de programação MATLAB®. A simulação utilizou sinais em banda-base e se deu pelo método de Monte Carlo, o qual ao final de 20 simulações computa os valores médios das taxas de erro de bit (BER) para determinados valores de energia de bit, permitindo a obtenção das curvas de BER em função da razão entre a energia de bit e densidade espectral de potência de ruído.

A Fig. 6.1 demonstra através de um diagrama de blocos o funcionamento simplificado do programa. Após os bits serem gerados e modulados (em BPSK ou QPSK), os símbolos resultantes são pré-codificados, apenas no caso da aplicação do STBC de Alamouti, e em seguida tratados pelo modulador OFDM. Após passarem pelo canal, os sinais são demodulados pelo demodulador OFDM e recuperados pelo combinador do STBC de Alamouti ou pelo MRC, seguindo para o demodulador (BPSK ou QPSK) e em seguida para a contagem de erros, onde é feita a análise gráfica dos resultados.

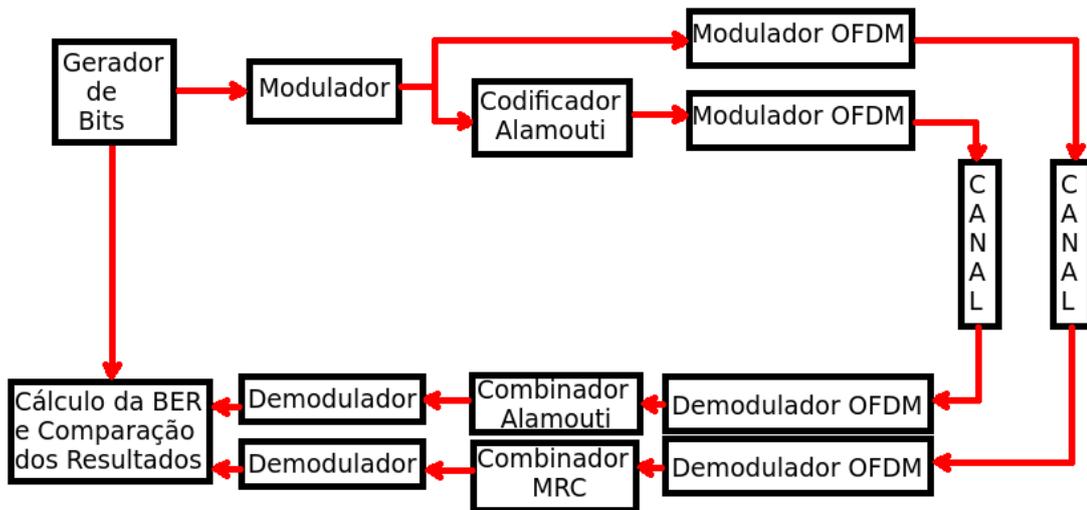


Figura 6.1: Diagrama de Blocos do Programa

6.1 Medições em campo

Para que os resultados obtidos nesta simulação se aproximem melhor dos que seriam obtidos em campo, o desenvolvimento deste trabalho e do respectivo *software* simulador utilizou como parâmetros de referência àqueles que foram obtidos durante uma campanha de medições realizada pela parceria entre a Universidade Federal Fluminense (representada pelo Núcleo de Estudo de Tecnologias Avançadas - NETAv) e a Marinha do Brasil, no denominado Projeto CSUB.

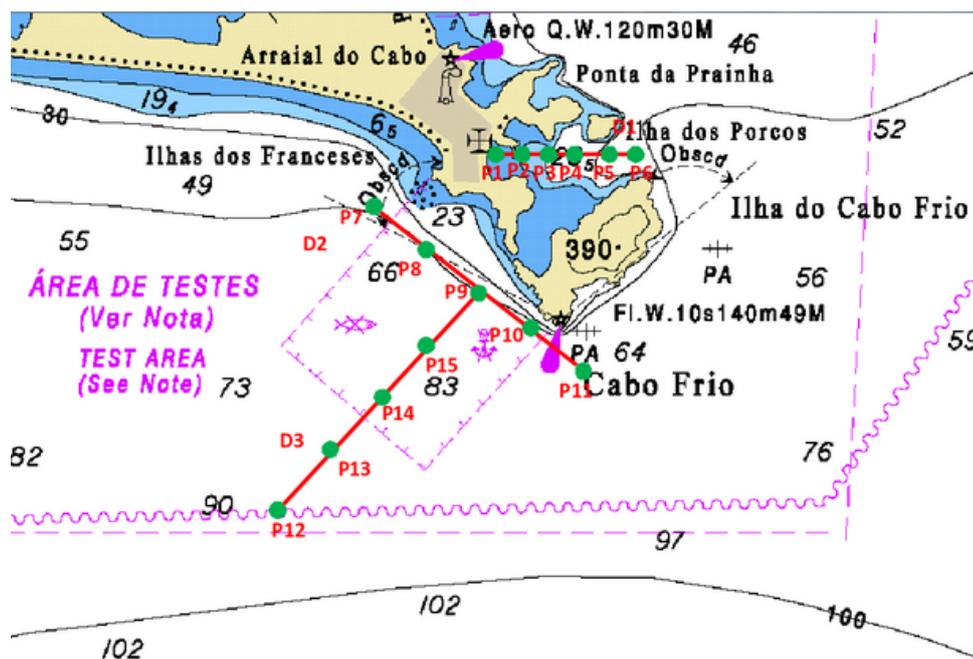


Figura 6.2: Carta náutica da área sondada [27]

O experimento foi realizado próximo a costa da cidade de Arraial do Cabo(RJ) a bordo das embarcações *Almirante Heiss* (que atuou como transmissor) e *Diadorin* (que atuou como receptor dos sinais acústicos). A recepção dos sinais foi feita no ponto P8, mostrado na Fig. 6.2, onde a embarcação *Diadorin* se manteve ancorada durante a campanha. Os sinais foram transmitidos pela embarcação *Almirante Heiss* nos pontos P7, P9, P10 e P11, cessando suas transmissões durante seu deslocamento entre estas posições.

Para realizar a sondagem dos parâmetros do canal acústico submarino nesta localidade, foram gerados em *software*, sinais CW (*Continuous Wave*) e sinais LFM *Chirp*. Os sinais CW possibilitaram o levantamento dos parâmetros de faixa-estreita do canal, nas frequências de 1 kHz, 5 kHz e 8 kHz e os sinais LFM *Chirp* permitiram o levantamento dos parâmetros de faixa-larga do canal, tendo sido sondados nas faixas de 1 kHz a 2 kHz e 1 kHz a 8 kHz.

Na transmissão foram utilizados alternadamente um conjunto horizontal de quatro projetores *Benthwave BII-7503* e um projetor *Lubell LL 1424HP* (posicionado a 12 m de profundidade) como transmissores (a bordo do navio *Diadorin*), além de um conjunto de três Hidrofonos *Reson TC4032* (posicionados a 10m, 25m e 40m) como receptores, conectados a uma placa de aquisição de sinais "*NI-6212 BNC*" (a bordo do navio *Almirante Heiss*).

Os dados obtidos durante a campanha foram posteriormente processados em programas desenvolvidos pelos integrantes do Projeto CSUB que permitiram a caracterização de diversos parâmetros do canal acústico submarino naquele ambiente, tais como sua função de distribuição de probabilidade, espalhamento de retardo, banda de coerência e tempo de coerência [27], que serviram como base para a simulação do canal descrita a seguir.

6.2 Descrição da Simulação do Canal

O canal acústico submarino não possui um comportamento padrão para uma mesma região do mar, podendo variar significativamente em função da frequência, da época do ano, condições de salinidade, profundidade e de acordo com a condição do mar, conforme mencionado no Capítulo 2.

Na literatura [10] [27], é comum o uso das distribuições de Rice, Rayleigh e Naka-

gami na caracterização do canal acústico submarino, onde conforme mostrado na Fig. 6.3, o canal Rayleigh apresenta as piores condições para a propagação do sinal, por tradicionalmente modelar canais sem visada direta para o transmissor.

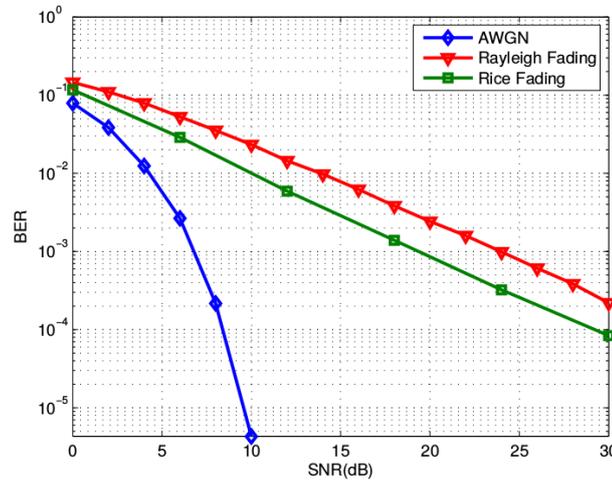


Figura 6.3: Taxa de Erro de Bit em sistema SISO para diferentes canais

Dentre os resultados [27] obtidos no projeto mencionado na Seção 6.1, optou-se pela simulação com os parâmetros do canal de água rasa (10m), o qual, após prévia avaliação, pode ser modelado como um canal Rayleigh com espalhamento de retardo igual a 128 ms e banda de coerência de 2,3Hz.

Parâmetros do canal simulado	
Parâmetro	Valor
Distribuição	Rayleigh
Espalhamento de Retardo	125ms
Banda de coerência	2,3Hz
Atraso do Multipercurso	125 ms (256 amostras)
Atenuação do Multipercurso	40% (em potência)

Tabela 6.1: Síntese dos parâmetros do sinal gerado na simulação

A simulação utilizou o canal como sendo de desvanecimento seletivo em frequência ao longo de toda da banda ocupada, porém não variando ao longo da faixa ocupada por cada subportadora no OFDM. A fim de contabilizar melhor os efeitos do multipercurso sobre a simulação, também são realizados testes com a introdução de uma réplica do sinal transmitido, atrasada de 256 amostras (125 ms) e atenuada em 40%. Não foi incluído

na simulação o efeito Doppler sobre os sinais transmitidos. Os parâmetros supracitados estão representados na Tabela 6.1.

6.3 Descrição dos Sinais Simulados e Implementação da Diversidade

As modulações utilizadas nesta simulação foram BPSK e QPSK, gerando símbolos a partir de uma sequência aleatória de 2.560.000 bits, a partir da constelação mostrada na Fig. 6.4.

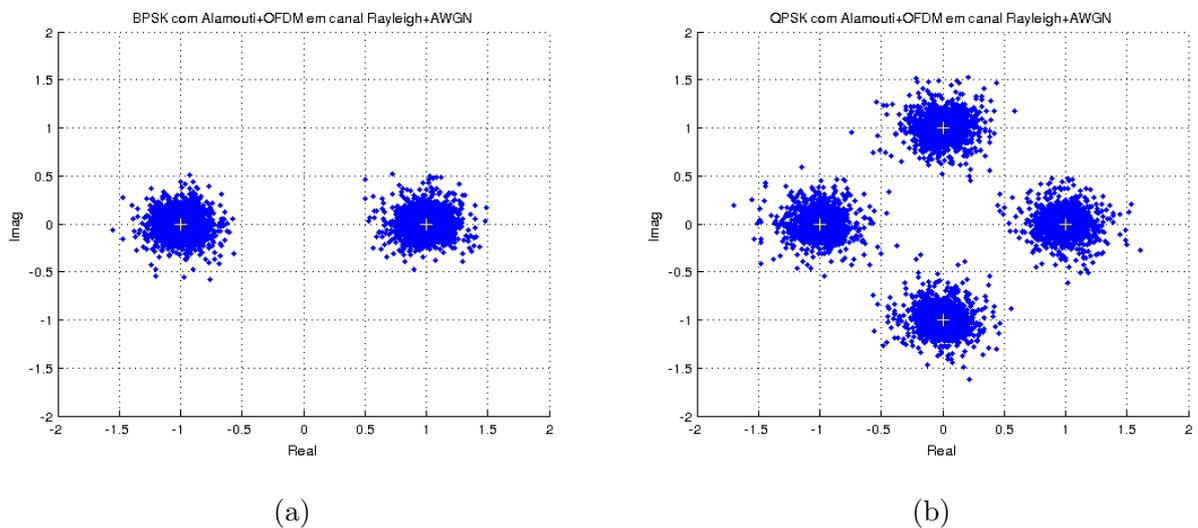


Figura 6.4: Símbolos Modulados em BPSK (a) e QPSK(b) detectados no receptor antes do decisor de símbolo.

No caso da simulação do MRC os símbolos são diretamente encaminhados ao modulador OFDM, porém para o caso da simulação do STBC de Alamouti, antes desta etapa os símbolos são tomados dois a dois, codificados e ordenados conforme apresentado na Seção 5.3.2. Na recepção, o processo de combinação ocorre após a demodulação do sinal OFDM.

O modulador OFDM simulado utiliza 1024 subportadoras, todas transportando símbolos de dados, espaçadas de $\Delta f = 2\text{Hz}$ (menor que a banda de coerência do canal, permitindo que o desvanecimento seja plano ao longo de cada subportadora). Com isto, a duração do símbolo OFDM é de $T_s = 0,5\text{s}$, com largura de banda total de 2 kHz, conforme mostrado pela Fig. 6.5.

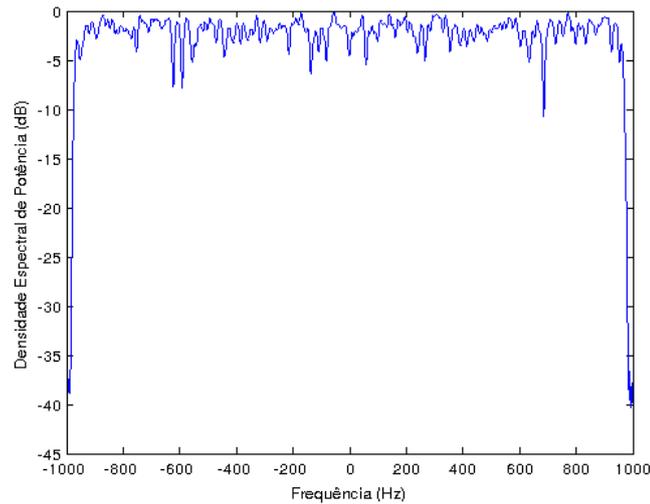


Figura 6.5: Densidade Espectral de Potência do bloco OFDM simulado

Para a mitigação dos efeitos de multipercurso introduzido no simulador de canal é adicionado um prefixo cíclico com duração de 512 amostras (50% de T_s , ou seja 250ms, maior que o espalhamento de retardo do canal). Não são adicionados símbolos piloto pois pressupõe-se que o receptor possui meios de estimar o canal, estando o estimador de canal fora do escopo deste trabalho. Os parâmetros descritos acima estão representados na Tabela 6.2.

Parâmetros utilizados na geração dos sinais	
Parâmetro	Valor
Número de bits transmitidos	2.560.000
Modulação	2 (BPSK) ou 4 (QPSK)
Número de Subportadoras (Ordem da FFT)	1024
Número de Subportadoras de Dados	1024
Espaçamento entre as subportadoras	2 Hz
Tempo de símbolo (T_s)	0,5 s ou 1024 amostras
Tempo de prefixo cíclico (T_g)	0,25 s ou 512 amostras
Tempo de total de símbolo ($T_s + T_g$)	0,75 s
Frequência de amostragem (F_s)	4096 amostras/seg

Tabela 6.2: Síntese dos parâmetros do canal utilizado na simulação

6.4 Comparação e Análise dos Resultados

A taxa de erro de bit de um sistema SISO que utilize modulação BPSK em um canal Rayleigh pode ser expressa [28] por,

$$P_{SISO} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{E_b/N_0}{1 + E_b/N_0}} \right) \quad (6.1)$$

Sabendo-se que a Transformada de Fourier de uma variável Gaussiana possui uma distribuição Gaussiana, é possível provar que as aproximações teóricas da taxa de erro de bit expostas nas equações (5.8),(5.18),(6.1) se mantêm caso seja aplicada a modulação OFDM [28].

A Fig. 6.6 expõe a curva da taxa de erro de bit do canal Rayleigh simulado em função da energia de bit e a densidade espectral de potência do ruído. Pode-se observar uma boa aderência do resultado simulado à curva teórica da BER para o STBC de Alamouti, demonstrando um desempenho significativamente superior ao que seria experimentado por um sistema SISO nas mesmas condições.

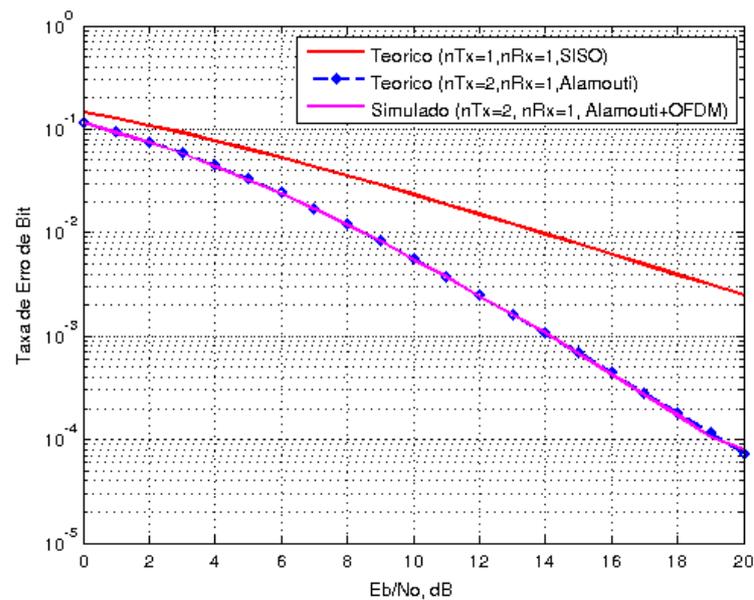


Figura 6.6: Taxa de Erro de Bit para SISO, Alamouti Teórico e Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM

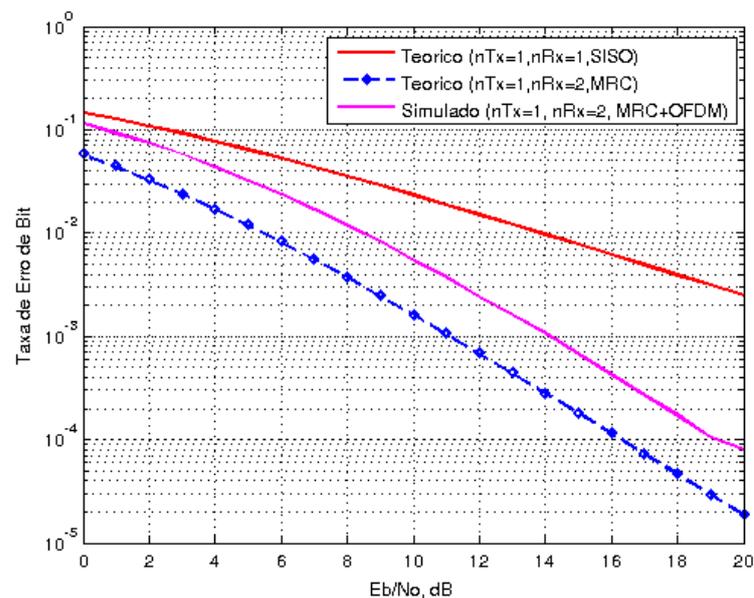


Figura 6.7: Taxa de Erro de Bit para SISO, MRC Teórico e Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM

Pode-se observar na Fig. 6.7 que o sistema MRC simulado tem um desempenho superior ao do sistema SISO teórico sob condições equivalentes. No entanto, o resultado simulado difere do expresso pela curva teórica do sistema MRC, o que é esperado pois a potência máxima utilizada no sistema MRC simulado foi ajustada de forma a coincidir

com a do STBC de Alamouti, possibilitando a comparação dos resultados. Este ajuste porém implica numa desvantagem de 3 dB na taxa de erro do sistema MRC simulado em relação ao valor teórico [29], conforme pode ser verificado comparando-se as equações (5.9) e (5.19).

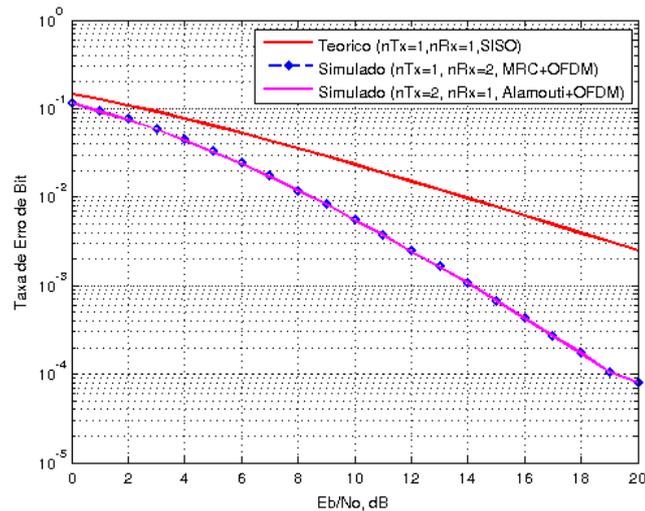


Figura 6.8: Taxa de Erro de Bit para SISO, Alamouti Simulado e MRC Simulado para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM

Conforme esperado, observa-se na Fig. 6.8 que as curvas da taxa de erro de bit do MRC e do STBC de Alamouti simuladas coincidem, demonstrando portanto a equivalência destas duas técnicas de diversidade. Para se observar melhor o efeito dos multipercursos na taxa de erro do canal, introduz-se uma réplica atrasada do sinal transmitido no canal com potência de 40% em relação ao sinal principal, de forma que é possível observar nas Fig.(6.9a) e Fig.(6.9b) uma leve degradação do sinal, que no entanto não afeta significativamente a taxa de erro de bit em relação ao valor obtido anteriormente.

Isto pode ser explicado pelo fato do prefixo cíclico do OFDM ser capaz de minimizar os efeitos da interferência intersimbólica causada pela réplica atrasada do sinal. Conforme explicado anteriormente, as curvas teóricas (em azul) diferem de 3dB uma da outra devido ao ajuste de potência utilizado. Na Fig.(6.10) pode-se observar que a equivalência entre as duas técnicas se mantém mesmo na presença de multipercurso atuando no canal.

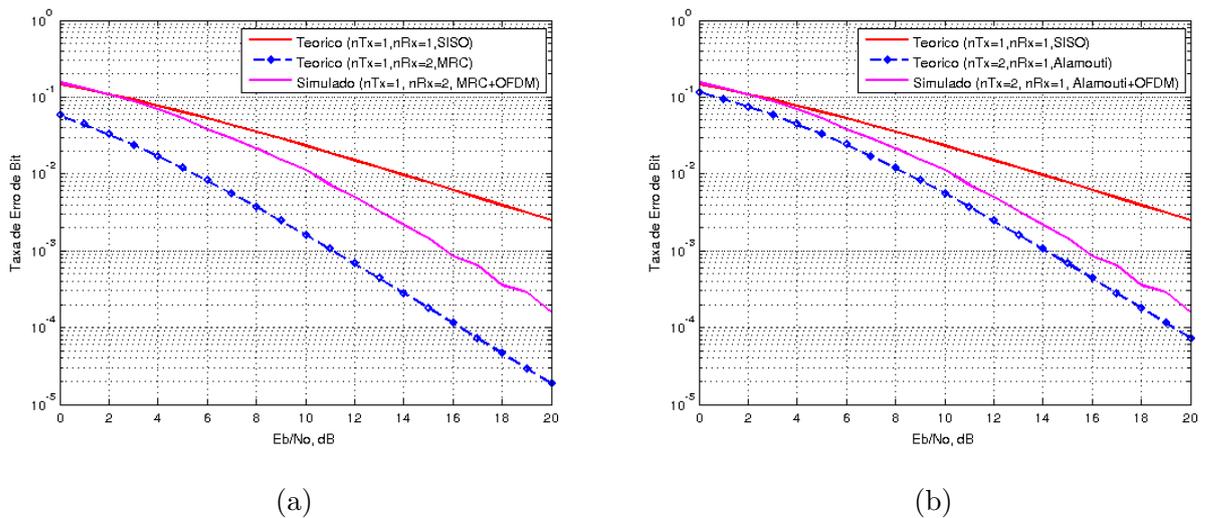


Figura 6.9: Taxa de Erro de Bit para MRC (a) e Alamouti(b) com BPSK e OFDM em canal Rayleigh+AWGN com réplica atrasada em comparação ao SISO em canal Rayleigh+AWGN

Na Fig 6.11 é exposta uma comparação entre os resultados obtidos para a modulação QPSK e as obtidas anteriormente para BPSK. Nota-se uma queda de 3 dB em relação à simulação que faz uso do BPSK, que pode ser justificada pelo fato da modulação QPSK ser menos robusta, estando mais suscetível a variação da relação entre a energia de bit e a densidade de potência de ruído, porém proporcionando uma maior taxa de transmissão.

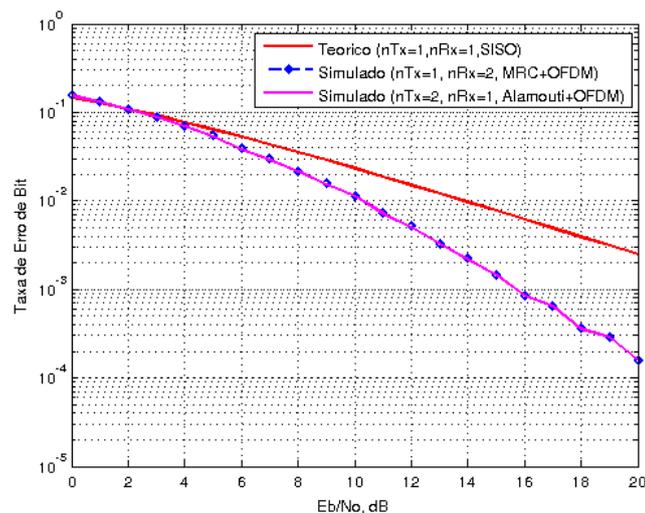
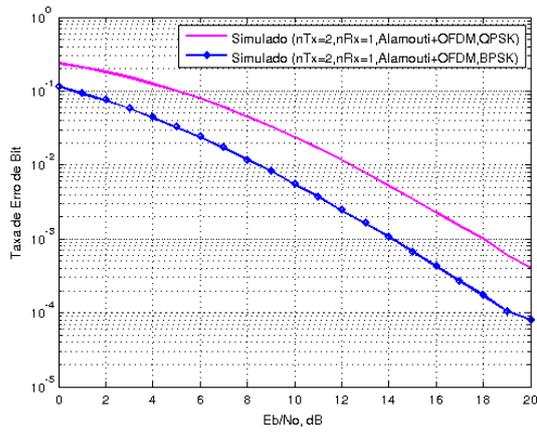
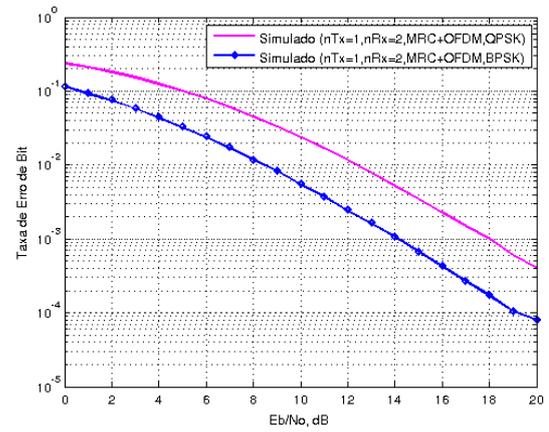


Figura 6.10: Taxa de Erro de Bit para SISO em canal Rayleigh+AWGN sem réplica atrasada em relação a Alamouti e MRC Simulados para canal Rayleigh+AWGN com modulação BPSK e OFDM com réplica atrasada



(a)



(b)

Figura 6.11: Taxa de Erro de Bit para MRC (a) e Alamouti(b) com BPSK e QPSK

Capítulo 7

Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

O uso do canal acústico submarino para comunicações é uma empreitada desafiadora, pois considerando suas características de propagação e variabilidade torna-se um meio hostil para a implantação de um sistema de comunicação eficiente, de alta taxa e de longo alcance.

No entanto, diversas técnicas comumente aplicadas nas comunicações por radiofrequência podem ser utilizadas para melhorar o desempenho do sistema. Técnicas de modulação mais eficientes, sistemas multiportadora e uso de técnicas de diversidade são exemplos de tecnologias cotidianas em sistemas de radiofrequência que vem sendo empregadas com sucesso nos sistemas de comunicação acústica submarina.

Objetivando a comparação de duas técnicas distintas de diversidade (na transmissão, com Alamouti e na recepção com MRC), associadas ao uso do sistema multiportadora OFDM e duas modulações diferentes (BPSK e QPSK) desenvolveu-se um simulador baseado em parâmetros obtidos em um canal real, a partir dos experimentos conduzidos no mar de Arraial do Cabo/RJ durante o convênio do projeto CSUB, proveniente da parceria da Universidade Federal Fluminense com a Marinha do Brasil. Este simulador fez uso da técnica de Monte Carlo, realizando diversas simulações para cada valor de E_b/N_0 testado, computando assim o valor mais provável da taxa de erro para cada, de forma a aumentar a confiabilidade dos dados obtidos na simulação.

Através da análise dos resultados obtidos, foi possível constatar uma nítida diminuição na taxa de erro através do emprego de técnicas de diversidade, como Combinador

de Máxima Taxa (MRC) e o Código de Alamouti. Foi possível constatar também a equivalência na aplicação destas duas técnicas, o que sugere a liberdade de escolha na implementação da diversidade na transmissão ou na recepção, embora o uso da técnica de Alamouti seja mais interessante considerando a maior facilidade na implementação de grandes conjuntos de projetores ao invés de grandes conjuntos de hidrofones na comunicação do navio para o submarino. Adicionalmente, pode-se verificar que a aplicação da técnica OFDM permite reduzir os efeitos do multipercurso, além de possibilitar um aumento na taxa de transmissão sem que ocorram interferências entre símbolos.

Como sugestões para trabalhos futuros, pode-se mencionar a implementação de diferentes técnicas de diversidade de recepção, bem como um comparativo do aumento de desempenho relacionado ao uso de um maior número de transmissores.

A implementação no simulador de canais como Rice, Nakagami, entre outros, seria interessante por permitir a comparação do desempenho da simulação em outros ambientes acústicos submarinos, bem como o uso de simuladores profissionais do canal acústico submarino como o TV-APM [30] desenvolvido pela Universidade de Algarve.

Adicionalmente, seria interessante a obtenção de resultados a partir de testes em mar, em especial para visualizar a influência do efeito Doppler e das condições de propagação adversas do ambiente submarino sobre o desempenho do sistema.

Bibliografia

- [1] C. Sherman e J. Butler. *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. Springer, 2007.
- [2] A. Felix. “Sistemas MIMO utilizando OFDM em Comunicações Submarinas”. Diss. de mestrado. Niteroi: Universidade Federal Fluminense, 2013.
- [3] D.B. Kilfoyle e A.B. Baggeroer. “The state of the art in underwater acoustic telemetry”. Em: *Oceanic Engineering, IEEE Journal of* 25.1 (2000), pp. 4–27.
- [4] R. P. Hodges. *Underwater Acoustics: Analysis, Design, and Performance of Sonar*. Chichester ,UK: J. Wiley, 2010.
- [5] Heinrich Kuttruff. *Acoustics: An Introduction*. London: Taylor & Francis, 2007.
- [6] Wilson W. D. “Equation for the speed of sound in sea water”. Em: *Journal of the Acoustical Society of America* 32.10 (1960), p. 1357.
- [7] X. Lurton. *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*. Chichester ,UK: Praxis, 2002.
- [8] Eduard V. I. Zorita. “Space-Frequency coded OFDM for underwater acoustic communications”. Diss. de mestrado. Espanha: Universitat Politècnica de Catalunya, 2012.
- [9] W. H Thorpe. “Description of the Low-Frequency Attenuation Coefficient”. Em: *Journal of the Acoustical Society of America* 42 (1967), p. 270.
- [10] Paul V. Otnes e Roald Otnes. “Wideband Properties of Underwater Acoustic Communication Channels”. Em: *Proceedings of the Workshop on Underwater Communications: Channel Modelling and Validation*. Italy, 2012.
- [11] V. Sadowski, R. Katz e K. McFadden. *Ambient Noise Standards for Acoustic Modeling and Analysis*. Rel. téc. TD 7265, 1984.

- [12] V.O. Knudsen, Alford R.S. e Emling J.W. “Underwater Ambient Noise”. Em: *Journal of Marine Research* 3 (1948), pp. 410–429.
- [13] Guillem Palou. “Underwater Acoustic MIMO OFDM: An experimental analysis”. Diss. de mestrado. USA: Massachusetts Institute of Technology, 2009.
- [14] F.B. Gross. *Smart antennas for wireless communications: with MATLAB*. Michigan University: McGraw-Hill, 2005.
- [15] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2005.
- [16] B. P. (Bhagwandas Pannalal) Lathi e Zhi Ding. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. New York: Oxford Univ, 2010.
- [17] T. Yucek. “Self-interference handling in OFDM based wireless communication systems”. Diss. de mestrado. Florida: South Florida University, 2003.
- [18] D. Tse e P. Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communications*. Berkley, CA: Cambridge University Press, 2004.
- [19] Don H. Johnson e Dan E. Dudgeon. *Array Signal Processing: Concepts and Techniques*. Englewood Cliffs, New Jersey: NJ: P T R Prentice Hall, 1993.
- [20] S. M. Alamouti. “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”. Em: *IEEE Journal on Select Areas In Communications* 16.8 (1998), pp. 1451–1458.
- [21] J.R. Barry, E.A. Lee e D.G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Springer, 2003.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri e A.R. Calderbank. “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction”. Em: *IEEE Trans. Inform. Theory* 44 (1998), pp. 744–765.
- [23] K. Pelekanakis e A.B. Baggeroer. “Exploiting Space-Time-Frequency Diversity With MIMO-OFDM for Underwater Acoustic Communications”. Em: *IEEE Journal of the Oceanic Engineering* 36.4 (2011), pp. 502–513.
- [24] A. Wittneben. “A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation”. Em: *Communications, 1993. ICC '93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*. Vol. 3. 1993, 1630–1634 vol.3.

- [25] N. Seshadri e J.H. Winters. “Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity”. Em: *Vehicular Technology Conference, 1993., 43rd IEEE*. 1993, pp. 508–511.
- [26] V. Tarokh, N. Seshadri e A.R. Calderbank. “Space-time block codes from orthogonal designs Performance analysis and code construction”. Em: *IEEE Trans. Inform. Theory* 45.4 (1999), pp. 744–765.
- [27] Nucleo de Estudos Avancados. *Determinacao de Parametros Faixa Larga e Modelagem Preliminar do Canal*. NETAv, 2014.
- [28] M. Divya. “Bit Error Rate Performance of BPSK Modulation and OFDM-BPSK with Rayleigh Multipath Channel”. Em: *International Journal of Engineering and Advanced Technology* 2.4 (2013), pp. 623–626.
- [29] MathWorks. *Introduction to MIMO Systems*. <http://www.mathworks.com/help/comm/examples/introduction-to-mimo-systems.html>. [Online; acessado em 19-Dezembro-2014]. 2008.
- [30] Universidade de Algarve SIPLAB-CINTAL. *TV-APM Simulator*. <http://www.siplab.fct.ualg.pt/tvapm.shtml>. [Online; acessado em 01-Janeiro-2015]. 2013.
- [31] G. M. Wenz. “Acoustic Ambient Noise in the Ocean: Spectra and Sources”. Em: *Journal of the Acoustical Society of America* 34 (1962), p. 1936.
- [32] G. Palou e M. Stojanovic. “Underwater acoustic MIMO OFDM: An experimental analysis”. Em: *OCEANS* (2009). MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges.
- [33] M. Stojanovic e J. Preisig. “Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization”. Em: *IEEE Communications Magazine* 47.1 (2009). MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges, pp. 84–89.
- [34] Konstantinos Pelekanakis. “Design and Analysis of a High-Rate Acoustic Link for Underwater Video Transmission”. Diss. de mestrado. USA: Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [35] Rodney F. Coates. *Underwater Acoustic Systems*. USA: J. Wiley, 1989.