

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ALGORITMOS
DE SONAR ATIVO PARA O MAPEAMENTO DE
ÁREAS SUBMERSAS

João Paulo Ristow

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA MECÂNICA**

João Paulo Ristow

**Estudo e desenvolvimento de algoritmos de sonar ativo
para o mapeamento de áreas submersas**

Florianópolis

2015

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA MECÂNICA**

João Paulo Ristow

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ALGORITMOS DE
SONAR ATIVO PARA O MAPEAMENTO DE ÁREAS
SUBMERSAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica .

Orientador:

Prof. Dr. Eng. Julio A. Cordioli

Co-orientador:

Prof. Dr. Eng. William D. Fonseca

Co-orientador:

Ph. D. Samuel Pinson

Florianópolis

2015

Ristow, João Paulo

Estudo e desenvolvimento de algoritmos de sonar ativo para o mapeamento de áreas submersas / João Paulo Ristow; orientador, Julio Apolinário Cordioli ; co-orientador, William D'Andrea Fonseca ; co-orientador, Samuel Pinson. - Florianópolis, SC, 2015. 305 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Inclui referências

1. Engenharia Mecânica. 2. Acústica submarina. 3. Sonar ativo. 4. Processamento de sinais. 5. Filtros casados. I. Cordioli, Julio Apolinário. II. Fonseca, William D'Andrea. III. Pinson, Samuel IV. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. V. Título.

João Paulo Ristow

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ALGORITMOS DE
SONAR ATIVO PARA O MAPEAMENTO DE ÁREAS
SUBMERSAS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Mecânica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2 de maio de 2015.



Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:



Julio A. Cordioli, Dr. Eng.
Orientador



William D. Fonseca, Dr. Eng.
Co-orientador



Samuel Pinson, Ph. D.
Co-orientador



Eric Brandão, Dr. Eng.



Guillaume Barrault, Dr. Eng.



Arthur Ayres Neto, Dr.

Aos meus pais Mario e Vania, que não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida.

Agradecimentos

Aos meus pais Vania M. K. Ristow e Mario Ristow pelo apoio incondicional, carinho, amor, compreensão e incentivo em todos esses anos de estudo.

Ao meu orientador Julio A. Cordioli pela orientação e oportunidade oferecida de trabalhar em um tema tão interessante.

Ao meu co-orientador William D. Fonseca, que foi desde o início um professor, orientador e amigo. Obrigado pelo empenho para tornar esse documento o melhor possível e pela ajuda dada a qualquer hora.

Ao meu co-orientador Samuel Pinson, pela orientação e por desvendar tantos aspectos “obscuros” do tema, principalmente nos algoritmos de simulação e de imageamento.

A Maiara B. de Freitas, pelo amor incondicional, apoio e compreensão durante esses últimos meses em que escrever o documento consumia todo o tempo.

Aos colegas do grupo de Acústica Submarina, Renato, Gregório e Marina pelas discussões sobre o tema, pelas correções e pelos tão necessários momentos de descontração.

A todos os amigos que estiveram ao meu lado esses anos e ajudaram a moldar quem sou hoje. Vocês sabem quem são.

Ao PosMEC e a todos os professores do LVA, pela excelente formação dada.

A CAPES e à Wavetech Soluções Tecnológicas, pelo apoio financeiro.

A todas as outras pessoas que direta ou indiretamente colaboraram com este trabalho.

“O maior bem do homem é uma mente inquieta.”

Isaac Asimov



Resumo

Recentes avanços no cenário marítimo brasileiro – como a descoberta e exploração do pré-sal e a construção do primeiro submarino nuclear nacional – criaram uma demanda para novas tecnologias nacionais para o mapeamento e monitoramento de ambientes subaquáticos. Esta, no entanto, é uma tarefa custosa, devido principalmente à dificuldade de acesso a esse meio e à grande atenuação de ondas eletromagnéticas (como a luz) na água. As ondas sonoras, por outro lado, mostram-se uma ferramenta apropriada para cumprir esse objetivo. Este trabalho tem como objetivo o estudo de técnicas de processamento de sinais para sonares ativos de mapeamento do substrato. Estão inclusos no escopo deste trabalho: desenvolvimento de um modelo de simulação da propagação sonora em ambiente marinho; desenvolvimento de ferramentas para auxiliar o projeto de dispositivos de sonar; geração de perfis de fundo utilizando sonares de feixe único; geração de mosaicos utilizando sonares de múltiplos feixes; filtragem de dados; e processamento de imagens. Os algoritmos desenvolvidos foram validados através de dados simulados e se mostraram robustos ao recuperar informações de entrada dos modelos. Além disso, uma cuidadosa revisão e definição dos principais conceitos utilizados nessa área de estudos foram feitas, com objetivo de servir de base de dados para trabalhos futuros. Ao final, são ressaltados os principais resultados obtidos e são discutidas formas de utilização dos algoritmos em outros trabalhos, citando algumas ideias para trabalhos futuros.

Palavras-chave: acústica submarina, sonar de feixe único, sonar de múltiplos feixes, filtros casados, processamento de sinais.

Abstract

The recent progress in the Brazilian naval scene – like the discovery and exploitation of the subsalt oil and the building of the first national nuclear submarine – created a demand for new national technologies for monitoring and mapping the underwater environment. However, this is an arduous task due mainly to the difficulty of access to this medium and to the great attenuation of the electromagnetic waves (like the light) in the water. Sound waves, on the other hand, show themselves a suitable tool to accomplish this goal. The objective of this dissertation is the study of signal processing techniques for active sonars designed for seafloor mapping. The topics of study are: development of an acoustic propagation simulation model for underwater environment; development of tools to assist the design of sonar devices; obtainment of seafloor profiles using single beam sonar; obtainment of seafloor mosaics using multibeam sonar; data filtering; and image processing. Developed algorithms were validated using simulated data and proved to be robust in recovering the incoming information of models. Moreover, a careful review and definition of the main concepts used in this field of research was made in order to serve as background information for future works. In the conclusions the main results obtained are highlighted and the means of use the developed algorithms in other works are discussed, mentioning some ideas for future work.

Keywords: underwater acoustics, single beam sonar, multibeam sonar, matched filter, signal processing.

Sumário

1	Introdução	45
1.1	O ambiente marinho.....	46
1.2	Motivação	50
1.3	Objetivos e contribuições	51
1.3.1	Contribuições.....	52
1.3.2	Objetivos específicos	52
1.4	Organização do trabalho.....	53
2	Formulação acústica	55
2.1	Onda sonora e propagação sonora	55
2.1.1	Equação da onda.....	56
2.1.2	Velocidade de partícula, intensidade, potência e nível de pressão sonora	58
2.2	Propagação sonora em ambiente marinho	60
2.2.1	Perda geométrica.....	60
2.2.2	Perda por atenuação.....	63
2.2.3	Velocidade do som na água	64
2.3	Interação com o substrato.....	67
2.3.1	Modelos de representação do substrato.....	69
2.3.2	Espalhamento e retroespalhamento	71
2.3.3	Rugosidade	72
2.4	Difração e sombra acústica	75

3	O sonar no mapeamento de áreas submersas	77
3.1	O surgimento do sonar.....	77
3.2	Sonar: conceitos básicos	81
3.3	Algoritmos de sonar ativo para o mapeamento de superfícies.....	84
3.4	Tipos de mapeamento envolvendo sonar ativo.....	88
3.5	Equação do sonar	89
3.5.1	Relação sinal-ruído	92
3.5.2	Nível do sinal.....	94
3.5.3	Perda por transmissão	95
3.5.4	Força de reflexão e retroespalhamento	99
3.5.5	Nível de ruído.....	101
3.5.6	Índice de direcionalidade e ganho do arranjo	104
3.5.7	Considerações a respeito da equação do sonar....	106
3.6	Resolução de sonares	107
3.7	O sonar na atualidade	108
3.7.1	Abertura sintética	109
3.7.2	Caracterização de sedimentos	110
3.7.3	Dispositivos comerciais	112
4	Simulação de ambientes marinhos	117
4.1	Abordagens práticas para simulação de sonares	117
4.1.1	Principais modelos	118
4.1.2	Modelo utilizado.....	120
4.2	Considerações quanto à coluna d'água.....	120
4.3	Considerações quanto ao sedimento	122
4.4	Equações de campo direto e refletido.....	122
4.5	Aproximação de Kirchhoff	125
4.6	Implementação do modelo	128
4.6.1	Raios e o efeito da sombra acústica	129
4.6.2	Implementação do campo refletido	130
4.6.3	Sinal de referência e reconstrução do sinal no domínio do tempo	132

4.6.4	Direcionalidade dos transdutores	134
4.7	Resultados preliminares	135
4.8	Conclusões preliminares	146
5	Sonar de feixe único	149
5.1	Conceitos básicos e funcionamento	149
5.2	Geração e captação de sinais	152
5.3	Rejeição de ruídos e compressão de pulso	153
5.3.1	CHIRP e o <i>matched filter</i>	155
5.3.2	O efeito da compressão de pulso (<i>matched filter</i>) ..	163
5.4	Detecção do fundo	166
5.5	Movimentação do dispositivo	173
5.6	Imageamento e composição de dados	178
5.7	Exemplos com dados simulados	181
5.8	Conclusões preliminares	192
6	Sonar de múltiplos feixes	195
6.1	Conceitos básicos e funcionamento	195
6.2	Arranjos de transdutores	197
6.2.1	Padrão de resposta do arranjo	198
6.2.2	Parâmetros do arranjo	201
6.3	Resolução de arranjos de transdutores	202
6.3.1	A resolução de Rayleigh	203
6.3.2	Validação da equação proposta	205
6.4	Apontamento e conformação de feixes	207
6.4.1	<i>Beamsteering</i>	208
6.4.2	<i>Beamforming</i>	210
6.5	O arranjo Mills-Cross	213
6.6	O algoritmo de imageamento	214
6.7	Fator de coerência	219
6.8	Perfis batimétricos em três dimensões	220
6.9	Exemplos com dados simulados	221
6.10	Conclusões e discussões	232

7	Considerações finais	235
7.1	Conclusões	235
7.2	Trabalhos futuros	238
	Referências Bibliográficas	241
	Apêndices	265
A	Software desenvolvido	267
A.1	Módulo principal	269
A.2	Módulo de projeto de dispositivos	269
A.3	Módulo de simulação do ambiente	271
A.4	Módulo de simulação de propagação.....	271
A.5	Módulo de aquisição e geração	272
A.6	Módulo de feixe único	273
A.7	Módulo de múltiplos feixes	274
B	Exemplos de aplicação da equação do sonar	275
C	Modelo de Jackson	279
C.1	O modelo de Jackson	279
C.2	Utilização do modelo.....	284
D	Equação corrigida da resolução de arranjos	285
E	Resultados complementares	291
E.1	Sonar de feixe único	291
E.2	Sonar de múltiplos feixes	296

Lista de Figuras

1.1	Seção transversal da costa do litoral, evidenciando as zonas costeiras.	48
2.1	Comportamento de uma onda de pressão sonora.	56
2.2	Tipos de propagação em meio aquático.	61
2.3	Perfil típico de velocidade do som no oceano e caminhos de propagação associados a ele.	67
2.4	Reflexão da onda sonora num fundo rugoso.	68
2.5	Exemplo de difração em meio submarino.	76
3.1	Esquema representando as medições feitas por Colladon e Sturm em 1827.	79
3.2	Exemplos de sonares.	83
3.3	Principais tipos de sonares ativos.	86
3.4	Esquema representando as grandezas relacionadas pela equação do sonar para mapeamento de regiões.	91
3.5	Interpretação da propagação de uma e duas vias sonares ativos.	97
3.6	Simulação da reflexão de uma frente de onda em um alvo com tamanho variável.	98
3.7	Espectro predito do ruído de fundo.	103
3.8	Distintas direções das resoluções de um dispositivo de sonar.	108

3.9	Imagens de sonar de feixe único obtidas por dispositivos comerciais.	113
3.10	Imagens de sonar de varredura lateral obtidas por dispositivos comerciais.	114
3.11	Imagens de sonar de múltiplos feixes obtidas por dispositivos comerciais.	115
4.1	Caminhos de propagação considerados para formação do campo acústico no ponto \mathbf{x}_D	123
4.2	Geometria da reflexão local segundo a aproximação de Kirchhoff.	125
4.3	Limitações da aproximação de Kirchhoff.	127
4.4	Propagação de raios sobre a superfície de estudo. ...	130
4.5	Padrões de direcionalidade do transdutor para diferentes parâmetros de entrada em amplitude relativa.	135
4.6	Exemplo de ambiente simulado, ressaltando as condições de contorno e centro de coordenadas.	136
4.7	Pressão sonora obtida comparada com curva de perda de transmissão ao longo do tempo para diferentes profundidades.	137
4.8	Comparação entre os resultados obtidos para o método do plano tangente e o método da fonte imagem.	138
4.9	Comparação entre os resultados obtidos através método do plano tangente para diferentes casos.	140
4.10	Perfil de fundo rugoso utilizado para as simulações.	141
4.11	Resposta biestática do método do plano tangente. ...	141
4.12	Efeito da direcionalidade do transdutor na reflexão de borda.	143
4.13	Efeito da direcionalidade do transdutor na resposta do ambiente.	144
4.14	Tempo de processamento do método do plano tangente.	145

5.1	Fluxograma de processamento de dados do sonar de feixe único.....	151
5.2	Exemplos de propagação e reflexão sonora em sonares de feixe único para fontes direcionais e omnidirecionais.....	153
5.3	Exemplo de dois sinais com a mesma energia.	158
5.4	Características de um CHIRP convencional.	159
5.5	Características de um CHIRP modulado por uma gaussiana.....	161
5.6	Características de um CHIRP modulado por uma janela Black-Harris adaptada.	162
5.7	Comparação entre sinais CW e CHIRP em um ambiente com relação sinal-ruído de 10 dB.....	164
5.8	Comparação entre sinais CW e CHIRP em um ambiente com relação sinal-ruído de 0 dB.	165
5.9	Processo de detecção de pico.	170
5.10	Algoritmo de detecção do fundo.....	172
5.11	Graus de liberdade de uma embarcação flutuando. .	174
5.12	Erro na determinação da profundidade ocasionado pelo <i>pitch</i> de uma embarcação.	175
5.13	Geometria do erro de rotação do dispositivo de sonar.	176
5.14	Métodos para correção do efeito de rotação do sonar.	177
5.15	Agrupamento de sinais processados para formação de uma imagem de sonar.	180
5.16	Imagem de sonar simulada utilizando um CHIRP de 2 kHz com frequência de modulação de 4 kHz. ..	181
5.17	Processamento do sonar de feixe único.	183
5.18	Resultado do processamento de feixe único.....	184
5.19	Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo inclinado.	186
5.20	Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave.....	188
5.21	Resultado dos algoritmos de correção de <i>pitch</i>	190

6.1	Fluxograma de processamento de dados do sonar de múltiplos feixes.....	197
6.2	Exemplo de direcionalidade de um transdutor.	198
6.3	O efeito de interferências construtivas e destrutivas na formação do padrão de direcionalidade de um arranjo de sensores.	200
6.4	PSF de um arranjo linear, ressaltando alguns dos parâmetros para sua avaliação.....	202
6.5	Comparação entre resolução estimada e medida através do PRA.	204
6.6	Comparação da resolução estimada pela nova equação com os dados anteriores. Variação do número de transdutores e erro agregado.	206
6.7	Comparação da resolução estimada pela nova equação com os dados anteriores. Variação na frequência e erro agregado.....	206
6.8	Exemplo de cálculo do algoritmo de <i>beamsteering</i>	209
6.9	Diversos feixes gerados pelo algoritmo de <i>beamsteering</i>	210
6.10	O funcionamento do arranjo Mills-Cross.	214
6.11	Etapas do processo de imageamento.	215
6.12	Imagem de sonar de múltiplos feixes representada em coordenadas polares.	217
6.13	Imagem de sonar de múltiplos feixes representada em coordenadas cartesianas.	218
6.14	Características do sistema de geração e recepção de dados.	223
6.15	Imagens de sonar geradas para um fundo plano, com 10 m de profundidade.	224
6.16	Resultado da detecção de fundo para os dados de sonar de múltiplos feixes descritos na Figura 6.15....	225
6.17	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo inclinado.	227

6.18	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo suave.....	228
6.19	Simulação de um ambiente 3D utilizando o sonar de múltiplos feixes.....	231
A.1	Hierarquia dos módulos desenvolvidos e suas funções.	268
A.2	Painel frontal do módulo principal.	269
A.3	Algumas das funcionalidades do módulo de projeto de dispositivos.	270
A.4	Painel frontal do módulo de simulação do ambiente.....	271
A.5	Interface gráfica do módulo de simulação de propagação.	272
A.6	Painel frontal do módulo de aquisição e geração.	273
A.7	Painel frontal do módulo de feixe único.	273
A.8	Painel frontal do módulo de múltiplos feixes.	274
D.1	Valores de $W(\theta)$ para cada um dos transdutores.	286
D.2	Definição do tamanho do elemento e da relação com L' e L	287
D.3	Erro na estimativa da resolução para lóbulos largos (baixa frequência).....	288
E.1	Resultado do algoritmo de feixe único para um CHIRP com modulação de 1 kHz.	293
E.2	Resultado do algoritmo de feixe único para um CHIRP com modulação de 80 kHz.....	294
E.3	Resultado do algoritmo de feixe único para um CHIRP com modulação de 150 kHz.	295
E.4	Resultado do algoritmo de feixe único para um CHIRP com modulação de 500 kHz.	296
E.5	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo plano.	297
E.6	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo inclinado.	298

E.7	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo suave.....	299
E.8	Simulação de um ambiente 3D utilizando o sonar de múltiplos feixes.....	300
E.9	Efeito dos lóbulos laterais originários da reflexão especular na detecção de fundo.	301
E.10	Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo inclinado.	302
E.11	Fundo com rugosidade RMS de 0,030 m processado com o fator de coerência.	303

Lista de Tabelas

3.1	Níveis típicos de ruído de fundo.....	104
6.1	Erro de estimativa de fundo para diferentes métodos.	229
E.1	Erro de estimativa de fundo para diferentes sinais de excitação.	292

Nomenclatura

Símbolos Gerais

A	Amplitude, eq. (2.23), pág. 63.
A_{rms}	Amplitude RMS, eq. (5.2), pág. 154.
A_1	Amplitude da onda divergente, eq. (2.6), pág. 57.
A_2	Amplitude da onda convergente, eq. (2.6), pág. 57.
A_g	Ganho de amplitude do transdutor, pág. 134.
a_m	Diferença de distância percorrida pelo sinal do hidrofone m [m], eq. (6.6), pág. 209.
$A_m(t)$	Amplitude do sinal do hidrofone m , eq. (6.10), pág. 211.
B	Largura de banda [Hz], eq. (5.2), pág. 154.
$b(\theta)$	Função de direcionalidade, pág. 134.
$b(t, \theta)$	Resultado do processo de <i>beamforming</i> para o ângulo θ , eq. (6.15), pág. 212.
$b_m(t, \theta)$	Sinal atrasado do hidrofone m para o ângulo θ , eq. (6.13), pág. 212.

- $CF(n, \theta)$ Fator de correção (ou *semblance*) para o ângulo θ , eq. (6.23), pág. 220.
- c Velocidade do som no meio [m/s], eq. (2.2), pág. 56.
- c_p Velocidade do som no sedimento [m/s], pág. 70.
- c_w Velocidade do som na água [m/s], pág. 70.
- \mathbf{d}_x Vetor de translação [m], contêm os valores de *sway*, *heave* e *surge*, eq. (5.12), pág. 175.
- D Profundidade [m], eq. (2.30), pág. 66.
- d Espaçamento entre hidrofones em um arranjo linear igualmente espaçado (Capítulo 6) [m], eq. (6.6), pág. 209.
- d Inclinação do transdutor (Capítulo 4) [°], pág. 134.
- f Frequência [Hz], eq. (2.7), pág. 58.
- f_f Frequência final [Hz], pág. 156.
- f_i Frequência inicial [Hz], pág. 156.
- f_{mb} Frequência de meia banda ou frequência central [Hz], eq. (6.21), pág. 217.
- f_m Frequência de modulação [Hz], pág. 156.
- f_p Frequência de repetição de pulsos (*ping-rate*) [Hz], eq. (5.15), pág. 179.
- f_s Frequência de amostragem [S/s], pág. 133.
- $G(r)$ Função de Green representando a resposta da equação inhomogênea de Helmholtz no espaço para um sinal impulsivo, eq. (4.1), pág. 123.

$h(x)$	Perfil de profundidade de grande escala [m], eq. (4.10), pág. 128.
h_0	Distância de referência, eq. (2.38), pág. 73.
$H_0^{(1)}$	Função de Hankel de ordem zero e de primeira espécie, eq. (4.15), pág. 131.
i	Fluxo instantâneo de energia por unidade de área, eq. (2.10), pág. 58.
I	Intensidade sonora [W/m^2], eq. (2.11), pág. 59.
I_i	Intensidade sonora incidente [W/m^2], eq. (2.33), pág. 71.
I_{ref}	Intensidade sonora de referência, igual a 10^{-12} W/m^2 para o ar e $0,67 \times 10^{-18}$ W/m^2 para a água, eq. (2.14), pág. 59.
I_r	Intensidade sonora refletida [W/m^2], eq. (3.19), pág. 99.
I_s	Intensidade sonora espalhada [W/m^2], eq. (2.35), pág. 72.
I_{r0}	Intensidade sonora no ponto de referência , eq. (2.15), pág. 61.
j	Variável complexa, $j = \sqrt{-1}$, eq. (2.7), pág. 58.
k	Vetor de número de onda, eq. (2.38), pág. 73.
k_0	Frequência espacial de corte no espectro de Von Karman, eq. (2.39), pág. 74.
k	Número de onda, eq. (2.8), pág. 58.
L	Comprimento [m], eq. (2.21), pág. 63.
M	Número de transdutores, eq. (3.24), pág. 105.

- m Relação de densidades, $m = \rho_p / \rho_w$ (Capítulo 2), eq. (2.32), pág. 70.
- m Índice do transdutor [Pa], eq. (3.23), pág. 105.
- n Vetor unitário que representa a direção normal a uma superfície, eq. (4.2), pág. 124.
- N Número de amostras, eq. (5.6), pág. 156.
- n Relação de velocidades, $n = c_w / c_p$ (Capítulo 2), eq. (2.32), pág. 70.
- n Índice das amostras de um sinal discretizado, eq. (5.6), pág. 156.
- N_0 Densidade espectral de potência unilateral do ruído, eq. (5.2), pág. 154.
- $n_m(t)$ Componente de ruído de um transdutor m [Pa], eq. (3.23), pág. 105.
- $p(t)$ Pressão sonora [Pa], eq. (2.0), pág. 56.
- \bar{p} Pressão estática do ambiente [Pa], eq. (2.0), pág. 56.
- \tilde{p} Amplitude complexa da pressão sonora, eq. (2.7), pág. 58.
- P Potência sonora [W], eq. (2.12), pág. 59.
- P_a Potência acústica [W], eq. (3.11), pág. 95.
- p_d Pressão direta (do caminho direto de propagação) [Pa], eq. (4.5), pág. 125.
- P_e Potência elétrica [W], eq. (3.12), pág. 95.

p_{in}	Pressão de referência para função de transferência [Pa] (Capítulo 2), eq. (2.18), pág. 62.
P_i	Potência incidente [W], eq. (2.33), pág. 71.
p_i	Pressão incidente [Pa], eq. (4.3), pág. 124.
p_{out}	Pressão de interesse para função de transferência [Pa], eq. (2.18), pág. 62.
p_{ref}	Pressão sonora de referência, igual a 20 μ Pa para o ar e 1 μ Pa para a água, eq. (2.13), pág. 59.
p_{rms}	Valor RMS da pressão sonora [Pa], eq. (2.11), pág. 59.
$P_{ruído}$	Potência do ruído [W], eq. (5.1), pág. 154.
P_{sinal}	Potência do sinal [W], eq. (5.1), pág. 154.
p_s	Pressão refletida [Pa], eq. (4.2), pág. 124.
$p_t(t)$	Pressão total [Pa], $p_t(t) = p(t) + \bar{p}$, eq. (2.0), pág. 56.
$p_m(t)$	Pressão sonora no transdutor m [Pa], eq. (3.23), pág. 105.
Q	Matrix de rotação de Euler, eq. (5.13), pág. 176.
r	Vetor raio [m], representa uma distância no espaço. $r = (x, y, z)$, eq. (2.2), pág. 56.
R	Coefficiente de reflexão, eq. (2.31), pág. 67.
r	Raio, distância [m], eq. (2.3), pág. 57.
r_{in}	Raio de referência para função de transferência [m] (Capítulo 2), eq. (2.18), pág. 62.
r_i	Distância percorrida pela onda incidente [m], eq. (4.12), pág. 128.

r_{out}	Raio de interesse para função de transferência [m], eq. (2.18), pág. 62.
r_s	Distância percorrida pela onda refletida [m], eq. (4.12), pág. 128.
R_{xy}	Correlação cruzada, eq. (5.5), pág. 156.
S	Área [m ²], eq. (2.33), pág. 71.
s	Entropia, eq. (2.27), pág. 65.
$s(t)$	Sinal em função do tempo, eq. (3.23), pág. 105.
$s^{\mathcal{H}}(t)$	Sinal resultante da transformada de Hilbert, eq. (5.9), pág. 167.
$s^{\text{B}}(n, \theta)$	Sinal obtido pelo processo de <i>beamforming</i> para o ângulo θ , eq. (6.22), pág. 217.
$s^{\text{e}}(t)$	Sinal emitido pelo projetor, eq. (6.16), pág. 215.
$s^{\text{f}}(t)$	Sinal filtrado, eq. (5.9), pág. 167.
$s^{\text{i}}(t)$	Sinal de entrada do filtro, eq. (5.10), pág. 168.
$s^{\text{o}}(t)$	Sinal de saída do filtro, eq. (5.10), pág. 168.
$s_m(t)$	Sinal medido pelo hidrofone m , eq. (6.10), pág. 211.
$s_m^{\text{A}}(t)$	Sinal analítico, eq. (6.17), pág. 216.
$s_m^{\text{C}}(n, \theta)$	Sinal corrigido do hidrofone m para o ângulo θ , eq. (6.21), pág. 217.
$s_m^{\text{M}}(t)$	Sinal resultante do processo de <i>matched filtering</i> , eq. (6.16), pág. 215.

$s_m^S(n, \theta)$	Sinal atrasado do hidrofone m para o ângulo θ , eq. (6.20), pág. 216.
T	Período [1/s], pág. 133.
T	Temperatura [°C] (Capítulo 2), eq. (2.30), pág. 66.
t	Tempo [s], eq. (2.0), pág. 56.
t_p	Instante de ocorrência de um pico no sinal [s], eq. (5.11), pág. 173.
\mathbf{u}	Vetor velocidade de partícula [m/s], eq. (2.10), pág. 58.
U	Salinidade, eq. (2.30), pág. 66.
u	Velocidade de partícula [m/s], eq. (2.9), pág. 58.
\mathbf{v}	Vetor unitário apontado para a direção do feixe, eq. (5.14), pág. 177.
V	Volume [m ³], eq. (4.1), pág. 123.
v_d	Velocidade do dispositivo [m/s], eq. (5.15), pág. 179.
$\mathcal{W}(\cdot)$	Padrão de resposta do arranjo, eq. (6.1), pág. 200.
$W^A(\mathbf{k})$	Espectro de rugosidade aleatório, eq. (2.40), pág. 74.
$W_{1,2}^K(\mathbf{k})$	Espectro de rugosidade de Von Karman de uma ou duas dimensões, eq. (2.39), pág. 74.
w_m	Fator de ponderação do transdutor (<i>shading factor</i>), eq. (6.1), pág. 200.
$w_{1,2}$	Força espectral de uma ou duas dimensões, eq. (2.38), pág. 73.

$W_{1,2}(\mathbf{k})$	Espectro de rugosidade de potência de uma ou duas dimensões, eq. (2.38), pág. 73.
\mathbf{x}	Posição arbitrária no espaço [m], eq. (4.2), pág. 124.
\mathbf{x}_m	Posição do transdutor m [m], eq. (6.1), pág. 200.
\mathbf{x}_D	Posição do receptor no espaço [m], eq. (4.1), pág. 123.
\mathbf{x}_s	Posição da fonte no espaço [m], eq. (4.1), pág. 123.
\mathbf{x}'_s	Posição da fonte assumindo erros de movimentação [m], eq. (5.12), pág. 175.
$X(t)$	Sinal de excitação para correlação cruzada, eq. (5.5), pág. 156.
$Y(t)$	Sinal medido para correlação cruzada, eq. (5.5), pág. 156.
z	Distância entre o arranjo e o plano focal (Capítulo 6) [m], eq. (6.2), pág. 203.
$z(x)$	Perfil de rugosidade, eq. (2.40), pág. 74.
(x, y, z)	Coordenadas cartesianas [m], pág. 176.

Símbolos Gregos

α	Atenuação [nepers/m], eq. (2.23), pág. 63.
α	Ângulo de <i>roll</i> (Capítulo 6), eq. (5.13), pág. 176.
β	Ângulo de <i>pitch</i> (Capítulo 6), eq. (5.13), pág. 176.
γ	Ângulo de <i>yaw</i> (Capítulo 6), eq. (5.13), pág. 176.
$\gamma_{1,2}$	Expoente espectral de uma ou duas dimensões, eq. (2.38), pág. 73.

δf_m	Atraso de fase do sinal do hidrofone m [°], eq. (6.12), pág. 212.
δn_m	Atraso em número de amostras do hidrofone m [amostras], eq. (6.18), pág. 216.
δt_m	Tempo de atraso do sinal do hidrofone m [s], eq. (6.8), pág. 209.
ΔS	Área elementar [m ²], eq. (2.10), pág. 58.
$\Delta \Theta$	Passo entre os ângulos de incidência [°], eq. (4.13), pág. 129.
Δ_d	Contante que controla a largura de lóbulo na função de direcionalidade, pág. 134.
Δ_{eixo}	Resolução no eixo do arranjo [m], eq. (6.3), pág. 203.
Δ''_{eixo}	Resolução corrigida no eixo do arranjo [m], eq. (6.4), pág. 205.
Δ_f	Amostragem frequencial [S/s], pág. 133.
Δ_{long}	Resolução longitudinal [m], eq. (5.15), pág. 179.
Δ_{medido}	Resolução no eixo do arranjo medida através do PRA [m], pág. 203.
Δ_{radial}	Resolução radial [m], eq. (5.4), pág. 155.
Δ_{Ray}	Resolução de Rayleigh [m], eq. (6.2), pág. 203.
Δ_{trans}	Resolução transversal [m], pág. 203.
δ_t	Passo temporal para correlação cruzada [s], eq. (5.5), pág. 156.

δ_x	Projeção do feixe no eixo x [m], pág. 176.
δ_y	Projeção do feixe no eixo y [m], pág. 176.
δ_z	Projeção do feixe no eixo z [m], pág. 176.
$\overline{\delta t_m}$	Erro de truncagem para o hidrofone m [s], eq. (6.19), pág. 216.
δ	Vetor de projeções dos feixes [m], pág. 176.
ϵ	Parcela de potência espalhada pelo retroespalhamento [W], eq. (2.34), pág. 72.
θ	Ângulo de incidência [°], eq. (2.32), pág. 70.
Θ_{fin}	Ângulo do último raio de incidência [°], eq. (4.13), pág. 129.
Θ_{in}	Ângulo do primeiro raio de incidência [°], eq. (4.13), pág. 129.
θ_i	Ângulo de incidência incidente [°], eq. (2.33), pág. 71.
θ_s	Ângulo de incidência espalhado [°], eq. (2.34), pág. 72.
ϑ	Ângulo de incidência no plano tangente [°], eq. (4.6), pág. 126.
θ_i	Vetor de ângulos de incidência [°], eq. (4.13), pág. 129.
κ	Módulo volumétrico ou <i>Bulk modulus</i> , eq. (2.28), pág. 65.
κ	Módulo volumétrico ou <i>Bulk modulus</i> , eq. (2.30), pág. 66.
λ	Comprimento de onda, eq. (2.8), pág. 58.
η_{ea}	Eficiência eletroacústica, eq. (3.12), pág. 95.

ρ	Densidade do meio [kg/m^3], eq. (2.9), pág. 58.
ρ_p	Densidade do sedimento [kg/m^3], pág. 70.
ρ_w	Densidade da água [kg/m^3], pág. 70.
$\sigma_b(\theta_i)$	Secção transversal de retroespalhamento, eq. (2.36), pág. 72.
$\sigma_s(\theta_i, \theta_s)$	Secção transversal de espalhamento, eq. (2.36), pág. 72.
τ	Tamanho do pulso sonoro [s], eq. (5.3), pág. 154.
$\Phi(\theta_i, \theta_s)$	Distribuição angular, eq. (2.34), pág. 72.
ϕ_i	Ângulo de ataque incidente [$^\circ$], pág. 68.
ϕ_r	Ângulo de ataque refletido [$^\circ$], pág. 68.
φ	Inclinação da superfície [$^\circ$], eq. (4.11), pág. 128.
ω	Frequência angular [rad/s], $\omega = 2\pi f$, eq. (2.7), pág. 58.
χ	Ângulo de reflexão no plano tangente [$^\circ$], eq. (4.8), pág. 127.

Operadores Matemáticos e Convenções

$(\cdot)^*$	Operador complexo conjugado, eq. (5.6), pág. 156.
$\cdot * \cdot$	Operação de convolução entre dois sinais, eq. (6.16), pág. 215.
$[\cdot : \cdot : \cdot]$	Vetor no qual o primeiro valor representa o ponto inicial, o segundo representa o intervalo entre os valores e o terceiro o último valor, eq. (4.13), pág. 129.
$ \cdot $	Valor absoluto, eq. (2.31), pág. 67.

- $\partial(\cdot)$ Operador diferencial parcial, eq. (2.2), pág. 56.
- $d(\cdot)$ Operador diferencial, eq. (2.12), pág. 59.
- dB Escala decibel, pág. 59.
- $E[\cdot]$ Valor esperado de uma variável aleatória, eq. (5.5), pág. 156.
- $e(\cdot)$ Função exponencial, onde $e^{(1)} \approx 2,7182$, eq. (2.7), pág. 58.
- $\exp(\cdot)$ Função exponencial, igual à $e^{(\cdot)}$, eq. (2.23), pág. 63.
- $FT^{-1}\{\cdot\}$ Transformada Inversa de Fourier, eq. (2.40), pág. 74.
- $\Gamma(\cdot)$ Função Gama, eq. (C.7), pág. 282.
- $H\{\cdot\}$ Transformada de Hilbert, eq. (5.9), pág. 167.
- $\int \cdot$ Integral, eq. (2.12), pág. 59.
- $\text{Im}\{\cdot\}$ Retorna a parte imaginária de um número, eq. (C.12), pág. 283.
- $\text{int}\{\cdot\}$ Parte inteira do número avaliado (menor inteiro próximo), eq. (6.18), pág. 216.
- j Variável complexa, $j = \sqrt{-1}$, eq. (2.7), pág. 58.
- $\log_{10}(\cdot)$ Logaritmo na base dez, eq. (2.13), pág. 59.
- ∇^2 Operador laplaciano, eq. (2.2), pág. 56.
- $\text{Re}\{\cdot\}$ Retorna a parte real de um número, eq. (C.14), pág. 283.

Acrônimos e Abreviaturas

2D	Duas dimensões, pág. 46.
3D	Três dimensões, pág. 89.
<i>asdiscs</i>	“ <i>anti submarine division — ics</i> ”, pág. 80.
AG	Ganho do arranjo [dB], eq. (3.5), pág. 93.
AUV	<i>Autonomous underwater vehicle</i> , ou veículo subaquático autônomo, em tradução livre, pág. 87.
BL	Perda de fundo [dB], eq. (2.31), pág. 67.
BS	Força de retroespalhamento [dB], eq. (2.37), pág. 72.
CHIRP	<i>Compressed High-Intensity Radiated Pulse</i> , ou pulso radiado comprimido de alta intensidade em tradução livre, pág. 155.
DHM	<i>Discrete Huygens Modeling</i> , ou modelagem discretizada de Huygens em tradução livre, pág. 98.
DI	Índice de direcionalidade [dB], eq. (3.1), pág. 90.
DOA	<i>Direction of arrival</i> ou direção de chegada, em tradução livre, pág. 82.
DSB	<i>Delay-and-Sum Beamforming</i> ou algoritmo de atraso-e-soma em tradução livre, pág. 211.
DT	Limite de detecção [dB], eq. (3.1), pág. 90.
EL	Nível do eco [dB], eq. (3.7), pág. 94.
EMI	Interferência eletromagnética, pág. 102.

FEM	<i>Finite Element Method</i> ou método de elementos finitos, pág. 120.
FM	<i>Frequency modulated</i> ou modulado na frequência em tradução livre, pág. 160.
GL	Perda geométrica [dB], eq. (2.15), pág. 61.
GL _c	Perda geométrica para propagação cilíndrica [dB], eq. (2.20), pág. 63.
GL _s	Perda geométrica para propagação esférica [dB], eq. (2.16), pág. 62.
GPS	<i>Global Positioning System</i> , ou sistema de posicionamento global, em tradução livre., pág. 152.
IMU	<i>Inertial Measurement Unit</i> , dispositivo responsável pela medição da movimentação do barco, pág. 176.
NIS	Nível de intensidade sonora [dB], eq. (2.14), pág. 59.
NL	Nível de ruído [dB], eq. (3.1), pág. 90.
NMEA	<i>National marine electronics association</i> ou associação nacional de eletrônica marinha, em tradução livre, pág. 152.
NPS	Nível de pressão sonora [dB], eq. (2.13), pág. 59.
ONU	Organização das Nações Unidas, pág. 50.
PRA	Padrão de resposta do arranjo, pág. 201.
PSF	<i>Point spread function</i> ou função de espalhamento pontual, em tradução livre, pág. 201.
PSU	<i>Practical Salinity Unit</i> ou unidade prática de salinidade, em tradução livre. , eq. (2.30), pág. 66.

PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> , ou modulação por largura de pulso, em tradução livre, pág. 152.
RADAR	<i>Radio detection and ranging</i> , ou detecção e telemetria por rádio, em tradução livre, pág. 78.
ROV	<i>Remotely operated underwater vehicle</i> , ou veículo submarino operado remotamente, em tradução livre., pág. 87.
S/N	Relação sinal-ruído linear, eq. (3.4), pág. 93.
S/N _{arr.}	Relação sinal-ruído linear do arranjo, eq. (3.22), pág. 105.
S/N _{trans.}	Relação sinal-ruído linear do do transdutor, eq. (3.22), pág. 105.
SAS	Sonar de abertura sintética, eq. (3.25), pág. 110.
SE	Excesso de sinal [dB], eq. (3.6), pág. 93.
SL	Nível da fonte [dB], eq. (3.1), pág. 90.
SNR	Relação sinal-ruído [dB], eq. (3.3), pág. 91.
SONAR	Do inglês <i>Sound Navigation and Ranging</i> , ou “navegação e determinação de distância pelo som”, em português, pág. 46.
SS	Força de espalhamento biestática [dB], eq. (C.1), pág. 280.
TA	Área de cobertura [dB], eq. (3.3), pág. 91.
TF _c	Função de transferência para amplitude durante a propagação cilíndrica, eq. (2.22), pág. 63.
TF _s	Função de transferência para amplitude durante a propagação esférica, eq. (2.18), pág. 62.

TL	Perda de transmissão [dB], eq. (3.1), pág. 90.
TS	Força de reflexão [dB], eq. (3.1), pág. 90.
U-boats	Acrônimo para <i>Undersea boats</i> , derivado do alemão <i>U-boot</i> (ou <i>Unterseeboot</i>). Submarinos militares utilizados pela Alemanha durante a Primeira e Segunda Guerra Mundial., pág. 79.
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina, pág. 51.
ZEE	Zona Econômica Exclusiva, pág. 50.

Símbolos do Apêndice

A	Matriz de amplitude do eco, eq. (B.7), pág. 278.
BS	Matriz de retroespalhamento, eq. (B.7), pág. 278.
C	Variável para o cálculo do corte transversal de espalhamento por pequenas perturbações, eq. (C.9), pág. 282.
C_h^2	Função estrutural da rugosidade, eq. (C.7), pág. 282.
D	Matriz de profundidade de uma região, eq. (B.7), pág. 278.
d	Distância entre dois transdutores adjacentes em um arranjo [m], eq. (D.4), pág. 287.
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de ordem zero, eq. (C.4), pág. 281.
K	Variável para o cálculo do corte transversal de espalhamento dado pelo modelo de pequenas perturbações, eq. (C.11), pág. 282.
k'_1	Projeção do vetor k_2 no vetor k_1 [m], eq. (D.6), pág. 288.

K_{\min}^0	Posição do primeiro zero do PRA [m], eq. (D.9), pág. 289.
L	Distância entre os transdutores extremos de um arranjo [m], eq. (D.4), pág. 287.
L'	Tamanho efetivo do arranjo (considerando transdutores como um elemento) [m], eq. (D.4), pág. 287.
q	Variável para o cálculo do corte transversal de espalhamento pelo modelo de Kirchhoff, eq. (C.5), pág. 281.
TL	Matriz de perda de transmissão, eq. (B.6), pág. 277.
$W_{pp}(k)$	Espectro de flutuações de densidade no sedimento, eq. (C.15), pág. 283.
x_m	Posição do transdutor m no eixo x [m], eq. (D.3), pág. 286.
β	Variável para o cálculo do corte transversal de espalhamento pelo modelo de Kirchhoff, eq. (C.6), pág. 281.
Δ	Cateto formado entre k'_1 e o vetor k_2 [m], eq. (D.6), pág. 288.
Δ'	Cateto formado entre o vetor k_1 e a projeção do vetor k_2 [m], eq. (D.6), pág. 288.
Δ''_{eixo}	Resolução do arranjo corrigida para o número de transdutores e a frequência [m], eq. (D.13), pág. 290.
Δ'_{eixo}	Resolução do arranjo corrigida para o número de transdutores [m], eq. (D.5), pág. 287.

- Δ_r Variação dos componentes transversais do número de onda em consequência do espalhamento, eq. (C.3), pág. 281.
- Δ_z Variação dos componentes verticais do número de onda em consequência do espalhamento, eq. (C.3), pág. 281.
- $\bar{\Delta}$ Magnitude das variação dos componentes do número de onda devido ao espalhamento, eq. (C.3), pág. 281.
- κ Variável para o cálculo do corte transversal de espalhamento dado pelo modelo de pequenas perturbações, eq. (C.10), pág. 282.
- \varkappa Relação entre o número de onda imaginário e o número de onda real para o sedimento, eq. (C.11), pág. 282.
- μ Relação entre a compressibilidade e a densidade de flutuações no sedimento, eq. (C.14), pág. 283.
- ϕ Largura de lóbulo do arranjo [°], eq. (D.6), pág. 288.
- ϕ_s Ângulo biestático [°], eq. (C.1), pág. 280.
- σ_{br} Corte transversal de espalhamento da superfície, eq. (C.1), pág. 280.
- σ_{br} Corte transversal de espalhamento do volume, eq. (C.1), pág. 280.
- σ_{kr} Corte transversal de espalhamento da superfície fornecido pelo modelo de Kirchhoff, eq. (C.2), pág. 280.
- σ_{pr} Corte transversal de espalhamento da superfície fornecido pelo modelo de pequenas perturbações, eq. (C.2), pág. 280.

- σ_v Espalhamento do volume de sedimento, eq. (C.12),
pág. 283.
- ζ Constante de interpolação, eq. (C.2), pág. 280.

1 Introdução

Segundo a Agenda 21¹ [1], o ambiente marinho — composto pelos oceanos e todos os mares, bem como as zonas costeiras adjacentes — forma um todo integrado que é um componente essencial do sistema que possibilita a existência de vida sobre a Terra. Os oceanos — que compõem a parte majoritária desse ambiente — possuem diversas regiões que ainda não foram devidamente investigadas, podendo conter desde recursos naturais inexplorados e novas espécies até dados desconhecidos a respeito da formação da Terra. Esse cenário, no entanto, vem sofrendo alterações no decorrer das últimas décadas. As explorações de recursos naturais dos oceanos — como a extração de petróleo das plataformas continentais e a geração de energia através do movimento das ondas — têm crescido constantemente. Com isso, há necessidade de se estudar e entender o ambiente submarino, de forma a aperfeiçoar as técnicas de exploração, identificar alterações prejudiciais no ambiente, propor novas soluções ou até recuperar regiões danificadas pela ação indevida do ser humano. Atividades antigas como a pesca, por exemplo, cada vez mais se utilizam da tecnologia para aumentar sua produtividade, o que vem causando desequilíbrio em vários ecossistemas. Assim, o estudo e compreensão do ambiente marinho e de seu funcionamento é essencial para o entendimento e manutenção da geologia e da biologia de nosso planeta.

Nesse contexto, é vital o desenvolvimento de sistemas para o

¹ A Agenda 21 é um documento criado na conferência Rio-92 que estabelece a importância de cada país a se comprometer e cooperar no estudo de soluções para os problemas socioambientais.

estudo, exploração e monitoramento de ambientes marinhos, tanto no que concerne ao processo de exploração dos recursos, quanto no sentido de vistoriá-lo e garantir que não seja prejudicial ao meio ambiente. Dentre eles, o sonar² é um instrumento que se destaca por sua relativa simplicidade e robustez [2]. Sua gama de aplicações se estende desde a sua função original — a localização de submarinos — até outras, como o auxílio na navegação, medições de perfis geológicos, medições de profundidade, pesca, entre outros.

Este trabalho será focado no projeto de dispositivos e de algoritmos de sonar utilizados para o monitoramento de perfis do substrato marinho, principalmente em águas rasas. Serão desenvolvidos algoritmos capazes de criar imagens 2D do fundo do mar de forma a auxiliar medições batimétricas e a detecção de objetos ali depositos. O estudo de sistemas de monitoramento, porém, requer antes de tudo um conhecimento do meio que se deseja monitorar. Assim, é importante formar um conhecimento básico a respeito do ambiente marinho em geral e estudar as particularidades da região onde o sistema irá operar.

1.1 O ambiente marinho

O entendimento do ambiente marinho é essencial para a solução de muitos dos problemas envolvendo acústica submarina. O oceano é um ambiente complexo e que pode ser classificado de acordo com diferentes parâmetros, como geológicos, físicos, biológicos e químicos. Além disso, esses parâmetros influenciam não só na classificação das diferentes regiões oceânicas, mas na sua própria dinâmica e interação com outros sistemas aquáticos e com as interfaces terrestre e atmosférica.

Do ponto de vista geológico, é possível separar o oceano em zonas de acordo com sua profundidade e topografia. A partir do nível do mar, na margem continental, até cerca de 200 m de profundidade se estende uma região com um baixo ângulo de

² Acrônimo para *Sound Navigation and Ranging* — ou “navegação e determinação de distância pelo som”, em português.

inclinação costeira, chamada de plataforma continental. No final da plataforma, por volta dos 200 m, existe um ponto que é chamado de quebra da plataforma, a partir de onde ocorre um aumento mais abrupto na inclinação da vertente continental. Essa inclinação acentuada é chamada de talude continental, e se prolonga até cerca de 2.000 m a 3.000 m de profundidade. A inclinação, então, volta a ser menos acentuada, numa região chamada de sopé continental. Ela faz a ligação entre o talude e a planície abissal — uma longa extensão caracterizada por sua grande profundidade (entre 2.000 m e 6.000 m) e pequena inclinação. A planície abissal ainda pode ser cortada por regiões de extrema profundidade, chamadas de zona hadal que podem ter até 11.000 m de profundidade [3, 4]. Uma famosa zona hadal é a Fossa das Marianas, o ponto mais profundo da crosta terrestre, com mais de 11.000 m de profundidade.

Cada uma dessas regiões apresenta características distintas quanto aos parâmetros físicos (propagação de ondas, gradientes de temperatura, concentração de solutos, etc.) e quanto à composição biológica. As técnicas de sonar desenvolvidas nesse trabalho serão aplicadas à plataforma continental. Informações a respeito das outras regiões podem ser encontradas em Garrison [5].

A região da plataforma continental é composta majoritariamente por áreas costeiras. Essas áreas constituem ambientes complexos, pois representam fisicamente uma interface tripla: atmosfera, continente e oceano. Ventos, ondas, marés e correntes são alguns dos agentes da natureza que atuam nesses ambientes promovendo transformações de proporção geológica, de engenharia e de eventos nas mais diferentes escalas de tempo [6]. As áreas costeiras tem também sua própria divisão de regiões, porém essas zonas não são padronizadas. Geralmente são divididas em divisões geológicas e hidrodinâmicas, mas as definições podem variar de autor para autor. As divisões utilizadas nesse trabalho são baseadas no modelo descrito por Inman em 1971 [7]. A Figura 1.1 mostra uma seção transversal de uma área costeira, com a descrição de suas zonas.

Nesse contexto, pode-se realizar a definição de águas rasas de

acordo com as descrições já feitas e com as características do trabalho. O conceito de águas rasas utilizado no decorrer do texto será o mesmo definido por Katsnelson, Petnikov e Lynch em [8] e se refere à região posterior a zona de surfe que se estende até a quebra da plataforma, podendo chegar em alguns casos até o começo do talude continental (até 500 m de profundidade).

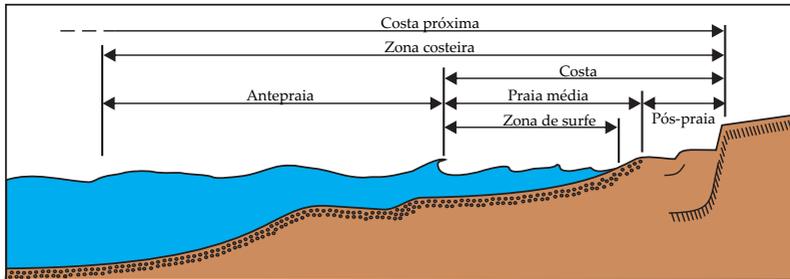


Figura 1.1.: Seção transversal da costa do litoral, evidenciando as zonas costeiras (adaptado de [9]).

Outros elementos importantes do ponto de vista geológico são os sedimentos que formam o substrato marinho. O tipo de sedimento que irá compor o substrato depende do aporte geológico sedimentar, de fatores físicos como correnteza, temperatura e pressão do ambiente e também da vida marinha no local. As características dos sedimentos dependem de seu tamanho de grão, composição, presença de bolhas de ar, grau de saturação de água, entre outros. Na prática, tais fatores irão influenciar o espalhamento e a absorção da onda sonora ao atingir o fundo do oceano, intervindo diretamente no sinal que será captado pelo sonar (mais informações podem ser encontradas em [10]).

Do ponto de vista dos parâmetros físicos, a mais comum divisão do oceano é feita de acordo com as zonas fóticas³. No ambiente marinho a luz viaja apenas por distâncias relativamente pequenas, tornando a maior parte do oceano quase completamente escura [4].

³ A separação por zonas fóticas é feita de acordo com a quantidade de luz presente no meio. Uma zona é considerada eufótica caso a quantidade de luz presente seja suficiente para a realização de fotossíntese. Caso contrário a zona é considerada afótica.

Isso ocorre devido à alta atenuação das ondas eletromagnéticas na água causadas, principalmente, pelas perdas por absorção. O som, por outro lado, propaga-se de forma muito mais eficiente na água do que no ar. Sons de baixa frequência (da ordem de 1 Hz a 10 Hz) podem viajar por milhares de quilômetros na água sem esvanecer. Mesmo para frequências mais altas (até 300 kHz) a audibilidade do som na água excede a máxima visibilidade da luz em até seis ordens de grandeza [11]. Este é o principal motivo pela preferência na utilização de sistemas baseados em som frente aos baseados em ondas eletromagnéticas, quando o meio em questão é a água.

Outros parâmetros físicos são importantes quando se trata da propagação sonora nos oceanos. Diferentes regiões da superfície marinha podem ter consideráveis variações de salinidade e temperatura. Esses parâmetros também podem variar com a profundidade, que também gera variações na pressão ambiente. Juntos, esses três parâmetros são os principais responsáveis por definir a velocidade de propagação do som na água. Suas variações podem gerar gradientes consideráveis nessa velocidade que, por sua vez, podem ser alterados pelas correntes marinhas. Se não medidas e consideradas, as mudanças de velocidade de propagação do som podem causar erros graves em medições.

Por fim, é importante lembrar da biologia marinha e manter em mente que os oceanos são repletos de vida. A forma com a qual o som se propaga pode se alterar devido a presença de fitoplâncton ou de bolhas geradas por seres vivos ou em decomposição, a presença de recifes de corais pode alterar o modo de reflexão e absorção do som ao chegar no fundo do mar, cardumes podem refletir ondas de alta frequência e a comunicação dos golfinhos, por exemplo, pode gerar ruído nas medições feitas por hidrofones. Por outro lado, os pulsos gerados por um dispositivo de sonar podem influenciar a comunicação de animais como baleias e golfinhos e causar intromissões no ecossistema local. Dessa forma, é imprescindível o conhecimento básico do ambiente de análise, de forma a se realizar uma medição confiável e segura para o ser humano e os seres marinhos.

1.2 Motivação

O Brasil detém a 12^a maior zona marítima de exploração do mundo, possuindo pouco mais de 3,5 milhões de quilômetros quadrados de Zona Econômica Exclusiva (ZEE), área que representa quase metade de todo o território terrestre nacional. Desde 2004 o governo nacional pleiteia junto a ONU o aumento dessa área para 4,5 milhões de quilômetros quadrados, o que levaria o Brasil a possuir a 8^a maior ZEE mundial [12].

A busca pelo aumento da Zona Econômica Exclusiva brasileira acompanha uma crescente preocupação governamental com sua fronteira marítima. As principais razões para isso são as demandas econômicas das últimas décadas. A descoberta e exploração do Pré-Sal [13] impulsionaram a necessidade de uma melhor exploração, monitoramento e defesa do território marítimo nacional. Outros sinais dessa preocupação podem ser vistos em outros projetos governamentais, como a Operação Amazônia Azul [14] e a construção do primeiro submarino nuclear brasileiro [15].

Nesse contexto, o estudo de ambientes marinhos e de técnicas para seu monitoramento e exploração vem sendo de grande interesse. Durante décadas, esse campo de estudo se limitou principalmente à Marinha do Brasil, responsável pela maior parte da pesquisa científica nesse tema. O ambiente subaquático é de extrema complexidade, sendo o estudo de seu comportamento e de técnicas para seu monitoramento um grande desafio. Isso, somado à crescente demanda por conhecimento nessa área, gerou um incentivo para aproximar a academia desse campo de estudos.

Em função disto, em 2013 surgiu na UFSC um grupo de pesquisas em acústica submarina que tem como intuito desenvolver tecnologias para o estudo e monitoramento de regiões subaquáticas. Como objetivo, o grupo busca desenvolver um sistema adaptado à águas rasas para o mapeamento e determinação da profundidade não só do fundo marinho, mas das camadas de substrato abaixo dele. Esse tipo de medição pode ser de grande importância para diversas atividades navais, como a construção de portos e hidrovias, a arqueologia submarina e, principalmente, a localização

e monitoramento de dutos de petróleo enterrados, tarefa que ainda utiliza métodos invasivos que necessitam de contato direto com o substrato.

Este trabalho, sendo o primeiro de pós-graduação do grupo, visa construir o conhecimento básico a respeito de sonares, bem como abordar os estudos iniciais para o desenvolvimento de dispositivos de sonar. Assim, o trabalho fornece uma base sólida, além do desenvolvimento da maturidade do grupo, para o desenvolvimento futuro de dispositivos aprimorados, que incluem um sistema de medição sísmica em três dimensões. Esses dispositivos irão incorporar alguns dos algoritmos aqui detalhados. Dessa forma, é essencial a geração de ferramentas flexíveis, que permitam simulações e estudos de diferentes configurações de sonares, bem como o desenvolvimento de um embasamento científico que irá nortear futuros estudos.

1.3 Objetivos e contribuições

O objetivo deste trabalho é o estudo e desenvolvimento de ferramentas numéricas que possam ser utilizadas no desenvolvimento de sistemas de monitoramento do substrato, assim como a implementação de algoritmos que possam ser diretamente implantados nesses dispositivos. As teorias de penetração e migração⁴ [16], assim como de propagação em águas rasas [8] não serão diretamente abordadas nesse trabalho, mas servirão como pano de fundo no desenvolvimento dos algoritmos, de forma que o sistema final esteja preparado para lidar com elas.

Assim, fazem parte do escopo desse trabalho a simulação da propagação acústica em águas rasas, o estudo de sinais de excitação que podem ser utilizados pelos sonares e suas vantagens, métodos de filtragem de ruído, os métodos de imageamento e localização do fundo marinho, algoritmos para correção dos efeitos da movimentação da embarcação e o agrupamento de informações e equações que facilitem o projeto de novos dispositivos.

⁴ Estudo dos modelos de propagação e reflexão de ondas sonoras dentro das camadas do substrato.

1.3.1 Contribuições

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de um *software* que agrupa todas as funções descritas de forma clara e intuitiva, que possa ser utilizado tanto no estudo dos conceitos de acústica submarina, bem como de forma mais avançada para o projeto de dispositivos de sonar. Além disso, objetiva-se que o documento apresentado seja também uma referência inicial para novos pesquisadores na área de sonar.

1.3.2 Objetivos específicos

Para cumprir tal finalidade, este trabalho possui os seguintes objetivos específicos:

- Elaboração de um documento com uma revisão detalhada e completa, que sirva como referência na língua portuguesa para futuros trabalhos;
- Desenvolvimento de uma ferramenta de simulação de propagação acústica em águas rasas, capaz de gerar dados sintéticos que possam ser utilizados para testar e validar algoritmos de sonar;
- Desenvolvimento de um algoritmo de sonar de feixe único capaz de realizar medições batimétricas;
- Desenvolvimento de um algoritmo de sonar de múltiplos feixes capaz de realizar medições batimétricas;
- Desenvolvimento de um algoritmo de compensação dos efeitos movimentação relativa do barco;
- Desenvolvimento de um *software* que agrupa todas as rotinas e algoritmos implementados, que ficará disponível para os futuros membros do grupo.

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em 7 capítulos e 5 Apêndices. Os primeiros três capítulos introduzem as bases para o bom entendimento do trabalho e os quatro capítulos seguintes descrevem os desenvolvimentos realizados. Assim, os capítulos estão organizados da seguinte forma:

Capítulo 1: Introduz os conceitos básicos de sonar e do ambiente marinho. Apresenta as motivações, contribuições e objetivos da pesquisa.

Capítulo 2: Apresenta a revisão dos principais conceitos matemáticos e físicos necessários para o entendimento dos temas apresentados no trabalho.

Capítulo 3: Traz uma revisão detalhada do princípio de funcionamento de dispositivos de sonar, bem como de sua utilização e do *estado da arte* dessa área.

Capítulo 4: Descreve o algoritmo utilizado para simulação da propagação acústica em ambiente submarino. Traz também a derivação matemática do método, bem como sua validação e análise dos resultados gerados por ele.

Capítulo 5: Neste capítulo são apresentados as principais etapas no processamento de sonares de feixe único. Alguns dos algoritmos descritos serão posteriormente utilizados nos sonares de múltiplos feixes. No final do capítulo são apresentados resultados para dados simulados e algumas considerações a respeito dos algoritmos desenvolvidos.

Capítulo 6: Descreve o funcionamento de sonares de múltiplos feixes, com enfoque na teoria de *beamforming* e no método de imageamento. Apresenta resultados obtidos para dados simulados e conclusões a respeito dos algoritmos implementados.

Capítulo 7: Apresenta as considerações finais do trabalho, fazendo um apanhado das principais conclusões obtidas ao longo do documento. Após isso, apresenta algumas recomendações e temas para futuros trabalhos.

Os itens pós-textuais incluem:

Apêndice A: Descreve os *software* desenvolvidos.

Apêndice B: Exemplifica numericamente o uso da equação do sonar.

Apêndice C: Descreve o modelo de Jackson, modelo utilizado para a simulação de dados de sonar de varredura lateral.

Apêndice D: Apresenta a dedução da nova equação da resolução de Rayleigh de um arranjo de transdutores desenvolvida nesse trabalho.

Apêndice E: Apresenta resultados complementares dos algoritmos desenvolvidos no trabalho.

Devido ao formato do documento impresso e ao nível de detalhes de muitos dos gráficos apresentados, a versão eletrônica deste trabalho foi criada com imagens vetoriais em alta definição. Dessa maneira é possível ampliar as figuras de forma a observar e compreender melhor os dados expostos.

2 Formulação acústica

Este capítulo descreve de forma sucinta uma série de conceitos fundamentais para a compreensão dos capítulos seguintes. Leitores familiarizados com esses conceitos podem continuar a leitura a partir do Capítulo 3.

A formulação básica da equação da onda em fluidos homogêneos e isotrópicos é descrita, bem como sua solução. Em seguida, são descritas as principais características da propagação sonora em um ambiente marinho e da interação dessas ondas com o substrato. Por fim, alguns modelos de representação do fundo são apresentados.

2.1 Onda sonora e propagação sonora

O som é antes de mais nada uma onda que transporta energia, caracterizada por flutuações de pressão em um meio compressível. Seu meio de transmissão mais estudado é o ar atmosférico, mas pode ocorrer também em líquidos e sólidos. Durante a propagação do som ocorre a variação da velocidade das partículas do meio. Assim, a transmissão das ondas de pressão se dá pela troca de movimento devido a interação sucessiva das partículas umas com as outras. Dessa forma, o som pode ser representado por uma sucessão de compressões e rarefações do meio em que se está propagando [17].

No ar, a variação da pressão que atinge nossas orelhas gera a sensação de som que estamos acostumados. Na água a variação da pressão ambiente pode ser percebida pela fauna local, por sensores instalados no meio ou também pelo ouvido humano. A amplitude das ondas sonoras, $p(t)$, dessa forma, é dada pela diferença entre a

pressão total percebida $p_t(t)$ e a pressão estática do ambiente \bar{p} , ou seja,

$$p(t) = p_t(t) - \bar{p}. \quad (2.1)$$

A Figura 2.1 ilustra o conceito da pressão sonora em um meio.

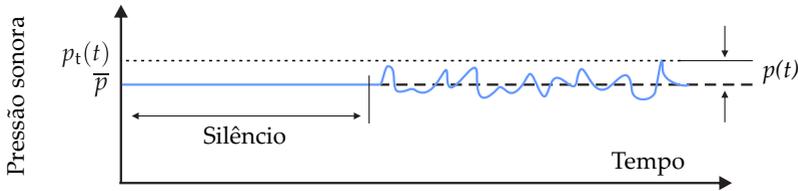


Figura 2.1.: Comportamento de uma onda de pressão sonora.

2.1.1 Equação da onda

Uma onda sonora gerada por uma fonte qualquer pode ser representada pela equação geral da onda, que em um fluido sem viscosidade e assumindo pequenas perturbações pode ser desenvolvida através de três leis fundamentais: conservação da massa, primeira lei da termodinâmica e conservação da quantidade de movimento, além de uma equação de estado [18]. A equação geral da onda em três dimensões para a pressão sonora no domínio do tempo é dada por

$$\nabla^2 p(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2}, \quad (2.2)$$

onde p é a pressão sonora, $\mathbf{r} = (x, y, z)$ ¹ é a distância entre a fonte radiadora e o ponto de observação, t é a variável temporal, c é a velocidade de propagação do som no meio e ∇^2 é o operador laplaciano. Nota-se que para casos em que $p(\mathbf{r}, t)$ é independente de duas dimensões espaciais a Equação (2.2) é reduzida à equação

¹ Nesse trabalho foi utilizada a convenção de que letras minúsculas em negrito representam vetores e letras maiúsculas em negrito representam matrizes.

unidimensional da onda plana. A derivação da equação da onda pode ser encontrada em Kinsler [18]. O operador laplaciano representa uma operação diferencial espacial, que em coordenadas cartesianas (x, y, z) pode ser dada por

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} , \quad (2.3)$$

em coordenadas esféricas (r, φ, θ) por

$$\nabla^2 = \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{\sin \varphi} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\sin \varphi \frac{\partial}{\partial \varphi} \right) + \frac{1}{\sin^2 \varphi} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \right) , \quad (2.4)$$

e em coordenadas cilíndricas (r, θ, z) por

$$\nabla^2 = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} . \quad (2.5)$$

A Equação (2.2) é linear e possui soluções particulares com argumento $(ct - r)$. A solução geral dessa equação utilizando coordenadas esféricas é dada por [18, 19]

$$p(\mathbf{r}, t) = \underbrace{\frac{1}{r} A_1(ct - r)}_{\mathbf{A}} + \underbrace{\frac{1}{r} A_2(ct + r)}_{\mathbf{B}} , \quad (2.6)$$

onde A_1 é a amplitude da onda divergente, que se afasta da origem, e A_2 é a amplitude da onda convergente, que se aproxima da origem. Considerando-se o efeito de causalidade, ou seja, o caso em que não há propagação antes da ativação da fonte, a parte **B** da Equação (2.6) passa a não ser uma solução adequada e a parte **A** é a única solução válida para a Equação (2.2).

Considerando uma representação harmônica² e assumindo uma onda divergente e simétrica, a Equação (2.6) pode ser escrita na forma

$$p(\mathbf{r}, t) = \frac{\tilde{p}}{r} e^{j\omega(t-r/c)} = \frac{\tilde{p}}{r} e^{j(\omega t - kr)} , \quad (2.7)$$

² A letra j foi utilizada para representar a variável complexa nesse trabalho.

assumindo as relações

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{e} \quad \lambda = \frac{c}{f}, \quad (2.8)$$

onde \tilde{p} é a amplitude complexa da pressão sonora dependente das condições de contorno, $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular, k é o número de onda e λ é o comprimento de onda.

2.1.2 Velocidade de partícula, intensidade, potência e nível de pressão sonora

A propagação de uma onda acústica ocorre através da interação sucessiva das partículas que compõem o meio, que tem sua velocidade alterada durante a propagação. Pada uma onda plana que assume um movimento harmônico a velocidade das partículas em um meio devido a passagem de uma onda de pressão sonora pode ser dada pela relação [18]

$$u(t) = \frac{p(t)}{\rho c} \quad (2.9)$$

onde u é a velocidade de partícula, ρ é a densidade do meio e c é a velocidade de propagação da onda no meio.

A propagação de uma onda acústica também implica no fluxo de energia na direção em que a onda está propagando. A intensidade sonora (I), em uma direção específica, é definida como a média temporal do fluxo de energia através de uma área [20], e pode ser obtida através da integração temporal da relação

$$\mathbf{p}u \cdot \Delta \mathbf{S} = \mathbf{i} \cdot \Delta \mathbf{S}, \quad (2.10)$$

onde \mathbf{u} é a velocidade de partícula, $\Delta \mathbf{S}$ é a área elementar e $\mathbf{i} \equiv \mathbf{p}u$ é o fluxo instantâneo de energia por unidade de área. A integração usada em conjunto com a Equação (2.9), assumindo uma onda plana em campo livre, leva a relação

$$I = \frac{p_{\text{rms}}^2}{\rho c}, \quad (2.11)$$

onde p_{rms} é o valor RMS da pressão sonora no tempo de análise, ρ é a densidade do meio e c é a velocidade de propagação da onda no meio.

A potência sonora representa o fluxo de energia que atravessa uma determinada área e pode ser obtida simplesmente pela integral da intensidade sobre a superfície [20], ou seja

$$P = \int_S \mathbf{I} \cdot d\mathbf{S}, \quad (2.12)$$

e para ondas planas³ se resume a $P = IS$.

A amplitude dos sinais acústicos de intensidade e pressão possuem uma ampla faixa de magnitude de valores e por esse motivo são normalmente apresentados em escala logarítmica. O nível de pressão sonora (NPS) é um dos níveis mais utilizados em acústica e é dado por

$$\text{NPS} = 20 \log_{10} \left(\frac{p_{\text{rms}}}{p_{\text{ref}}} \right), \quad (2.13)$$

onde p_{ref} é a pressão de referência, igual a 20 μPa para o ar [20]. Para aplicações de acústica submarina o valor de referência tipicamente utilizado é 1 μPa [11], convencionado pela marinha americana.

De forma análoga, o nível de intensidade sonora pode ser dado por

$$\text{NIS} = 10 \log_{10} \left(\frac{I}{I_{\text{ref}}} \right), \quad (2.14)$$

onde I_{ref} é a intensidade de referência, igual a 10^{-12} W/m^2 para o ar e $0,67 \times 10^{-18} \text{ W/m}^2$ para a água.

³ A onda plana pode ser interpretada como uma solução especial da equação geral da onda. Sua principal característica é que cada variável acústica possui amplitude e fase constantes em qualquer plano perpendicular a direção de propagação da onda [18].

2.2 Propagação sonora em ambiente marinho

O oceano pode ser considerado como um guia de ondas, limitado acima pela superfície do mar e abaixo pelo fundo do mar [21]. A água presente entre essas duas fronteiras atua como meio de propagação para ondas sonoras. Ao atingir uma das fronteiras parte de energia da onda é refletida, devido a diferença de impedância acústica entre os meios.

Durante a propagação da onda sonora ocorre o decaimento do NPS em função de dois mecanismos: a perda de energia decorrente da atenuação causada pelo meio, chamada perda por atenuação, e a conservação da energia contida numa frente de onda expansiva, chamada perda por propagação geométrica ou apenas perda geométrica.

2.2.1 Perda geométrica

A perda geométrica está associada a conservação de energia durante a propagação da onda. Considerando um pulso irradiado por uma fonte pontual em um meio tridimensional homogêneo, a potência radiada será igualmente distribuída ao longo de uma área esférica ao redor da fonte. Conforme a frente de onda propaga para distâncias mais afastadas da fonte, aumenta também a área da esfera. No entanto, a potência radiada permanece constante, forçando a energia a se espalhar ao longo dessa área e assim, diminuindo a intensidade sonora. Considerando o meio sem perdas, a intensidade acústica será inversamente proporcional à área da superfície de uma esfera para um dado raio [21].

No entanto, nem sempre a onda se propaga de forma esférica. Considerando o oceano um guia de ondas, ao atingir as fronteiras desse guia, ou seja, a superfície e o fundo do mar, a onda será refletida e passará a se propagar na forma de um cilindro. A escolha entre a propagação cilíndrica e esférica é definida pela relação entre o comprimento de onda e a profundidade do meio. Esse caso é muito mais notável em águas rasas, onde as fronteiras estão próximas entre si e não há muito espaço para a onda se propagar

esfericamente. Um exemplo clássico desse tipo de propagação são as ondas causadas por uma pedra jogada em um lago. Outro exemplo, típico da área de acústica submarina, é a simulação de ambientes em duas dimensões. Nesse caso a terceira dimensão, não utilizada no problema, é considerada constante e, dessa forma, as ondas que se propagam no ambiente de simulação se comportam de acordo com a propagação cilíndrica.

Tendo isso em vista, pode-se considerar dois tipos de propagação, cada qual com uma lei determinada para reger a perda geométrica: a propagação esférica e a propagação cilíndrica. A Figura 2.2 ilustra esses dois tipos possíveis de propagação no meio aquático.

Para determinar a perda geométrica para cada modo de propagação, pode-se definir inicialmente a perda geométrica como a relação entre a intensidade sonora em um ponto de observação e a intensidade no ponto de referência, definido arbitrariamente como a 1 m de distância da fonte sonora, em decibel. Essa relação pode ser escrita na forma

$$GL = -10 \log_{10} \left(\frac{I_{(r,z)}}{I_{r_0}} \right), \quad (2.15)$$

onde GL é a perda geométrica, $I_{(r,z)}$ é a intensidade sonora no ponto de interesse, a uma distância r e profundidade z , e I_{r_0} é a intensidade no ponto de referência.

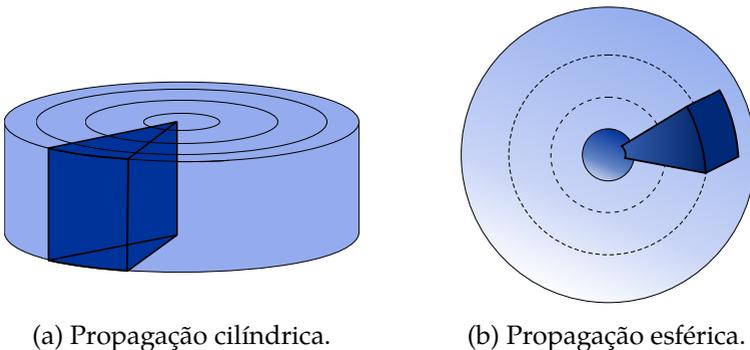


Figura 2.2.: Tipos de propagação em meio aquático.

Para o caso da propagação esférica, considera-se $I \propto 1/4\pi r^2$. Substituindo essa relação na Equação (2.15) e ignorando as perdas por atenuação, tem-se:

$$GL_s = -10 \log_{10} \left(\frac{4\pi r_0^2}{4\pi r^2} \right), \quad (2.16)$$

onde r_0 é o raio de referência, r é o raio (distância) de interesse e GL_s é a perda geométrica para propagação esférica. Resolvendo a Equação (2.16) e considerando $r_0 = 1$, chega-se a relação

$$GL_s = 20 \log_{10} (r). \quad (2.17)$$

Outra forma útil de representar a perda geométrica é através da relação de amplitudes de pressão entre os sinais de referência e de interesse. Para chegar a essa relação aplica-se a conservação de energia⁴

$$\frac{p_{in}^2}{\rho c} \cdot \frac{1}{4\pi r_{in}^2} = \frac{p_{out}^2}{\rho c} \cdot \frac{1}{4\pi r_{out}^2}, \quad (2.18)$$

onde p_{in} é a pressão sonora medida no ponto de referência, r_{in} é o raio de referência, p_{out} é a pressão medida no ponto de interesse, r_{out} é o raio de interesse, ρ é a densidade do meio e c é a velocidade do som do meio. Considerando $r_{in} = 1$, a relação de amplitudes para a propagação esférica é dada por

$$TF_s = \frac{p_{in}}{p_{out}} = \frac{1}{r}. \quad (2.19)$$

onde TF_s é a função de transferência a ser aplicada em um sinal para obter a queda de amplitude devido a propagação esférica em r metros.

De forma análoga, a perda por propagação cilíndrica pode ser calculada. Inicialmente, considera-se $I \propto 1/2\pi rL$, onde L é

⁴ Por convenção de representação de funções de transferência, utilizou-se o subscrito "in" para representar o dado de entrada e o subscrito "out" para representar o dado de saída.

o comprimento do cilindro. Substituindo a relação anterior na Equação (2.15), também ignorando a perda por atenuação, tem-se:

$$GL_c = -10 \log_{10} \left(\frac{2\pi r_0 L}{2\pi r L} \right). \quad (2.20)$$

onde GL_c é a perda geométrica para propagação cilíndrica.

Resolvendo a Equação (2.20), chega-se a

$$GL_c = 10 \log_{10} (r), \quad (2.21)$$

e, de forma análoga ao calculado para o caso de propagação esférica, pode-se chegar na relação de amplitudes de pressão, que é dada por

$$TF_c = \frac{p_{in}}{p_{out}} = \frac{1}{\sqrt{r}}. \quad (2.22)$$

onde TF_c é a função de transferência a ser aplicada em um sinal para obter a queda de amplitude devido a propagação cilíndrica em r metros.

2.2.2 Perda por atenuação

Além da perda geométrica, a perda por atenuação também é responsável pela diminuição da intensidade sonora ao longo da propagação. A perda por atenuação é causada principalmente por perdas volumétricas de absorção e devido ao espalhamento da onda sonora causado por partículas em suspensão no meio. De um modo geral, não é possível distinguir durante um experimento os efeitos causados pela absorção e pelo espalhamento, assim, ambos são considerados perdas por atenuação [11].

A atenuação sofrida por uma onda é calculada no campo distante e, dessa forma, é definida para uma onda plana através de uma equação diferencial que obedece a seguinte relação de decaimento:

$$\frac{dA}{dr} = -\alpha A \implies A = A_0 \exp(-\alpha r), \quad (2.23)$$

na qual A é a amplitude RMS⁵ na posição $r = 0$ e α é a atenuação, dada em Np/m⁶ [21]. Dessa forma, a perda por atenuação dessa onda em função da distância pode ser dada por:

$$AL = -20 \log_{10} \left(\frac{A_0 \exp(-\alpha r)}{A_0} \right) = 8,686 \alpha r, \quad (2.24)$$

onde r é a distância percorrida pela onda, dada em metros e AL é a perda por atenuação. O valor de α varia principalmente de acordo com a composição da água, e é fortemente dependente da frequência. Vários modelos já foram criados para aproximar o comportamento da atenuação na água, dentre eles se destacam o modelo de François-Garrison [23, 24], utilizado pela marinha americana, e o modelo de Thorp [25], que após ter sido aprimorado por Urick, que o combinou com o modelo de Horton [11, 26], se tornou a equação mais utilizada para a atenuação sonora na água salgada [27]. O modelo de Thorp é dado por:

$$\alpha = 3,3 \times 10^{-3} + \frac{0,11 f^2}{1 + f^2} + \frac{44 f^2}{4100 + f^2} + 3,0 \times 10^{-4} f^2, \quad (2.25)$$

onde f é a frequência em kHz [21]. Note que a Equação (2.25) é dada em dB/km, enquanto a Equação (2.24) é dada em metros. Para utilizar corretamente as duas equações em conjunto, uma correção de unidades deve ser aplicada.

2.2.3 Velocidade do som na água

Um parâmetro importante na propagação sonora em ambiente aquático é velocidade de propagação da onda. A equação que rege a velocidade de propagação em um meio fluido pode ser deduzida a partir de uma equação de estado, e de forma geral é dada por

⁵ Do inglês *root mean square* ou valor médio quadrático (ou valor eficaz): é uma medida estatística da magnitude de uma quantidade variável.

⁶ O Neper (Np) é uma medida utilizada para representar a razão entre duas grandezas. Para mais informações verificar [22]

$$c^2 = \frac{dp}{d\rho}. \quad (2.26)$$

Com intuito de avaliar a derivada da Equação (2.26), assume-se que a propagação ocorre sob temperatura constante, ou seja, é isotérmica. Nesse processo a temperatura aumenta durante a compressão do meio e diminui durante sua rarefação, porém, se as variações de pressão forem suficientemente pequenas, assim também será o gradiente de temperatura. Dessa forma, como não há tempo suficiente para a transferência de calor, o processo pode ser considerado reversível e adiabático e, por definição, isentrópico. Nesse caso a velocidade de propagação pode ser calculada como

$$c = \sqrt{\left. \frac{\partial p}{\partial \rho} \right|_{s=\text{cte}}}, \quad (2.27)$$

onde s representa a entropia do sistema. A dedução da Equação (2.27) pode ser encontrada em [28].

Para meios gasosos e líquidos a Equação (2.27) pode ser apresentada em termos do módulo volumétrico⁷

$$\kappa = \rho \frac{dp}{d\rho}, \quad (2.28)$$

como

$$c = \sqrt{\kappa/\rho}, \quad (2.29)$$

onde κ é o módulo volumétrico e ρ é a densidade do meio.

No oceano, a densidade é relacionada a pressão estática, salinidade e temperatura, sendo a primeira dependente da profun-

⁷ Tradução livre do termo *Bulk modulus*: o módulo volumétrico (κ) é dado pelo inverso do módulo de compressibilidade (β). Um cuidado extra deve ser tomado ao lidar com esses valores pois suas nomenclaturas podem se confundir na literatura. Alguns autores representam o módulo volumétrico por κ e o módulo de compressibilidade por β enquanto outros os representam por B e K respectivamente.

didade. Dessa forma, é usual expressar a velocidade de propagação do som nos oceanos de forma empírica através de funções que dependem da temperatura, salinidade e profundidade. Vários modelos de velocidade do som já foram criados [29, 30], entre eles pode-se citar o modelo de Mackenzie [30], dado por

$$c = 14448,96 + 4,591T - 5,304 \times 10^{-2}T^2 + 2,374 \times 10^{-4}T^3 \\ + 1,340(U - 35) + 1,630 \times 10^{-2}D + 1,675 \times 10^{-7}D^2 \quad (2.30) \\ - 1,025 \times 10^{-2}T(U - 35) - 7,139 \times 10^{-13}D^3,$$

na qual T representa a temperatura dada em graus Celsius, D a profundidade em metros e U a salinidade em PSU⁸.

Devido ao fato de a velocidade do som não permanecer constante com a profundidade, ela desempenha o mesmo papel do índice de refração em ótica. Ondas sonoras que percorrem o oceano irão se curvar dependendo da variação de velocidade do som, afetando fortemente a propagação. Isso faz com que, dependendo do ângulo de emissão, ondas fiquem presas em faixas restritas do oceano, chamados de canais de propagação⁹, ou que atinjam a superfície ou fundo do oceano em posições diferentes das calculadas ao se considerar a velocidade de propagação constante em todo o meio. A Figura 2.3 mostra em vermelho uma curva típica de perfil de velocidade em função da profundidade e, ao lado, em azul, alguns caminhos de propagação causados por esse perfil. Os caminhos se originam em dois pontos distintos, nas profundidades de 10 m e 2.000 m, que representam a localização das fontes. As curvas azuis são os raios acústicos propagados por essas fontes, para ângulos menores de 5°. Pode-se perceber que os raios originários da fonte localizada a 2.000 m de profundidade ficam aprisionados em um canal acústico e nunca atingem o fundo ou a superfície. Mais informações a respeito dos caminhos de propagação nos oceanos podem ser encontradas em [11, 21].

⁸ Unidade dimensional utilizada em oceanografia baseada na razão direta entre a condutividade eletrolítica da água e a quantidade de sais presente nela.

⁹ Tradução livre do termo *sound channel*.

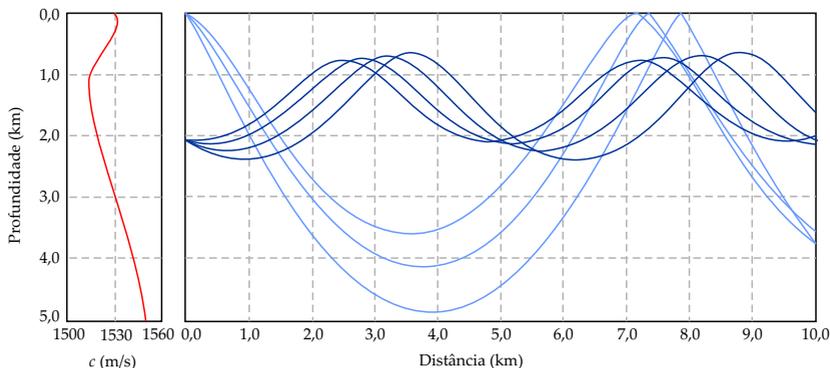


Figura 2.3.: Perfil típico de velocidade do som no oceano e caminhos de propagação associados a ele.

2.3 Interação com o substrato

Quando uma onda sonora interage com o fundo do mar a estrutura desse fundo passa a ser de extrema importância no comportamento subsequente da onda. Essa interação faz com que a energia sonora sofra transformações (reflexão, transmissão e espalhamento), geralmente consideradas como perdas de energia. É comum quantificar a perda da energia acústica associada à interação com o fundo através do parâmetro perda de fundo¹⁰ (BL), dado por

$$BL = -20 \log_{10} |R|. \quad (2.31)$$

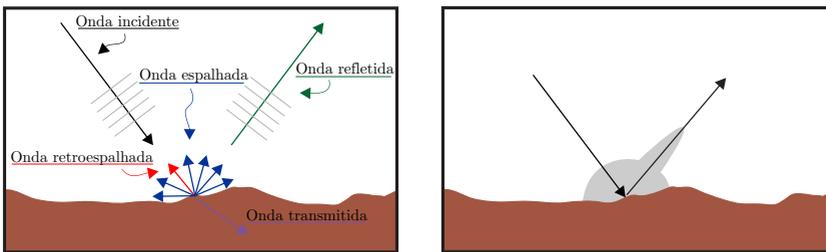
onde R é o coeficiente de reflexão para ondas planas do fundo em questão.

A perda de fundo estima a quantidade de energia que é refletida após a interação com o fundo e, embora seja um parâmetro simples que considera apenas as perdas por reflexão e transmissão, é capaz de fornecer informações úteis a respeito do comportamento da resposta do fundo. No entanto, várias aproximações são consideradas em sua definição, que podem alterar de forma

¹⁰ Tradução livre do termo em inglês *bottom loss* ou *bottom reflection loss*.

significativa os resultados obtidos. Entre os efeitos desconsiderados pela perda de fundo, pode-se citar: a rugosidade da superfície, os efeitos de campo próximo, ondas cisalhantes geradas na interface¹¹ e a curvatura do fundo.

Para analisar os efeitos da interação da onda sonora com o fundo de maneira mais representativa, pode-se estudar o efeito dos principais fenômenos que ocorrem durante essa interação de forma separada. Como exemplo, considera-se o caso de uma onda sonora incidindo em uma superfície rugosa que possui uma determinada impedância acústica. A onda incide com ângulo de ataque¹² ϕ_i e ao se chocar com a superfície sofre três efeitos: parte da onda é transmitida ao substrato, de acordo com a relação de impedâncias entre o substrato e a água, com um ângulo determinado pela Lei de Snell [31]; parte da onda é refletida de forma especular, com um ângulo de ataque $\phi_r = -\phi_i$; e, parte da onda será espalhada pela rugosidade da superfície, e irá se propagar para outras direções, de acordo com a distribuição geométrica da rugosidade. A Figura 2.4 (a) ilustra esses efeitos.



(a) Componentes da reflexão.

(b) Diagrama de radiação.

Figura 2.4.: Reflexão da onda sonora num fundo rugoso.

Desconsiderando reflexões que podem ocorrer dentro do sedimento, o campo acústico que é percebido na água é a soma dos

¹¹ O coeficiente de reflexão R é geralmente obtido através do modelo do fluido equivalente, que considera apenas ondas longitudinais (ver Seção 2.3.1).

¹² Por convenção, o ângulo formado entre a onda incidente e a normal será chamado de ângulo de incidência, enquanto o ângulo formado entre a onda e a superfície é chamado de ângulo de ataque.

efeitos de reflexão especular e espalhamento. A Figura 2.4 (b) mostra um exemplo de diagrama de radiação típico da interação onda-substrato. A quantidade de energia refletida especularmente é dada pelo coeficiente de reflexão e depende do tipo de substrato que compõe o fundo. O valor do coeficiente de reflexão pode ser estimado através de modelos de representação do substrato. A energia espalhada, por sua vez, é uma característica da forma do fundo, dependendo de sua rugosidade. As seções seguintes irão detalhar cada um desses fenômenos.

2.3.1 Modelos de representação do substrato

Uma onda sonora propagando de um meio A para um meio B — ao encontrar uma descontinuidade de impedância — irá sofrer efeitos de reflexão e transmissão. A diferença entre as impedâncias desses dois meios irá definir a quantidade de energia que será refletida e transmitida. Essas quantidades são proporcionais, respectivamente, ao coeficiente de reflexão e ao coeficiente de transmissão.

Como dito anteriormente, os coeficientes de reflexão e transmissão entre a água e um substrato podem ser estimados através de modelos de representação do substrato. Esses modelos buscam representar a propagação da onda dentro do substrato, utilizando diferentes aproximações. Inúmeros modelos estão disponíveis na literatura, cada qual com sua vantagem e nível de acurácia [10]. Entre os principais modelos, pode-se citar o modelo do fluido equivalente [32], o modelo do sólido elástico [33] e o modelo de Biot, ou poroelástico [34].

O modelo do fluido equivalente assume que as deformações no sedimento podem ser representadas de forma apropriada por um campo de pressão sonora, ou seja, assume que a camada sedimentar pode ser representada por um fluido equivalente à água, com sua própria densidade e velocidade de propagação [35]. Esse modelo não considera a existência de ondas cisalhantes no substrato, o que faz com que represente com fidedignidade apenas substratos não

consolidados¹³, como areias e lamas.

O modelo do sólido elástico, por outro lado, incorpora os efeitos de cisalhamento do meio. Dessa forma, uma nova onda transmitida é considerada, com movimento de partículas perpendicular à direção de propagação da onda transmitida. O modelo do sólido elástico representa de forma mais fiel substratos consolidados, como as rochas.

O modelo de Biot, por sua vez, considera que o pacote sedimentar é composto por duas fases: os grãos e o fluido intersticial. Dessa forma, o modelo representa três ondas híbridas: duas longitudinais (uma para o fluido e uma para os grãos) e uma onda cisalhante (propagando pelos grãos). Esse modelo representa sedimentos porosos e tem especial importância em sedimentos onde há a presença de gás livre.

Dentre os modelos citados, optou-se pelo uso do modelo do fluido equivalente, por sua simplicidade e por representar elevado grau de concordância com resultados medidos de substratos arenosos e lamosos. Mais informações sobre os modelos citados, incluindo comparações e exemplos, podem ser encontrados em [35].

No modelo do fluido equivalente, o coeficiente de reflexão pode ser obtido através da continuidade de pressão e da velocidade de partícula na interface água-substrato. Dessa forma, pode-se igualar a pressão sonora no substrato à diferença entre as pressões incidente e refletida na água. O desenvolvimento dessa relação leva a equação (a derivação pode ser encontrado em Brekhovskikh [36])

$$R(\theta) = \frac{m \cos(\theta) - \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}}{m \cos(\theta) + \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}}, \quad (2.32)$$

onde θ é o ângulo de incidência da onda sonora em relação a superfície, $m = \rho_p / \rho_w$ é a relação entre as densidades do substrato e da água e $n = c_w / c_p$ é a relação entre as velocidades da onda na água e no substrato.

¹³ São considerados substratos não consolidados aqueles que são formados por grãos, como areias e lamas. Substratos consolidados são aqueles que não são compostos por grãos, como as rochas.

O coeficiente de reflexão dado pela Equação (2.32) é chamado de coeficiente de Rayleigh e é válido para uma onda plana incidindo sobre uma superfície também plana e infinita. Esse coeficiente será utilizado ao longo de todo trabalho para estimar a reflexão do substrato. Para considerar sedimentos consolidados, outros modelos podem ser utilizados.

2.3.2 Espalhamento e retroespalhamento

A outra parcela do campo acústico presente na água após a interação com o substrato é dada pelo espalhamento da onda. A onda espalhada tem como principal característica o fato de possuir amplitude muito menor que a reflexão especular e ocorrer em ampla faixa de direções. Essa característica faz com que esse fenômeno seja extremamente importante em medições de sonares, pois muitas vezes os sensores ficam localizados em pontos onde não é possível captar a reflexão especular da onda enviada ao meio, apenas as ondas espalhadas. A parcela de energia que retorna na mesma direção em que foi emitida é denominada força de retroespalhamento (BS) e representa a energia que é geralmente captada pelos dispositivos de sonar de mapeamento.

A força de retroespalhamento, portanto, é um parâmetro muito mais completo para ser utilizado em sonares de mapeamento do que a perda de fundo. Para calculá-la considera-se uma onda sonora plana incidente com intensidade I_i em uma área S . A potência sonora incidente sobre essa área será então

$$P_i = S I_i \cos(\theta_i), \quad (2.33)$$

onde θ_i é o ângulo de incidência. Desconsiderando a transmissão e a reflexão, apenas uma pequena parcela dessa potência será espalhada. Essa parcela é proporcional à distribuição angular, $\Phi(\theta_i, \theta_s)$, e dependente das características de rugosidade da superfície. Segundo Hodges [27] ela é geralmente normalizada de forma que

$$\epsilon(\theta_i) = \int \Phi(\theta_i, \theta_s) d\theta_s, \quad (2.34)$$

onde ϵ é a parcela da potência espalhada (adimensional) para um ângulo de incidência θ_i e o ângulo espalhado é θ_s .

A intensidade espalhada em uma posição específica do espaço pode ser dada, assim, por

$$I_s(r, \theta_s) = \frac{P_i \Phi(\theta_i, \theta_s)}{r^2} = \frac{S I_i \cos(\theta_i) \Phi(\theta_i, \theta_s)}{r^2}, \quad (2.35)$$

onde r é a distância entre o fundo e o ponto de análise. A relação entre a intensidade espalhada e incidente, para uma distância de 1 m, chamada de secção transversal de espalhamento¹⁴, é dada por

$$\sigma_s(\theta_i, \theta_s) = \frac{I_s}{I_i} = S \cos(\theta_i) \Phi(\theta_i, \theta_s). \quad (2.36)$$

Ao converter a Equação (2.36) para a escala dB é possível obter a força de espalhamento para uma determinada direção. Fazendo $\theta_s = \theta_i$, tem-se a porção espalhada apenas na direção do transdutor, ou seja, a força de retroespalhamento ($\sigma_b(\theta_i)$), que pode ser calculada em dB como

$$BS = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_b}{S} \right). \quad (2.37)$$

A área S presente nas Equações (2.36) e (2.37) representa a área atingida pela frente de onda. É comum considerar essa área unitária com propósito de caracterização do fundo, e corrigir posteriormente a resposta de retroespalhamento com base na área realmente coberta pela frente de onda (ver Seção 3.5.4).

2.3.3 Rugosidade

Duas abordagens podem ser utilizadas para simular o espalhamento sobre uma superfície rugosa: o uso de modelos estatístico-

¹⁴ Do termo em inglês *scattering cross-section*

energéticos [37], que fornecem diretamente a quantidade de energia espalhada para uma determinada direção, baseando-se em modelos estatísticos do fundo, ou a simulação da interação da onda sonora com um perfil pseudo-aleatório que representa o fundo do mar e a subsequente estimação da quantidade espalhada para o perfil utilizado [38].

O uso da abordagem estatístico-energética possibilita simulações mais rápidas do espalhamento no substrato. Esse método, porém, não permite recuperar de forma correta o campo acústico espalhado, apenas a energia espalhada. Como um dos objetivos desse trabalho é a criação de uma ferramenta de simulação capaz de gerar dados semelhantes aos captados por um sonar, a abordagem de estimativa do espalhamento a partir de um perfil predefinido será utilizada. Mais informações a respeito da abordagem estatístico-energética podem ser encontradas em [10].

Perfis de rugosidade, ou perfis de pequena escala como também serão chamados nesse trabalho, podem ser obtidos através de espectros de rugosidade, que representam a distribuição de amplitude do perfil no domínio do número de onda. Uma das formas mais simples e mais utilizadas de espectros isotrópicos¹⁵ são aquelas definidas pela Lei da Potência [10], dada por

$$W_{1,2}(\mathbf{k}) = \frac{w_{1,2}}{(h_0 \mathbf{k})^{\gamma_{1,2}}} , \quad (2.38)$$

onde os subscritos 1 ou 2 representam a dimensão do espectro¹⁶. Na Equação (2.38) W representa o espectro de rugosidade, w é a chamada força espectral¹⁷, γ é o expoente espectral¹⁸, \mathbf{k} é o vetor de número de onda e h_0 é um parâmetro utilizado para balancear

¹⁵ O espectro de rugosidade é chamado de isotrópico quando não apresenta características direcionais, como *ripples* (ondulações).

¹⁶ Os espectros de rugosidade podem se apresentar em uma ou duas dimensões. Os parâmetros da equação variam dependendo da dimensão do espectro e por esse motivo também recebem um subscrito informando a que dimensão aquele parâmetro é referente.

¹⁷ Do inglês *spectral strength*.

¹⁸ Do inglês *spectral expoent*.

as dimensões na equação chamado de distância de referência, que geralmente assume o valor unitário.

Outros modelos podem ser utilizados para representar o espectro de rugosidade. O espectro de von Karman [39], originalmente desenvolvido para modelar a turbulência de escoamento de gases [40] é um modelo que representa de forma fidedigna o comportamento típico da rugosidade do fundo do oceano [41, 42]. O espectro de von Karman de uma ou duas dimensões para aplicações em acústica submarina é dado por

$$W_{1,2}^K(\mathbf{k}) = \frac{w_{1,2}}{(\mathbf{k}^2 + \mathbf{k}_0^2)^{\gamma_{1,2}/2}}, \quad (2.39)$$

onde γ_1 e γ_2 são os expoentes espectrais de uma e duas dimensões respectivamente, w_1 e w_2 são as forças espectrais de uma e duas dimensões, \mathbf{k} é o vetor de número de onda e \mathbf{k}_0 é a frequência espacial (ou número de onda) de corte¹⁹.

A obtenção do perfil de rugosidade pode ser feita através da convolução do espectro de rugosidade com um espectro aleatório²⁰. Essa operação é realizada através da aplicação da Transformada Inversa de Fourier, ou seja

$$z(x) = \text{FT}^{-1}\{W(\mathbf{k}) \cdot W^A(\mathbf{k})\}, \quad (2.40)$$

onde $z(x)$ é o perfil de pequena escala, $W(\mathbf{k})$ é o espectro de rugosidade e $W^A(\mathbf{k})$ é um espectro aleatório de distribuição gaussiana.

¹⁹ O equivalente à frequência de corte de um filtro mas aplicado ao domínio do número de onda.

²⁰ O espectro aleatório é constituído por uma magnitude e uma fase aleatórias, geradas por um ruído branco com distribuição gaussiana e média escolhida de acordo com a amplitude da rugosidade desejada.

2.4 Difração e sombra acústica

Além da reflexão e espalhamento, a difração estará presente na interação entre uma onda acústica e um obstáculo posicionado na coluna d'água ou no leito marinho.

Considere uma onda que se propaga pelo meio aquático e encontra um obstáculo: se o tamanho (diâmetro, por exemplo) desse objeto for muito maior do que o comprimento de onda do som incidente, as ondas serão refletidas e espalhadas conforme descrito nas seções anteriores. Assim, no lado oposto do objeto será formada uma região de sombra acústica, teoricamente livre de som (similarmente ao que acontece com a luz). Por outro lado, se o comprimento de onda for comparável ao tamanho do obstáculo, a teoria clássica de raios acústicos não é mais válida e o objeto se comporta como uma fonte secundária, com isso, as ondas o contornam e radiam ondas conforme a interferência na interface [43]. Finalmente, se o comprimento de onda passa a ser muito maior do que a dimensão do obstáculo, as ondas se propagarão como se o objeto não estivesse ali (o objeto é considerado acusticamente transparente). Esse fenômeno é chamado de difração e ocorre com todo tipo de onda [44].

O efeito da sombra acústica é de extrema importância para sonares de mapeamento, pois áreas que não são ensonificadas pelo dispositivo não podem ser detectadas. Esse efeito pode gerar “zonas cegas” em sonares de múltiplos feixes²¹. Por sua vez, sonares de varredura lateral utilizam as sombras acústicas a seu favor, utilizando-as para dar a noção de profundidade nas imagens geradas pelo dispositivo²². Um exemplo de propagação submarina em que o comprimento de onda do pulso enviado ao ambiente é muito menor do que o obstáculo, gerando sombra acústica, é ilustrado na Figura 2.5.

Percebe-se que a parcela do fundo marinho não recebe ondas sonoras devido à sombra acústica gerada pelo obstáculo, que

²¹ Para mais detalhes a respeito desses dispositivos consultar o Capítulo 6.

²² O sonar de varredura lateral será brevemente descrito no Capítulo 3.

nesse caso é uma variação do perfil de fundo. Essa região não gerará reflexões para sensores posicionados em qualquer posição do ambiente e, dessa forma, não pode ser analisada por sonares. Qualquer objeto presente na região não será detectado. No entanto, o comprimento da sombra acústica (que pode ser calculada com base no intervalo de tempo sem receber ecos) pode fornecer informações a respeito da altura do obstáculo.

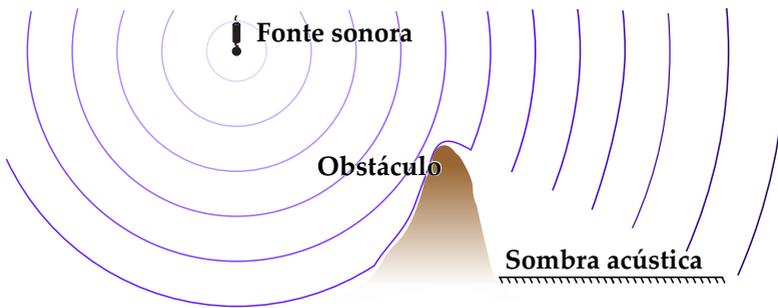


Figura 2.5.: Exemplo de difração em meio submarino.

Em geral sonares utilizarão apenas a informação do tamanho da sombra acústica, que pode ser obtida de forma simples utilizando acústica de raios. Mais informações a respeito do fenômeno de difração e de sombras acústicas, incluindo as formulações matemáticas, podem ser encontradas em [20, 43, 44].

3 O sonar no mapeamento de áreas submersas

Neste capítulo serão apresentados os conceitos básicos a respeito do sonar, seu princípio de funcionamento e sua importância no mapeamento de áreas submersas. Uma revisão histórica dos principais desenvolvimentos que impulsionaram a evolução dessa técnica é feita, assim como um levantamento das áreas de estudo mais relevantes nesse cenário na atualidade. Um destaque é dado à equação do sonar, que serve como base para a compreensão da técnica e evidencia os principais elementos envolvidos no processamento dos algoritmos.

3.1 O surgimento do sonar

Segundo Robert J. Urick (1967) [2], uma das primeiras referências de que o som se propaga na água — e que pode ser utilizado para a localização de objetos — pode ser encontrada em anotações de Leonardo DaVinci, datadas de 1490. Em seu caderno DaVinci escreveu que ao mergulhar uma extremidade de um tubo na água e encostar a outra extremidade em sua orelha era possível se ouvir embarcações a uma grande distância. Embora extremamente rudimentar, esse foi o princípio básico dos dispositivos criados para a localização de submarinos séculos mais tarde.

Historicamente, a palavra sonar teve origem em 1942 como um análogo fonético à palavra radar, que por sua vez é um acrônimo para *RA*dio *DE*tectio*N* *AN*d *RAN*ging, ou “Detecção e Telemetria por Rádio” (em tradução livre), um dispositivo que utiliza as ondas de rádio refletidas em objetos para calcular sua posição. Essa associação é válida, uma vez que o sonar pode ser visto como um

tipo de radar subaquático, que utiliza ondas sonoras ao invés de ondas de rádio para examinar seus arredores. Apenas mais tarde essa palavra foi associada ao acrônimo para *Sound Navigation and Ranging* — ou “navegação e determinação de distância pelo som”, em português¹.

Uma sequência de estudos, fatos e descobertas possibilitaram a existência do sonar como é conhecido hoje. Desde o século XVII existia a ideia de utilizar o eco para medir distâncias dentro da água. No entanto, o uso prático dessa ideia era limitado devido à falta de embasamento consolidado acerca da propagação sonora nesse meio e às limitações quanto aos equipamentos de medição [11]. Esse cenário começou a se alterar em 1816, quando François Beudant realizou com sucesso medições com o objetivo de calcular a velocidade do som na água. Dez anos depois, em 1826, Colladon e Sturm refizeram o experimento de Beudant com uma metodologia mais apurada, e obtiveram resultados muito mais precisos [11]. Utilizando um feixe de luz e um sino aquático, Colladon e Sturm mediram o intervalo entre a chegada de um sinal de luz e de um sinal sonoro disparados simultaneamente [2]. A Figura 3.1 ilustra o experimento, no qual o barco da esquerda envia um sinal sonoro através de um sino e uma lanterna é utilizada para gerar um feixe de luz. O barco da direita é responsável por captar o sinal sonoro através de um tubo mergulhado na água e realizar a comparação de tempos entre a sua chegada e a do feixe de luz. Ambos os resultados foram publicados em 1827 [45] e mostraram valores muito próximos dos utilizados atualmente (respectivamente 1.500 m/s e 1.435 m/s).

O problema da falta de equipamentos apropriados para realizar medições submarinas começou a ser resolvido em 1880, quando o princípio da piezoelectricidade foi descoberto por Jacques e Pierre Curie [46]. O princípio, que demonstra que certos materiais geram sinais elétricos ao serem comprimidos e vice-versa, passou a ser amplamente utilizado na fabricação de transdutores que serviram a estudos posteriores em várias áreas, entre elas o sonar.

¹ Tanto a palavra radar quanto a palavra sonar foram adicionadas ao português, logo não necessitam ser escritas como acrônimos.

O avanço tecnológico possibilitou a progressão na pesquisa de medições submarinas utilizando-se o eco, e surgiram os primeiros trabalhos no intuito de se medir a profundidade da coluna d'água no oceano em 1907 por Wells e em 1912 por Behm [11]. Embora importantes, os trabalhos ainda eram poucos nesse período.

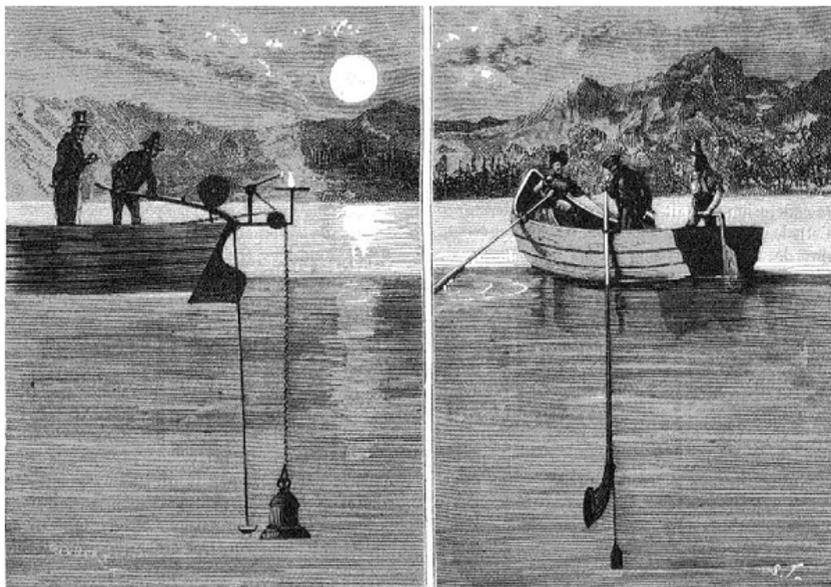


Figura 3.1.: Esquema representando as medições feitas por Colladon e Sturm em 1826 (retirado de [11]). A esquerda os sinais sonoro e luminoso sendo gerados. A direita o barco responsável pela recepção dos sinais e monitoramento do tempo.

Na década de 1910 dois importantes acontecimentos alavancaram as pesquisas de sistemas de monitoramento submarino. Em 1912 o naufrágio do Titanic que mostrou a importância de um sistema de localização de objetos submersos para embarcações; e em 1914 o início da Primeira Guerra Mundial, com a larga utilização dos *U-boats*². Tais eventos geraram uma corrida para o desenvolvimento de sistemas capazes de localizar embarcações submersas.

² Acrônimo para *Undersea boats*, derivado do alemão *U-boot* (ou *Unterseeboot*). Submarinos militares utilizados pela Alemanha durante a Primeira e Segunda Guerra Mundial.

Durante esse período teve origem o termo *asdic*³, utilizado para designar o estudo da localização de submarinos, mas que também passou a ser empregado para nomear o equipamento em si que realiza essa localização. Já em 1918, Boyle construiu o que é considerado o primeiro sonar ativo funcional, embora esse nome ainda não fosse utilizado. No decorrer da guerra os *asdics* tiveram grandes avanços e eram instalados em praticamente todas as embarcação de grande porte [11].

Com o fim da Primeira Guerra Mundial os trabalhos envolvendo sistemas de monitoramento subaquático baseados em som se expandiram para outras áreas, como o mapeamento marinho e o estudo para localização de peixes, como o realizado por Glen Kidston em 1933 [47]. No entanto, com o início da Segunda Guerra Mundial os esforços de pesquisa se voltaram novamente para a área militar.

Durante a Segunda Guerra os principais avanços em relação ao sonar aconteceram no entendimento das propriedades do som nos oceanos, como os efeitos dos gradientes de temperatura, da absorção do som, entre outros. Os dispositivos foram adaptados para considerar esses efeitos e, dentro do possível, se aproveitar deles (como a utilização dos canais de som⁴ derivados do gradiente de temperatura). Também foi durante esse período que, segundo Hackmann [48] o termo sonar foi utilizado pela primeira vez, em 1942 por F. V. Hunt.

Com o fim da Segunda Guerra Mundial, e com o vertiginoso avanço tecnológico das últimas décadas houve uma grande expansão da tecnologia do sonar nas áreas civis. Novas técnicas de processamento passaram a ser utilizadas, possibilitando o surgimento de algoritmos de sonar como o de múltiplos feixes e de varredura lateral. O avanço dos sistemas de aquisição de dados e dos transdutores tornou os equipamentos mais leves, pequenos e baratos. Além disso, a disponibilidade de poderosos

³ Um acrônimo para “*anti submarine division — ics*”, onde *ics* é um sufixo que tem o mesmo significado que nas palavras *physics* ou *acoustics*.

⁴ Tradução livre do termo *sound channel*, mais informações podem ser encontradas em Urick [2].

processadores digitais permitiu a análise de volumes muito maiores de dados, possibilitando o uso de frequências mais altas e, dessa forma, a obtenção de melhores resoluções. Tais desenvolvimentos tecnológicos também levaram ao aumento na pesquisa envolvendo sonares, sendo que a primeira década do século XXI contém o maior número de publicações neste campo de pesquisa de todos os tempos⁵. O sonar é atualmente utilizado para a localização e qualificação de cardumes de peixes, o mapeamento do substrato marinho, a arqueologia, o estudo da composição dos sedimentos marinhos, a localização de objetos submersos e vários outros campos de aplicação.

3.2 Sonar: conceitos básicos

O sonar não é um sistema de fácil definição, uma vez que engloba diferentes dispositivos, com diferentes objetivos e modos de operação. De modo geral, pode-se considerar qualquer sistema ou dispositivo que utilize o som para explorar e/ou obter informações de um ambiente subaquático como um sonar [2]. No entanto, essa definição pode não ser muito precisa pois ao mesmo tempo que é demasiadamente generalista, deixa de englobar outros mecanismos importantes. O sistema de ecolocalização utilizado pelos morcegos, por exemplo, também é considerado um sonar [50], e não é abrangido por essa definição. Neste trabalho será utilizada uma definição de sonar baseada em seu principal objetivo na área de acústica submarina, que é a detecção ou caracterização (estimação da posição, velocidade ou identidade) de objetos submersos, flutuando ou enterrados [11]. Os sonares aqui tratados serão os dispositivos que se utilizam do som para esse propósito.

O princípio de operação dos sonares é baseado na propagação das ondas sonoras através do meio entre o objeto de análise e o dispositivo receptor. Através dos sinais captados pelo sonar é possível obter informações do objeto e também a respeito do meio, uma vez que esse sinal é modificado por este último ao longo da propagação. Uma divisão comumente empregada na literatura

⁵ Segundo a base de dados ProQuest [49].

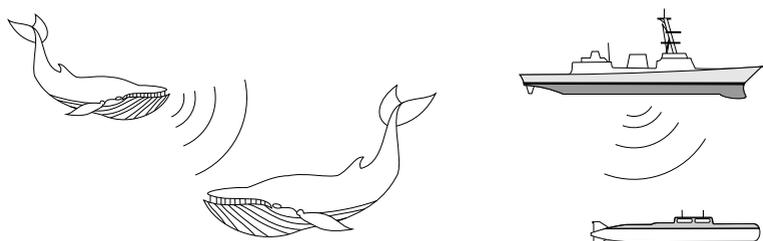
subdivide os dispositivos de sonar em dois grandes grupos de acordo com seu princípio de funcionamento: sonares ativos e sonares passivos [2, 11, 51].

Sonares passivos são dispositivos que ficam continuamente escutando o meio, sem emitir sinal algum. As ondas sonoras geradas por um objeto alvo se propagam através da água e chegam até o receptor do sonar, que utiliza o sinal obtido para inferir informações a respeito desse objeto. Para isso podem ser utilizados um, dois ou vários elementos sensores, sendo o algoritmo utilizado dependente desse número [52]. Baleias, por exemplo utilizam a diferença entre o tempo de chegada do canto de outras baleias em seus dois ouvidos para estimar a posição de suas companheiras, num processo semelhante ao sonar passivo que é comumente chamado de biosonar [53]. Geralmente, sonares passivos são utilizados para a localização de objetos na coluna d'água através do DOA⁶, a direção de chegada do sinal. Sua grande vantagem é não emitir qualquer sinal ao ambiente, o que o torna invisível para outros sonares passivos e dispositivos de escuta, característica extremamente importante no âmbito militar. Por esse motivo, esse tipo de dispositivo é geralmente utilizado em submarinos militares [52], todavia também podem ser encontrados estudos utilizando sonares passivos em outras áreas, como para a localização de baleias [54]. A Figura 3.2 (a) ilustra alguns exemplos de sonares passivos, no qual uma baleia e um submarino utilizam o som gerado por seus alvos para localizá-los.

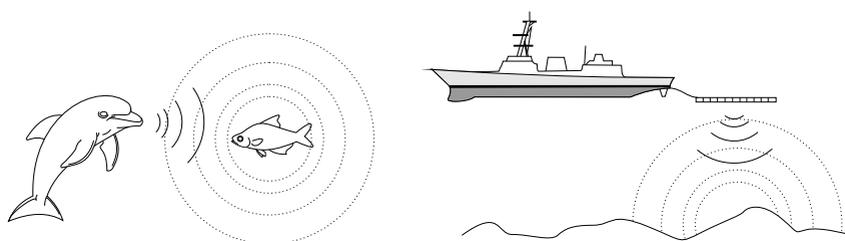
Os sonares ativos são dispositivos que possuem uma ou várias fontes transmissoras. Essas fontes (ou projetores, como também são chamadas) enviam pulsos sonoros ao ambiente, enquanto receptores captam os ecos provenientes de objetos ali localizados [27]. Graças a essa característica, sonares ativos podem ser utilizados para localizar objetos que não emitem sinal sonoro algum, desde que sejam reflexivos o suficiente para gerarem ecos. Tal funcionalidade até pode ser obtida com sonares passivos, utilizando o ruído do oceano como fonte geradora de ecos, por

⁶ Do inglês *Direction Of Arrival* ou Direção de Chegada, em tradução livre.

exemplo [55], porém com muito mais dificuldade, e gerando resultados não tão exatos. Por conhecer o sinal sonoro enviado, sonares ativos podem utilizar técnicas de correlação (ver Seção 5.3) para aprimorar a relação sinal-ruído e apresentar resultados mais robustos [11]. O biosonar dos golfinhos também é considerado um sonar ativo, uma vez que o animal gera um ruído e utiliza as reflexões causadas pelas presas para localizá-las. Atualmente, sonares ativos são extensivamente utilizados para realizar o mapeamento do fundo marinho, para a localização de cardumes de peixes ou para localização de objetos submersos, como é o caso da busca pelo avião do voo 370 da *Malaysia Airlines* [56], desaparecido em março de 2014 [57]. A Figura 3.2 (b) ilustra exemplos de aplicações utilizando sonares ativos.



(a) Sonar passivo.



(b) Sonar ativo.

Figura 3.2.: Exemplos de sonares.

De maneira geral, pode-se destacar que atualmente sonares ativos são muito mais utilizados em aplicações civis e de pesquisa, enquanto sonares passivos tem grande importância na área militar. O principal foco desse trabalho será dado aos sonares ativos,

principalmente para fins de mapeamento e monitoramento de superfícies submersas. Para outras aplicações de sonar ativo, incluindo teorias de detecção e outras informações a respeito de sonares passivos consultar [2, 11, 27].

3.3 Algoritmos de sonar ativo para o mapeamento de superfícies

Além das divisões de acordo com o princípio de funcionamento, existem diversos algoritmos para o processamento dos dados de sonares. No caso de sonares ativos, pode-se citar o sonar de feixe único⁷, o sonar de múltiplos feixes⁸ e o sonar de varredura lateral⁹ como os principais tipos utilizados. Cada método possui um princípio de funcionamento, tipos de resultados e características próprias.

O sonar de feixe único é o primeiro e mais básico dispositivo de sonar. Ainda assim, sistemas baseados nesse dispositivo são amplamente utilizados até hoje [58]. Nesse sistema o sinal de um único hidrofone (sensor utilizado para captar sinais acústicos na água) é utilizado para realizar medições em um ponto específico do espaço. Vários pontos podem ser combinados posteriormente com suas localizações físicas para formação de um mapa em três dimensões. O feixe citado no nome do dispositivo se refere ao padrão de propagação da onda sonora que é projetada. O sonar de feixe único utiliza uma fonte sonora direcional, que propaga ondas sonoras preferencialmente em uma direção específica, gerando uma espécie de feixe de propagação e ensonificando¹⁰ uma determinada área do substrato. Dessa forma, garante-se que o eco recebido é proveniente principalmente da localização desejada. A Figura 3.3 (a) ilustra o conceito da técnica. O Capítulo 5 trará mais

⁷ Sonar de feixe único: tradução livre do termo *single-beam sonar*.

⁸ Sonar de múltiplos feixes: tradução livre do termo *multi-beam sonar*.

⁹ Sonar de varredura lateral: tradução livre do termo *side-scan sonar*.

¹⁰ O termo “ensonificar” será utilizado nesse trabalho como um análogo a palavra inglesa *ensonify*. Seu sentido pode ser compreendido como um processo análogo à iluminação, mas utilizando som ao invés de luz.

informações a respeito do sonar de feixe único.

O sonar de varredura lateral possui muitas semelhanças em termos de *hardware* e processamento com a técnica de sonar de feixe único. Pulsos são transmitidos pelo projetor e recebidos por um ou mais hidrofones, que captam os ecos dos pulsos originais. A maior diferença entre o sonar de varredura lateral e o sonar de feixe único é a direção em que o transdutor é apontado, a direcionalidade do projetor e o modo que o primeiro processa os dados dos ecos provenientes [58]. Enquanto o sonar de feixe único é apontado para baixo e utiliza apenas o primeiro eco para realizar seu processamento (gerando um ponto de medição), o sonar de varredura lateral é apontado de maneira inclinada para a lateral do dispositivo, e utiliza todos os ecos posteriores, obtendo resultados para vários pontos utilizando apenas um feixe [58], que é extremamente direcional na direção transversal e bastante aberto na direção radial. Dessa forma, ele tira vantagem dos diferentes coeficientes de absorção e características de reflexão de diferentes materiais para revelar informações a respeito da composição do fundo marinho. Reportar a força dos ecos é essencialmente o que o sonar de varredura lateral foi projetado para fazer [58]. O conceito da técnica é mostrado na Figura 3.3 (b). Optou-se por não abordar o sonar de varredura lateral nesse documento para, dessa forma, dar enfoque nos algoritmos de feixe único e múltiplos feixes, que são os principais algoritmos utilizados para obter mapas de profundidade e que podem ser utilizados para mapear camadas da subsuperfície. Para mais detalhes a respeito de sonares de varredura lateral consultar [58–61].

O sonar de múltiplos feixes é um instrumento capaz de mapear mais de uma posição do substrato marinho com apenas um pulso sonoro. Além disso, ele consegue ter uma melhor resolução transversal do que os sonares convencionais [58]. Para isso, o sonar de múltiplos feixes utiliza um conjunto, ou arranjo¹¹, de sensores e projetores. Os projetores são responsáveis por ensonificar uma faixa do substrato marinho perpendicular à movimentação do

¹¹ O termo *array* pode ser utilizado para se referir a um arranjo de transdutores.

dispositivo. Os sensores são posicionados perpendicularmente aos projetores e gravam os ecos provenientes da região atingida pelas ondas sonoras. Utilizando técnicas de *beamforming*¹² e *beamsteering*¹³ [62] vários feixes de medição podem ser criados apenas processando os dados gravados pelos hidrofones, obtendo assim informações específicas de vários pontos sobre a faixa ensonificada pelos projetores. O resultado obtido é, então, uma linha de pontos na direção perpendicular a do equipamento, como pode ser visto na Figura 3.3 (c). Mais informações a respeito do sonar de múltiplos feixes podem ser encontradas no Capítulo 6.

A Figura 3.3 ilustra a comparação do princípio de funcionamento dos três sistemas de sonar, ressaltando sua área de cobertura. Os pontos na superfície representam os pontos de medição obtidos por cada algoritmo, enquanto a área cinza representa os feixes propagados no ambiente.

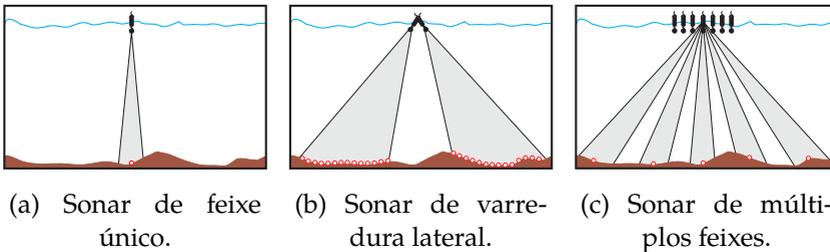


Figura 3.3.: Principais tipos de sonares ativos. As áreas em cinza representam os feixes propagados pelo dispositivo, enquanto os pontos representam os pontos de medição obtidos.

Além dos principais tipos de sonar já citados, existem ainda outros métodos de medição utilizando sonar ativo que já possuem ou vêm ganhando destaque para o monitoramento de áreas submersas. Destes, pode-se citar o *forward-look sonar*¹⁴ e o *surround-scan sonar*¹⁵.

¹² *Beamforming*: conformação de feixe, em tradução livre.

¹³ *Beamsteering*: apontamento de feixe, em tradução livre.

¹⁴ *Forward-look sonar*: pode ser traduzido como “sonar apontado para frente”.

¹⁵ *Surround-scan sonar*: “sonar de varredura de arredores”.

Sonares de feixe único e de múltiplos feixes podem ser também chamados de sistemas *downward-look*¹⁶, pois são geralmente utilizados com seus transdutores voltados para baixo, apontados para o substrato marinho [63]. No entanto, nos sonares de varredura lateral, os transdutores estão apontados para a lateral do dispositivo, na direção perpendicular ao movimento. Os sistemas *forward-look* são aqueles que têm seus transdutores instalados na parte frontal do dispositivo¹⁷, apontados para a direção de seu movimento. Esse tipo de sistema é de grande utilidade na classificação e identificação de objetos submersos, uma vez que os sistemas convencionais oferecem uma imagem plana e com ponto de vista superior dos objetos [64], enquanto o *forward-look* consegue avaliar suas faces. Sistemas *forward-look* são geralmente instalados em AUVs¹⁸ ou em ROVs¹⁹, que são enviados até regiões próximas ao objeto de estudo para realizar sua identificação. Com o aumento do uso de veículos não tripulados esse tipo de sistema também vem crescendo consideravelmente em uso. Mais detalhes sobre sistemas *forward-look* podem ser encontrados nas referências [63–65].

O *surround-scan sonar* é um sistema recente, utilizado principalmente em aplicações civis de pequena escala, como em barcos de passeio e pesca. O dispositivo consiste em um transdutor semelhante ao de um sonar de varredura lateral, mas que é instalado num eixo giratório que fica preso ao barco. Esse eixo é girado mecanicamente de forma automática, criando varreduras em 360° em torno do barco. Uma das vantagens desse sistema é a criação de mapas de regiões em que o dispositivo ainda não percorreu, o que o torna uma poderosa ferramenta para auxiliar a pesca e a navegação e ancoragem de pequenos barcos.

¹⁶ *Downward-look*: pode ser traduzido como “apontado para baixo”.

¹⁷ Um sonar pode ser instalado em embarcações, submarinos, AUVs ou em aparatos construídos especificamente para serem rebocados por embarcações, chamados de “peixes”. A palavra “dispositivos” será utilizada para representar qualquer um desses instrumentos em que o sonar esteja instalado.

¹⁸ AUV: do inglês **A**utonomous **U**nderwater **V**ehicle, ou veículo subaquático autônomo, em tradução livre.

¹⁹ ROV: do inglês **R**emotely **O**perated underwater **V**ehicle, ou veículo submarino operado remotamente, em tradução livre.

3.4 Tipos de mapeamento envolvendo sonar ativo

Como já visto, dispositivos de sonar não tem características específicas tão bem definidas. Para cada um dos dois grandes subgrupos existem diferentes tipos de algoritmos que podem ser utilizados, o que acarreta em diferenças substanciais nos equipamentos que formam o sistema completo. Além disso, cada sistema de sonar pode ser utilizado para realizar diferentes tipos de medições, ampliando ainda mais a sua heterogeneidade de aplicações.

Um dos principais tipos de medição para mapeamento ou monitoramento de superfícies que pode ser realizada utilizando sonares é a batimetria. Essa medição consiste na determinação da profundidade dos oceanos, lagos e rios através de sinais sonoros [11]. Diferentes tipos de sonares ativos podem ser utilizados para a realização desse tipo de medição. A diferença básica entre as respostas obtidas entre eles será referente à quantidade de pontos medidos por pulso e à dificuldade em se recuperar os dados de profundidade. Em geral esses dados podem ser facilmente obtidos através da medição do intervalo de tempo entre o envio do sinal acústico e o retorno de seu eco. Para alguns tipos de sonares, como o de varredura lateral por exemplo, a obtenção dos dados de profundidade pode ser mais complexa (ver Seção 3.7.2).

Além da batimetria, é crescente o uso de sonares para a avaliação da composição de substratos marinhos. Conhecendo-se a profundidade do local medido e avaliando a intensidade do eco recebido é possível se estimar as características reflexivas do local. Utilizando parâmetros geofísicos conhecidos de diferentes tipos de sedimentos, como a absorção e o tamanho de grão, é possível prever o tipo de sedimento que forma o substrato [10]. Além do tipo de sedimento, a medição da intensidade da reflexão também é útil para gerar imagens do fundo do mar e identificar objetos depositos no leito marinho. Objetos com diferentes características reflexivas irão gerar ecos com diferentes intensidades e assim gerar áreas de diferentes contrastes na imagem, que podem ser facilmente

identificadas. A geração de mosaicos²⁰ de intensidade de reflexão é geralmente feita utilizando dispositivos de varredura lateral, embora seja possível obter esses resultados também através de dispositivos de múltiplos feixes.

Outro tipo de medição envolvendo sonares é a identificação de subcamadas do substrato marinho, que torna possível a construção de mapas estratográficos do fundo do oceano e a localização de objetos enterrados. Esse tipo de medição necessita, em geral, de projetores com potências muito maiores do que os sistemas de sonar comuns e com frequências mais baixas, devido a necessidade de penetração da onda acústica no substrato. Sistemas que realizam esse tipo de medição recebem o nome de “sistemas sísmicos” ou perfiladores de subsuperfície²¹, e ainda podem ser nomeados de acordo com o tipo de levantamento que realizam – como “2D sísmico” [16] ou “3D sísmico” [66] – indicando o número de dimensões que são medidas.

3.5 Equação do sonar

A equação do sonar é uma relação de energias criada para combinar os principais fenômenos envolvidos no processo de funcionamento do sonar, sendo utilizada para estimar o desempenho desse equipamento e para auxiliar o projeto de novos sistemas [27]. Embora siga um padrão — que expressa a relação sinal-ruído (SNR) em termos de grandezas como a perda de transmissão (TL) e a força de reflexão²² (TS) — a equação do sonar pode se apresentar de diferentes formas e possuir diferentes termos [58].

Uma das formas mais difundidas na literatura é a descrita por Ulrick [2], que define a equação do sonar ativo monoestático (transmissor e receptor estão na mesma posição) como uma relação de igualdade entre o limite de detecção (DT) — a força do eco medido necessária para que o equipamento reconheça o eco —

²⁰ As imagens geradas por um sonar de varredura lateral ou múltiplos feixes, antes de serem georreferenciadas, podem ser chamadas de mosaicos.

²¹ Tradução livre do termo em inglês *subbotton profiler*.

²² Adaptado do termo *target strength*.

e os parâmetros do sonar. Esses parâmetros são definidos pelo equipamento (DT, SL, DI), pelo meio em que a medição é realizada (TL, NL) e pelo objeto de análise (TS). A equação do sonar ativo de Urick é dada por:

$$DT = SL - 2TL + TS - (NL - DI), \quad (3.1)$$

onde DT é o limite de detecção, SL é o nível do sinal gerado pelo projetor, TL é a perda de transmissão no meio, TS é a força de reflexão, NL é o nível de ruído ao qual o receptor está submetido e DI é o índice de direcionalidade do conjunto projetor/receptor, um parâmetro que mede o ganho do receptor para cada ângulo de incidência.

Para o caso do sonar passivo, o alvo produz seu próprio ruído e, dessa forma, o nível do sinal (SL) passa a ser referente ao ruído gerado pelo alvo. Além disso, a força de reflexão passa a não ter influência, uma vez que não há a reflexão de um sinal enviado. Devido a esse fato, também, apenas um caminho de transmissão é considerado, impactando na perda de transmissão. Dessa forma, a equação do sonar passivo de Urick pode ser dada por:

$$DT = SL - TL - (NL - DI). \quad (3.2)$$

Por convenção, em ambas as equações, todos os os parâmetros são dados em decibel.

A Equação (3.1) foi originalmente proposta para utilização em sonares de detecção, os quais o objetivo é detectar objetos na coluna d'água, como submarinos, barcos e *icebergs*. Por esse motivo aparecem na equação dois termos: DT, que é utilizado em teorias estatísticas de detecção, e TS, que representa o quão reflexivo é o alvo de estudo. Ao utilizar dispositivos de sonar para o mapeamento de regiões, a Equação (3.1) pode ser modificada para se adaptar melhor à esse tipo de medição. Nesse caso, o limite de detecção (DT) é substituído pela relação sinal-ruído (SNR), a força

de reflexão (TS) é substituída pela força de retroespalhamento²³ (BS) e surge um novo parâmetro que tem por objetivo mensurar a área do fundo que é estudada (TA²⁴). A equação resultante é dada por:

$$\text{SNR} = \text{SL} - 2\text{TL} + \text{BS} + \text{TA} - \text{NL} + \text{DI}. \quad (3.3)$$

A Equação (3.3) pode ser entendida como um balanço de energias entre os processos envolvidos na propagação sonora na água. Inicialmente uma fonte sonora (projektor) gera uma onda sonora com nível SL. Essa onda se propaga na água e sofre uma redução em sua amplitude devido à atenuação da água e à divergência geométrica (TL). Ao chegar no fundo (TA), parte da onda é transmitida para o substrato, parte é refletida ou espalhada para outras direções e parte retorna na direção do transdutor (BS). No caminho para chegar até o transdutor a onda é atenuada novamente (TL) e ao ser captada é amplificada de acordo com o ganho de direcionalidade do transdutor (DI). Ao longo de todo esse processo, o transdutor está exposto a um nível de ruído dado por NL. A Figura 3.4 esquematiza o processo descrito para a melhor compreensão da Equação (3.3).

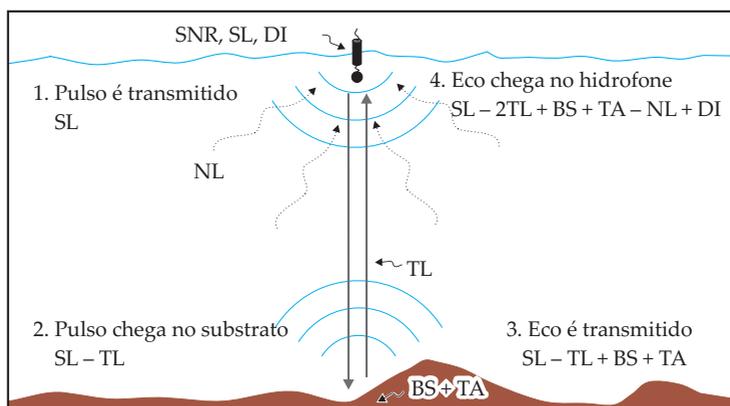


Figura 3.4.: Esquema representando as grandezas relacionadas pela equação do sonar para mapeamento de regiões.

²³ Tradução livre do termo em inglês *backscattering strength*.

²⁴ Do inglês *Target Area*.

A equação do sonar é utilizada principalmente para três funções práticas. A primeira se refere à predição de desempenho do sistema. Nesse caso os parâmetros do equipamento são conhecidos e se deseja estimar a profundidade máxima de operação do sistema. Para isso, a Equação (3.3) é resolvida para obter o valor da perda de transmissão. Através de modelos de propagação de ondas na água o valor encontrado de TL pode ser utilizado para se estimar o alcance do sistema. A segunda função é o projeto do sistema de sonar. A Equação (3.3) é resolvida, então, para se encontrar o parâmetro desejado do equipamento. Nesse caso, todos os outros parâmetros são mantidos fixos. Um exemplo dessa aplicação seria o cálculo do nível do sinal enviado (SL) necessário para se mapear um determinado tipo de fundo (BS), com uma determinada área (TA), à uma determinada profundidade (TL), utilizando-se um sensor específico (DI), considerando um nível de ruído (NL) e com uma determinada relação sinal-ruído (SNR) mínima.

Por fim, uma aplicação mais recente para a equação do sonar no mapeamento de superfícies é a estimativa de um mapa de força de retroespalhamento (BS) [67]. Através das profundidades e níveis obtidos pelo sonar, utiliza-se a Equação (3.3) para obter uma mapa de retroespalhamento. Esse mapa pode ser útil para identificar mudanças no tipo de sedimento que compõe o substrato, bem como para facilitar a localização de objetos depositos ou enterrados no fundo do oceano. Exemplos da utilização da equação do sonar podem ser encontrados no Apêndice B

As seções a seguir irão detalhar cada um dos parâmetros da Equação (3.3).

3.5.1 Relação sinal-ruído

A relação sinal-ruído é um importante parâmetro que define a quantidade de ruído presente no sinal recebido. Nas medições envolvendo sonar ela pode ser definida na escala linear como

$$S/N = \frac{\text{Sinal}}{\text{Perdas por propagação}} \times \frac{\text{Ganho do arranjo}}{\text{Ruído total}} . \quad (3.4)$$

Transformada para a escala dB, a Equação (3.4) se torna

$$\text{SNR} = \text{SL} - \text{TL} + \text{AG} - \text{NL}, \quad (3.5)$$

onde AG é o ganho do arranjo dado em dB (ver Seção 3.5.6). A Equação (3.5) é uma das formas da equação do sonar passivo [27].

Ressalta-se, no entanto, que é usual encontrar na literatura diversos autores que utilizam outros parâmetros substituindo a relação sinal-ruído. Por exemplo, Urick utiliza o limite de detecção DT [2], enquanto em [58] pode ser observado o uso do excesso de sinal²⁵ (SE). Muitas vezes a falta de definição desses parâmetros pode tornar difícil a compreensão e utilização correta da equação do sonar. Assim, é importante estabelecer a relação entre esses parâmetros de modo a não haver erros e incoerências durante o processo de modelagem.

O limite de detecção (DT) é definido por Jensen [21] e por Hodges [27] como a relação sinal-ruído limite, a qual o sistema terá, por convenção, 50% de chance de detectar o objeto. Assim, ao se utilizar DT, pode-se definir o excesso de sinal, que é o complemento do limite de detecção para se obter a relação sinal-ruído. Assim, por definição:

$$\text{SNR} = \text{DT} + \text{SE}. \quad (3.6)$$

Dependendo do objetivo do uso da equação do sonar, um ou outro parâmetro da Equação (3.6) pode ser negligenciado, fazendo $\text{SE} = 0$ para obter parâmetros do sonar no limite mínimo de detecção (como no caso de Urick) ou $\text{DT} = 0$, para casos onde o objetivo é o mapeamento e não a detecção de objetos (como no caso de [58]).

Outro parâmetro que pode ser encontrado é o nível do eco²⁶ (EL). Esse parâmetro não considera as influências do ruído ou do transdutor, e modela apenas o nível sonoro do eco no ambiente. É

²⁵ Tradução livre do termo em inglês *signal excess*. Em algumas referências também pode ser encontrado o termo *echo excess* (EE), ou excesso de eco, em tradução livre.

²⁶ Tradução livre do termo em inglês *echo level*.

definido, para sonares ativos, como [2]:

$$EL = SL - 2TL + TS. \quad (3.7)$$

3.5.2 Nível do sinal

O sinal é basicamente o que é buscado pelo sonar: no sonar passivo ele representa o ruído que é emitido pelo alvo, enquanto no sonar ativo ele é o ruído enviado ao meio, na esperança de receber ecos. Em ambos os casos, quanto maior o nível do sinal emitido, melhores as chances de se obter medições representativas. O nível do sinal SL é definido através da intensidade sonora, e é dado por

$$SL = 10 \log_{10} \left(\frac{I}{I_{\text{ref}}} \right), \quad (3.8)$$

onde I é a intensidade da fonte a 1 m de distância e I_{ref} é a intensidade de referência no meio, que para a água do mar é dada por

$$I_{\text{ref}} = \frac{p_{\text{ref}}^2}{\rho_w c_w} = \frac{(10^{-6})^2}{1,5 \times 10^6} = 6,67 \times 10^{-19} \text{ W/m}^2. \quad (3.9)$$

Na Equação (3.9) p_{ref} é a pressão de referência na água (1 μPa), ρ_w é a densidade da água do mar e c_w é a velocidade do som na água.

Para uma fonte omnidirecional com 1 Watt de potência o nível do sinal a 1 m de distância da fonte é

$$SL = 10 \log_{10} \left(\frac{1/4\pi}{6,67 \times 10^{-19}} \right) = 170,8 \text{ dB}. \quad (3.10)$$

Pode-se notar que os níveis de intensidade usuais utilizados em aplicações de acústica submarina são maiores do que os presentes no meio aéreo (109 dB para 1 W de potência acústica). Isso ocorre devido aos maiores valores de densidade e velocidade de propagação do som da água. Para calcular o nível de fontes com base em sua potência, pode-se utilizar a relação [27]

$$SL = 170,8 + 10 \log_{10} (P_a), \quad (3.11)$$

onde P_a é a potência acústica da fonte em Watts. Em termos práticos, no entanto, a potência fornecida pelos fabricantes de transdutores é a potência elétrica. Nesse caso, pode-se utilizar a eficiência eletroacústica do transdutor [68] para se estimar SL:

$$\eta_{ea} = \frac{P_a}{P_e}, \quad (3.12)$$

onde η_{ea} é a eficiência eletroacústica, P_a é a potência acústica e P_e é a potência elétrica. Assim, o nível do sinal é dado por

$$SL = 170,8 + 10 \log_{10} (P_e \eta_{ea}), \quad (3.13)$$

Como exemplo, pode-se calcular o valor máximo de SL possível utilizando um transdutor com 600 W (valor típico de um transdutor de sonares recreativos) e eficiência de 60%:

$$SL = 170,8 + 10 \log_{10} (600 \times 0,6) = 196,36 \text{ dB}. \quad (3.14)$$

3.5.3 Perda por transmissão

Um sinal acústico que viaja pelo oceano é enfraquecido e distorcido por vários mecanismos ao longo de seu percurso [27]. A perda por transmissão é o parâmetro utilizado para mensurar as modificações sofridas por esse sinal. Ela é definida como a perda de intensidade sonora entre um ponto de interesse e o ponto de referência, dada em decibéis e com referência a 1 m de distância [27], ou seja:

$$TL = -10 \log \left(\frac{I_{(r,z)}}{I_{r_0}} \right), \quad (3.15)$$

onde $I_{(r,z)}$ é a intensidade no ponto de interesse, a uma distância r e profundidade z , e I_{r_0} é a intensidade no ponto de referência.

Os dois principais mecanismos que influenciam na perda por transmissão são as perdas por propagação (também chamadas de

perdas geométricas) e as perdas por atenuação, já discutidas na Seção 2.2. A perda por transmissão pode ser considerada a soma dessas duas perdas [21], ou seja

$$TL = GL + AL, \quad (3.16)$$

onde GL representa a perda geométrica e AL a perda por atenuação. As outras perdas que estão associadas às medições de sonar, incluindo as perdas por espalhamento e reflexão, serão tratadas na Seção 3.5.4. O valor de GL pode ser obtido assumindo um tipo de propagação — esférica ou cilíndrica — e utilizando as Equações (2.17) ou (2.21), respectivamente. Já o valor de AL pode ser obtido através da Equação (2.25).

De modo geral, devido às ordens de grandeza associadas a cada uma das perdas, a perda geométrica possui muito mais influência nos resultados de sonares do que a perda por atenuação. Para uma onda com frequência de 1 kHz, por exemplo, é necessário que a onda percorra cerca de 145 km para que a perda por atenuação seja de 10 dB [21]. O mesmo valor de perda geométrica acontece para uma distância de cerca de 3 m. Por esse motivo, muitas vezes, a perda por atenuação é desconsiderada ao se trabalhar em águas rasas e a perda por transmissão é dada apenas pela perda geométrica. Em casos de medições de sonar para mapeamento e monitoramento, em geral, as distâncias envolvidas são tão pequenas que a perda por atenuação pode ser desprezada.

Um ponto importante pode ser observado no que concerne a perda por transmissão para medições de sonar: de maneira geral, devido às simplificações realizadas, a perda de transmissão é calculada basicamente através da Equação (2.16). Nota-se que essa equação depende apenas da distância do alvo, e que existe uma relação logarítmica para esse parâmetro. Dessa forma, existe uma grande diferença ao se calcular a perda por transmissão da onda através da distância total percorrida por ela (propagação de uma via), ou considerar a perda de transmissão igual a duas vezes o caminho de ida percorrido pela onda (propagação de duas vias). Como exemplo, pode-se citar o caso de uma fonte/receptor localizada a 10 m de distância de um objeto, em um meio

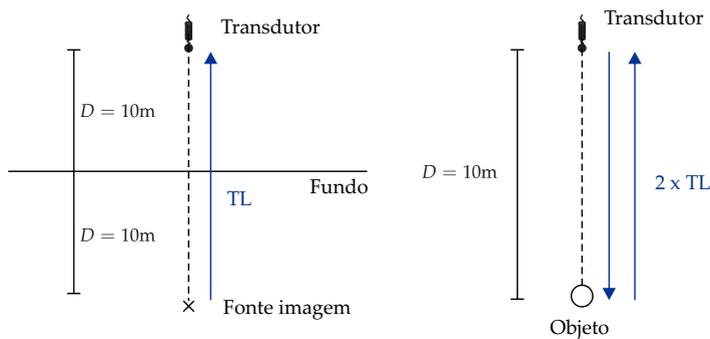
homogêneo e considerando campo livre. A onda gerada irá se propagar por 10 m, atingirá o objeto, sofrerá uma reflexão e propagará novamente 10 m em direção ao receptor. Considerando a distancia total percorrida pela onda, a perda por transmissão seria

$$TL = 20 \log(20) \approx 26 \text{ dB}, \quad (3.17)$$

enquanto que considerando a propagação de duas vias, a perda por transmissão seria

$$TL = 2 \times 20 \log(10) \approx 40 \text{ dB}. \quad (3.18)$$

Uma análise mais atenta a esse caso mostra que a Equação (3.17) considera o objeto como uma superfície infinita e rígida, que apenas reflete a onda incidente como um espelho, vide Figura 3.5 (a). A Equação (3.18) considera o objeto como um ponto adimensional, em que uma nova propagação esférica se inicia após a reflexão, como ilustrado na Figura 3.5 (b). Na prática, nenhum dos dois casos realmente irá acontecer, mas sim um caso que seja intermediário aos dois.



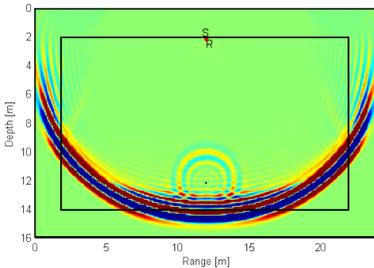
(a) Propagação de uma via. (b) Propagação de duas vias.

Figura 3.5.: Interpretação da propagação de uma e duas vias sonares ativos.

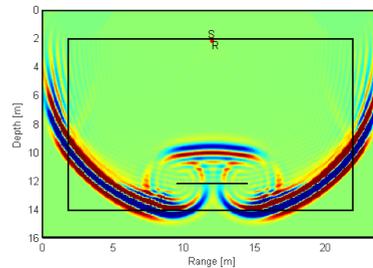
É importante notar, no entanto, que a equação do sonar utiliza o segundo caso em sua definição, como já foi descrito na Seção 3.5. Esse fato pode ser facilmente compreensível considerando que

a equação do sonar foi originalmente criada para utilização em sonares de detecção, nos quais o tamanho do objeto não é tão grande se comparado com a distância entre o transdutor e o alvo. Para medições em que o alvo é uma superfície, como no caso do mapeamento do substrato, uma atenção especial deve ser dada à utilização da equação do sonar. Ou deve ser utilizada a distância total de propagação da onda para o cálculo da perda por transmissão ou deve ser aplicada alguma correção, como será discutido na Seção 3.5.4.

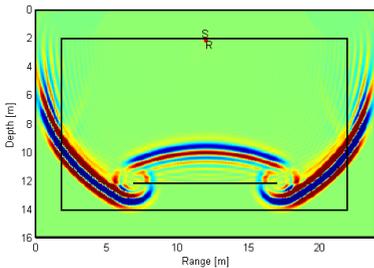
Para ilustrar essa situação foi realizada uma simulação considerando uma fonte/receptor posicionada a 10 m de um alvo. O alvo foi modelado como uma superfície, com respectivamente 0,1 m, 5 m, 10 m e 20 m de comprimento. Para a simulação foi utilizado um algoritmo de DHM [69, 70]. A Figura 3.6 exibe os resultados de distribuição de pressão sonora para um período de tempo logo após a reflexão da frente de onda gerada no alvo.



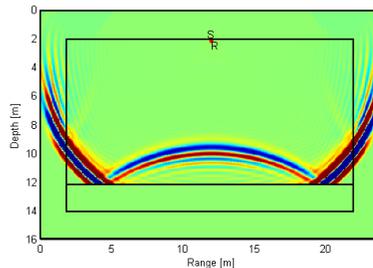
(a) 0,1 m de comprimento.



(b) 5 m de comprimento.



(c) 10 m de comprimento.



(d) 20 m de comprimento.

Figura 3.6.: Simulação da reflexão de uma frente de onda em um alvo com tamanho variável.

Pode-se observar que para um alvo com uma pequena superfície, Figura 3.6 (a), a distribuição gerada é semelhante a uma nova fonte pontual propagando esfericamente (Equação (3.18)). Conforme a superfície do alvo aumenta, Figuras 3.6 (b) e 3.6 (c), a propagação começa a se assemelhar a frente de onda original refletida. No caso da Figura 3.6 (d), quando a superfície já é bastante grande em relação ao comprimento de onda, a propagação aparenta estar apenas espelhada (Equação (3.17)).

3.5.4 Força de reflexão e retroespalhamento

Cada objeto possui sua própria habilidade de refletir um sinal sonoro e gerar um eco. Nas medições de sonar ativo, deseja-se obter o eco de um alvo específico: um submarino, um torpedo, uma baleia ou o próprio fundo do mar. A força de reflexão é o parâmetro que mensura o quão reflexivo é esse alvo. Ela é definida como

$$TS = 10 \log \left(\frac{I_r}{I_i} \right), \quad (3.19)$$

onde I_r é a intensidade sonora refletida e I_i é a intensidade sonora incidente. Ou seja, a força de reflexão é uma relação em decibel entre as intensidades incidentes e refletidas em um alvo. A medição da intensidade refletida é realizada em campo distante²⁷ e ajustada utilizando a perda por transmissão para a posição do centro do alvo, referenciada a uma distância específica (em geral 1 m do centro do alvo) [27]. Esse procedimento faz com que muitos alvos possuam valores positivos de TS. Isso, no entanto, não quer dizer necessariamente que a energia refletida é maior do que a incidente, pois para alvos muito grandes (como submarinos) a posição de referência do parâmetro pode estar dentro do objeto [71].

A força de reflexão, assim como a própria equação do sonar, é modelada de forma a considerar o alvo um objeto pontual (como visto na Seção 3.5.3). Na prática, no entanto, nenhum alvo será

²⁷ Região a qual a intensidade sonora decai proporcionalmente ao quadrado da distância.

pontual: suas dimensões e forma irão influenciar no modo como a onda será refletida de volta ao receptor. Além disso, parte da onda acústica pode penetrar no alvo e não ser refletida de volta, de acordo com sua relação de impedância com a água. Se houver casamento de impedâncias o alvo será invisível ao sonar. Esses mecanismos são os responsáveis por compor a força de reflexão.

A forte relação entre a força de reflexão e as características do alvo tornou seu estudo uma importante área de estudos, principalmente no campo militar. Objetos com baixa força de reflexão são mais difíceis de serem detectados por outros sonares, característica extremamente desejável para submarinos, minas e torpedos. Para casos mais simples, a força de reflexão de vários objetos naturais e construídos pelo homem já é bem conhecida, possuindo equações bem documentadas que podem ser encontradas em [2, 11, 71].

Ressalta-se que a força de reflexão é um parâmetro criado para sonares de detecção para descrever alvos pontuais. Ao utilizar um sonar para realizar o mapeamento de uma região, o alvo passa a ser uma superfície, com dimensões que não podem ser desprezadas. Além disso, propriedades do fundo marinho — como tipo de substrato, rugosidade e inclinação — influenciam diretamente na reflexão das ondas sonoras e devem ser consideradas.

Nas medições de sonar ativo, a parcela útil da reflexão é aquela que retorna na direção dos sensores e, em geral, é dada pelo espalhamento da onda. No entanto, devido à natureza pseudoaleatória da rugosidade, o espalhamento tende a ocorrer em todas as direções. Dessa forma, observa-se o retroespalhamento, que é a parcela da onda incidente que é espalhada apenas na direção do sensor.

O cálculo da força de retroespalhamento (BS) é dado pela Equação (2.37). Essa equação, no entanto, é definida para uma área unitária (1 m^2). Como muitas vezes a área ensonificada pelo transdutor é diferente, é necessário aplicar uma correção que considere essa área. O parâmetro criado para quantificar essa correção é a área do alvo²⁸ (TA), definida como

²⁸ Do termo em inglês *target area*.

$$TA = 10 \log(S), \quad (3.20)$$

onde S é a área ensonificada. Dessa forma, pode-se chegar a uma relação de equivalência entre a força de reflexão e a força de retroespalhamento [72] dada por

$$TS = BS + TA. \quad (3.21)$$

É importante citar que para sonares de detecção de objetos o espalhamento e a reflexão do fundo são inseridos em um parâmetro chamado reverberação, que faz parte do nível de ruído (ver Seção 3.5.5). Isso ocorre pois as ondas sonoras refletidas no fundo não são o sinal desejado, e sim algo que está presente no ambiente e mascara o sinal desejado.

3.5.5 Nível de ruído

Um dos maiores problemas na acústica oceânica é o estudo (medição e previsão) do ruído ambiental, que é um campo sonoro geralmente formado por várias fontes distribuídas, incoerentes e de banda larga [8]. No entanto, o ruído do ambiente não é o único tipo de ruído presente nas medições de sonar. Uma das definições mais comuns de ruído é “todo o som que não faz parte do sinal” [11]. Embora vaga, essa definição retrata muito bem a característica indefinida do ruído, pois um som que é considerado sinal para uma aplicação pode ser considerado ruído para outra. Nas medições típicas de sonar ativo, o sinal que se deseja detectar é decorrente da reflexão do sinal gerado no objeto alvo. Dessa forma, todas as outras fontes de som diferentes das vindas desse alvo podem ser consideradas ruído, incluindo as reflexões do sinal gerado em outros elementos como a superfície e o fundo.

O nível de ruído é o parâmetro da equação do sonar que relaciona todos os mecanismos geradores de ruído durante uma medição. De forma geral, compõem esse parâmetro o ruído do ambiente, o auto-ruído e a reverberação. A soma desses fenômenos também é

chamada de ruído de fundo da medição [11].

O ruído do ambiente é gerado principalmente por efeitos climáticos, como ventos, chuvas, correnteza e quebra de ondas; biológicos, produzidos pela variedade de vida marinha; e humanos, como os ruídos de navios e plataformas de petróleo. Os efeitos climáticos são fortemente dependentes da profundidade, e ocorrem com mais intensidade em regiões de águas rasas. Essas fontes predominam o espectro em frequências abaixo de 30 kHz. O ruído biológico ocorre em decorrência da comunicação de mamíferos marinhos e principalmente devido aos chamados camarões pistola [73], que possuem um mecanismo de caça que gera ruídos de espectro plano entre 500 Hz e 20 kHz [21]. Já o ruído gerado por atividades ou equipamentos humanos, em geral, ocorre mais intensamente de forma localizada, perto da costa, de portos ou plataformas de petróleo. Fora dessas regiões, barcos podem ser fontes importantes de ruído em frequências abaixo de 500 Hz.

O auto-ruído é a parcela do ruído causada pelo próprio equipamento ou por fontes muito próximas a ele. Geralmente é causado por vibrações na plataforma ou suporte dos hidrofones, pelo ruído do motor do barco ou pelo fluxo de água nos hidrofones [27]. O ruído elétrico também faz parte do auto-ruído, sendo mais evidente na presença de interferência eletromagnética (EMI) ou na forma do chamado ruído térmico. O ruído térmico é gerado pela agitação térmica de cargas no interior de um condutor elétrico, estando presente na grande maioria dos sistemas elétricos [74]. Sua influência é mais acentuada em sistemas de sonar devido à faixa de frequência de operação desses equipamentos, passando a ser dominante no espectro do ruído de fundo a partir dos 30 kHz.

A reverberação é outra forma importante de ruído. Em sonares ativos, ela é decorrente da reflexão do sinal enviado em objetos diferentes do alvo de interesse. Em sonares de detecção, por exemplo, as reflexões do sinal enviado no fundo e na superfície marinha geram ruídos que atrapalham a detecção de alvos. Nesses casos, todas as considerações feitas na Seção 3.5.4 a respeito da força de retroespalhamento passam a fazer parte do nível de ruído.

A reverberação pode ser um problema mesmo em medições em que o alvo é o fundo marinho. Medições sísmicas, por exemplo, em que o objetivo é o mapeamento das camadas da subsuperfície, frequentemente são degradadas por “múltiplas”²⁹, que são réplicas do fundo que aparecem nos mapas como se fossem camadas da subsuperfície [75, 76]. O efeito das múltiplas reflexões também está presente em outros tipos de sonares, principalmente quando utilizados em águas rasas, e é chamado de múltiplos caminhos³⁰. O nível de ruído gerado pela reverberação é fortemente dependente das características do fundo marinho, e seu espectro depende principalmente do sinal gerado pelo equipamento. Duas são as principais abordagens para minimizar o efeito da reverberação: aumentar o tempo entre o envio de pulsos consecutivos, fornecendo tempo para a onda ser atenuada; ou aplicar filtros que eliminam os efeitos de múltiplos caminhos.

A Figura 3.7 ilustra um espectro típico de ruído de fundo (retirado de [11]), enquanto a Tabela 3.1 contém valores típicos de ruído ambiente e auto-ruído (retirado de [71]).

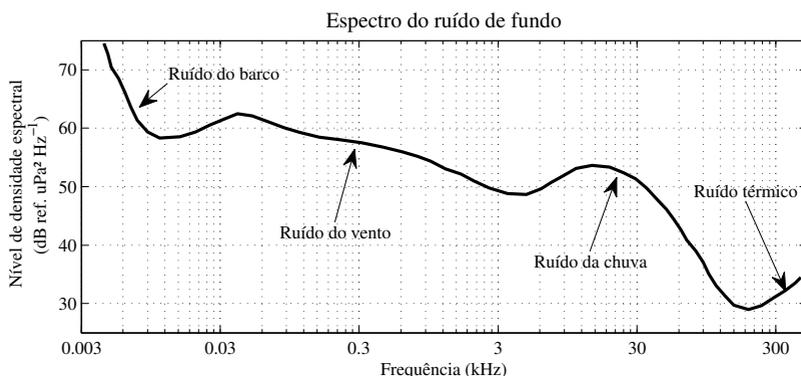


Figura 3.7.: Espectro predito do ruído de fundo (dB ref. $\mu\text{Pa}^2/\text{Hz}$) para uma profundidade de 100 m, velocidade do vento de 2,5 m/s, fundo composto de areia e perfil de velocidade constante [11].

²⁹ Termo geralmente utilizado em geoacústica.

³⁰ Do termo em inglês *multipath*.

Tabela 3.1.: Níveis típicos de ruído de fundo [71].

	Nível de intensidade (dB ref. 1 μ Pa)							
	0,5 kHz	1 kHz	2 kHz	4 kHz	8 kHz	16 kHz	32 kHz	64 kHz
Ruído ambiente alto	75	70	65	60	55	50	45	40
Ruído ambiente baixo	65	60	55	50	45	40	35	30
Auto-ruído alto	84	78	75	66	60	54	48	42
Auto ruído baixo	74	68	62	60	50	44	38	32

3.5.6 Índice de direcionalidade e ganho do arranjo

Tanto o índice de direcionalidade (DI) quanto o ganho do arranjo (AG) são parâmetros que expressam a capacidade do sistema e do processamento subsequente de amplificar um sinal advindo de uma direção específica e de rejeitar ruído. Ambos os parâmetros também estão associados a um arranjo de transdutores, uma vez que esse é o método mais comum em acústica submarina para se obter direcionalidade para os transdutores.

As vantagens do uso de um arranjo sobre um único hidrofone são várias: um arranjo é mais sensível, uma vez que vários sensores irão gerar mais tensão (se conectados em série) ou mais corrente (se conectados em paralelo) do que um único sensor se expostos ao mesmo campo sonoro; o arranjo possui propriedades direcionais que permitem discriminar sons chegando de diferentes direções; o arranjo possui relação sinal-ruído aprimorada uma vez que discrimina ruídos isotrópicos ou quase-isotrópicos em favor de sinais vindos da direção que o arranjo está apontando; e, por fim, o arranjo permite a alteração de sua direcionalidade apenas utilizando técnicas de pós-processamento de dados [2].

Por definição o índice de direcionalidade e o ganho do arranjo representam o ganho em decibel da relação sinal-ruído do arranjo comparada com o que seria obtido por um único hidrofone omnidirecional. A diferença na definição entre os dois tem relação com o campo de ruído e com o sinal assumidos [27]. O ganho do arranjo pode ser calculado como

$$AG = 10 \log_{10} \left(\frac{S/N_{\text{arr.}}}{S/N_{\text{trans.}}} \right), \quad (3.22)$$

onde $S/N_{\text{arr.}}$ é a relação sinal-ruído de todo o arranjo e $S/N_{\text{trans.}}$ é a relação sinal-ruído de apenas um transdutor. A solução exata da Equação (3.22), no entanto, é extremamente complexa, pois depende do conhecimento das funções de coerência do campo de ruído e do sinal ao longo das dimensões do arranjo [27]. Ao se reduzir o problema, considerando o sinal como sendo uma onda plana e totalmente correlacionado ao longo do arranjo e o ruído isotrópico e descorrelacionado, chega-se a definição do índice de direcionalidade.

O índice de direcionalidade de várias geometrias de arranjos pode ser encontrados em [2, 27, 71]. No entanto, pode-se calcular um valor aproximado que pode ser utilizado para a maioria das geometrias. Considera-se que o sinal que chega aos hidrofones é formado por uma componente determinística $s(t)$, compartilhada por todos os sensores, e um conteúdo não correlacionado de ruído $n_m(t)$, diferente para cada um deles. Neste caso o sinal de pressão em um hidrofone específico, $p_m(t)$, pode ser representado por

$$p_m(t) = s(t) + n_m(t), \quad (3.23)$$

e a média do sinal de todos os sensores será

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p_m(t) = s(t) + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M n_m(t), \quad (3.24)$$

onde M é o número de sensores do arranjo.

Aplicando o conceito de valor esperado de uma variável aleatória na Equação (3.24), considerando o ruído estatisticamente independente, e substituindo na Equação (3.22) (todo o desenvolvimento e considerações podem ser encontrados em [77, 78]) pode-se chegar a relação

$$DI = 10 \log M, \quad (3.25)$$

ou seja, a evolução do índice de direcionalidade perante o acréscimo

de transdutores ocorre de forma aproximadamente logarítmica ³¹. Embora não seja totalmente correto, esse valor pode representar uma boa estimativa do ganho do arranjo para ser utilizado na equação do sonar.

É importante ressaltar que tanto a Equação (3.22) quanto a Equação (3.25) levam em consideração apenas o lóbulo principal do arranjo de hidrofones. Ao se utilizar sensores agrupados em um arranjo, cria-se um padrão de direcionalidade formado por um lóbulo principal e lóbulos secundários (mais informações podem ser encontradas no Capítulo 6). Os lóbulos secundários também irão captar sinais, porém vindos de direções diferentes da direção desejada. Essa informação pode ser considerada ruído e inserida no parâmetro “nível de ruído” (NL). Além disso, muitas vezes ganhos extras são adicionados ao sistema devido ao uso de amplificadores ou de técnicas de processamento de sinais, como o *matched filter* (ver Seção 5.3.1) ou mesmo janelas espaciais [79]. Esses ganhos devem ser adicionados ao valor de DI para obter resultados mais próximos da realidade ao utilizar a equação do sonar.

3.5.7 Considerações a respeito da equação do sonar

Como visto nas últimas seções, a equação do sonar possui várias limitações que podem prejudicar sua capacidade de predição. Aqui serão sumarizados todas as hipóteses assumidas ao utilizar a equação do sonar sem correções.

1. Alvos individuais são considerados fontes pontuais (Seção 3.5.3).
2. O som se propaga de maneira esférica (Seção 3.5.3).
3. Os alvos estão no campo distante do equipamento, e dessa forma as ondas que atingem os alvos e o equipamento podem ser consideradas ondas planas. (Seção 3.5.4).

³¹ Em vários casos a Equação (3.25) é utilizada para representar o ganho de um arranjo. Nesse trabalho, considera-se que o ganho só pode ser estimado ao se conhecer o ruído ao qual o arranjo está submetido, e dessa forma o termo DI é utilizado para representar seu valor aproximado.

4. Os ecos que atingem o arranjo de hidrofones são totalmente coerentes ao longo de sua extensão (Seção 3.5.6).
5. O campo de ruído é isotrópico e descorrelacionado (Seções 3.5.5 e 3.5.6).
6. Os efeitos dos lóbulos laterais do arranjo são desconsiderados (Seção 3.5.6).
7. O sinal enviado ao ambiente é de banda estreita (Seções 3.5.3 e 3.5.4).
8. Os resultados são dados em potência acústica média por unidade de área, implicando que eles são referentes à uma média de um intervalo de tempo (Seções 3.5.2 e 3.5.4).

Correções podem ser aplicadas para considerar casos que divergem das características descritas acima, porém aumentando consideravelmente a complexidade dos cálculos da equação.

3.6 Resolução de sonares

A resolução é um parâmetro importante em qualquer dispositivo baseado em imagens e determina sua capacidade de separação de objetos. Dispositivos de sonar podem formar mapas de até três dimensões e não necessariamente possuem a mesma resolução em cada eixo. Além disso, para diferentes algoritmos de sonar a resolução em um mesmo eixo pode depender de parâmetros diferentes. Dessa forma é importante definir e nomear cada uma das possíveis resoluções que podem ser encontradas em um sonar, de forma a evitar equívocos no projeto de dispositivos.

A resolução no sentido do deslocamento do dispositivo será chamada nesse trabalho de resolução longitudinal (Δ_{long}), e pode ser encontrada na literatura internacional como *along-track resolution*. Para a direção perpendicular ao deslocamento do dispositivo será usado o termo resolução transversal (Δ_{trans}), em tradução livre do termo em inglês *across-track resolution*. A

resolução de profundidade, no sentido de propagação da onda, será chamada de resolução radial (Δ_{radial}), e é análoga à *range resolution* da literatura internacional. A Figura 3.8 ilustra a direção dessas três resoluções.

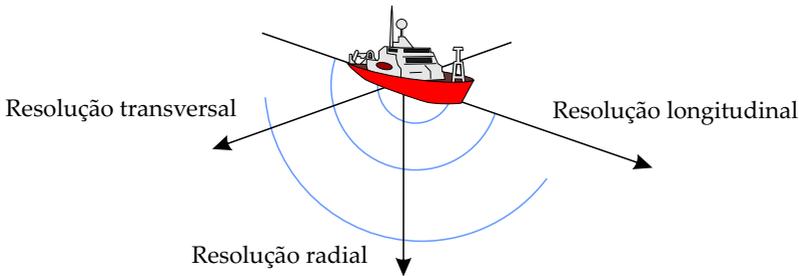


Figura 3.8.: Distintas direções das resoluções de um dispositivo de sonar.

De forma geral, a resolução longitudinal está relacionada à velocidade de deslocamento do dispositivo e à taxa de medições feitas por segundo. A respeito das outras resoluções, pode-se levantar as seguintes relações com os três principais tipos de sonar: em sonares de feixe único a resolução radial é definida pelo sinal de excitação e não há resolução transversal; em sonares de varredura lateral não há a resolução radial e a resolução transversal é dada pelo sinal de excitação; em sonares de múltiplos feixes a resolução radial é dada pelo sinal de excitação e a resolução transversal é dada pelo arranjo de hidrofones.

Mais informações a respeito da resolução radial podem ser encontradas na Seção 5.3.1. A resolução longitudinal é melhor detalhada na Seção 5.6 e a resolução transversal é totalmente descrita na Seção 6.3. Outros parâmetros relacionados a resolução de arranjos de transdutores no geral podem ser encontrados em Fonseca [44].

3.7 O sonar na atualidade

Embora tenham o mesmo conceito, os sonares atuais pouco tem em comum com os dispositivos rudimentares dos anos 20.

O avanço da tecnologia, e a aplicação de diferentes métodos de processamento de sinais, permitiu o aprimoramento do dispositivo em termos de resolução, área de cobertura, capacidade de detecção, entre outros. No entanto, muitos trabalhos ainda estão sendo desenvolvidos na área com intuito de aprimorar ainda mais os equipamentos. Nesta sessão serão apresentadas algumas das principais áreas de pesquisa envolvendo sonares ativos para mapeamento de superfície.

3.7.1 Abertura sintética

O sonar de abertura sintética (SAS³²) é um aprimoramento do sonar de varredura lateral que utiliza a adição coerente de vários pulsos enviados ao ambiente, enquanto o dispositivo se desloca, para emular a resposta de um arranjo de transdutores maior do que o realmente utilizado. Como a resolução é diretamente relacionada ao comprimento do arranjo, esse processo permite a geração de mosaicos com resolução aprimorada. A técnica de abertura sintética foi criada originalmente para aplicações de radar em 1965 por Wiley [80], sendo posteriormente utilizada para sonares, com a primeira patente datando de 1978, por Gilmour [81]. Com o desenvolvimento da técnica ao longo das décadas, sonares de abertura sintética passaram a utilizar mais hidrofones e a combinar seu processamento com técnicas de interferometria³³, criando o que é conhecido como sonar de batimetria de faixa³⁴ que consiste no estado da arte dos sistemas de batimetria comercial. Uma revisão completa sobre sonares de abertura sintética até o ano de 2008 foi feita por Hayes e Gough [82]. Atualmente, os principais focos de pesquisa envolvendo sonares de abertura sintética são: algoritmos de reconstrução de imagens; estimação e compensação

³² Acrônimo de *Synthetic Aperture Sonar*.

³³ A interferometria aplicada a medições de acústica submarina utiliza geralmente dois receptores dispostos verticalmente. Através da diferença de fase entre esses receptores é possível estimar a inclinação da onda incidente no conjunto e assim inferir dados de profundidade.

³⁴ Tradução livre do termo *swath bathymetry echosounder*.

da movimentação e autofoco; utilização da técnica de abertura sintética em sistemas interferométricos (SAS interferométrico); uso de trajetórias circulares (SAS circular); detecção, classificação, discriminação e caracterização de objetos.

No que concerne os algoritmos de reconstrução de imagens, são utilizados desde os algoritmos mais básicos, como o atraso-e-soma (ver Seção 6.4.2), até algoritmos aprimorados, como o *fast correlation convolution beamforming* [83], o *range-Doppler algorithm* [84] e o *wave-number algorithm* [85]. Novos algoritmos continuam sendo desenvolvidos [86], com principal objetivo de uso em conjunto com sistemas de compensação iterativa da movimentação [87] e técnicas de obtenção da profundidade [88], bem como em conjunto com técnicas de autofoco [89]. Quanto à utilização da abertura sintética em dispositivos interferométricos, ainda há pesquisas em andamento principalmente em relação à precisão da interferometria [90] e à correção de efeitos de múltiplos caminhos [91, 92]. No que concerne dispositivos de SAS circular, estudos iniciais mostraram as vantagens que esse tipo de medição pode trazer [93, 94] e mais recentemente um dispositivo capaz de simular esse tipo de medição foi construído [95]. No entanto a utilização prática do SAS circular ainda não foi alcançada e é um dos grandes tópicos de estudo da atualidade. Por fim, vários estudos vêm sendo feitos com objetivo de realizar a detecção, classificação, discriminação e caracterização de objetos imageados por sonares de abertura sintética. Dentre eles, pode-se citar a detecção de minas [96] e a classificação de objetos [97].

3.7.2 Caracterização de sedimentos

A caracterização de sedimentos utilizando respostas de sonar já é um campo estudado a décadas, mas que ainda não foi totalmente dominado. Já no início dos anos 90 foi publicado um trabalho por LeBlanc et al. [98] em que a perda de fundo, medida por um sonar de feixe único utilizando um CHIRP (ver Seção 5.3.1), é utilizada para estimar a impedância do sedimento que compõe o fundo. O valor de impedância é utilizado em modelos que

tentam prever o tipo de sedimento depositado no fundo. Trabalhos posteriores mostraram que o método não apresenta robustez suficiente para aplicações *in situ* [99], uma vez que esse método desconsidera diversos efeitos importantes durante a propagação, como a rugosidade do substrato, o espalhamento de volume, entre outros. Poucos anos depois, Clarke [100] utilizou um sonar de varredura lateral para a caracterização de sedimentos, desta vez utilizando as diferentes respostas para cada ângulo de incidência de forma a obter informações complementares sobre o sedimento.

Ainda nos anos 90 uma série de trabalhos utilizando sonares de múltiplos feixes de baixa frequência (12 kHz) utilizou apenas dados de retroespalhamento em função do ângulo de incidência para caracterizar o fundo, entre eles pode ser citado o trabalho de Dudgeley [101]. Para sonares de alta frequência (típicamente 100 kHz), que possuem melhor resolução de imagem, mostrou-se que texturas e a organização espacial dos *pixels* podem ser utilizados como parâmetros extras no processo de caracterização através de técnicas estatísticas [102]. Já na primeira década do século 21, uma sequência de correções para serem aplicadas aos dados de retroespalhamento é proposta por Hellequin [103], com intuito de corrigir sua amplitude de acordo com os vários processos presentes na propagação acústica e interação com o substrato.

Outro grupo de pesquisadores também desenvolveu importantes avanços na caracterização de sedimentos no início desse século. Simons e Snellen desenvolveram um algoritmo de identificação de regiões com diferentes tipos de sedimentos utilizando uma abordagem Bayesiana [104], também com base nos dados de retroespalhamento. Tal algoritmo teve sucesso tanto em aplicações utilizando sonares de feixe único [105] quanto sonares de múltiplos feixes [106].

Uma outra abordagem que pode ser utilizada para a caracterização de sedimentos é a estimativa da velocidade de propagação do som no sedimento. O método desenvolvido por Pinson [107] utiliza a teoria de fontes imagem e é capaz de estimar a velocidade em diferentes camadas de substratos, mesmo

que possuam uma geometria complexa [108]. As velocidades de propagação encontradas pelo método podem ser utilizadas como complemento para as classificações baseadas em dados de retroespalhamento, para complementar medições sísmicas ou para localização de objetos enterrados no fundo do mar [109].

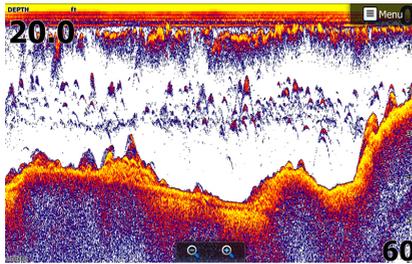
3.7.3 Dispositivos comerciais

Diversos dispositivos de sonar para o mapeamento e monitoramento de regiões subaquáticas estão disponíveis no mercado. Dentre eles, observa-se uma nítida divisão entre dispositivos recreativos e de baixo custo e equipamentos profissionais.

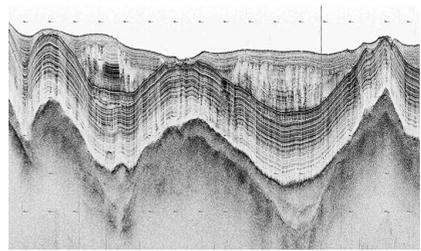
Entre os dispositivos de baixo custo predominam os sonares de feixe único, que se subdividem em dois grupos: sonares para serem instalados em pequenas embarcações e sonares portáteis, que podem ser presos à varas de pesca, caiaques, entre outros, ambos utilizados principalmente para detecção de peixes. No entanto, alguns dispositivos recreativos já fornecem algoritmos mais sofisticados, como de sonar de varredura lateral ou de *surround-scan sonar*. Destacam-se entre os sonares portáteis do mercado dispositivos como o *Deeper*© [110], que opera nas frequências de 90 kHz ou 290 kHz, medindo profundidades de até 40 m, e o *Fish Hunter*© [111] que opera na frequência de 381 kHz, medindo profundidades de até 35 m. Dentre os sonares recreativos para pequenas embarcações, destacam-se o *SonarHub*© [112], capaz de operar utilizando sinais CHIRP ou CW (ver Seção 5.3) com frequências que variam entre 40 kHz e 210 kHz para algoritmos de feixe único (à profundidades de até 1.000 m) e entre 400 kHz e 800 kHz para algoritmos de varredura lateral (à profundidades de até 91 m), e o *Structure Scan*©, que opera nas frequências de 400 kHz e 800 kHz à profundidades de até 91 m. Um resultado de sonar de feixe único gerado pelo *SonarHub* é exibido na Figura 3.9 (a).

Os dispositivos de sonares profissionais seguem a tendência de incorporar vários métodos de medição e processamento em um único dispositivo e, dessa forma, torna-se difícil a separação desses equipamentos por tipos de dispositivo. Entre as principais distri-

buidoras de sonares profissionais, pode-se citar: Edgetech© [113], L-3 Klein© [114], ODOM Teledyne© [115] e Kongsberg Simrad© [116]. Os dados a seguir foram baseados nessas fontes.



(a) SonarHub.



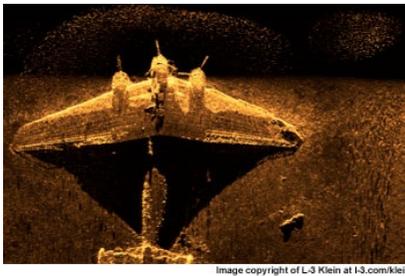
(b) Edgetech SB-216S.

Figura 3.9.: Imagens de sonar de feixe único obtidas por dispositivos comerciais. Retirado de [112] e [113], respectivamente.

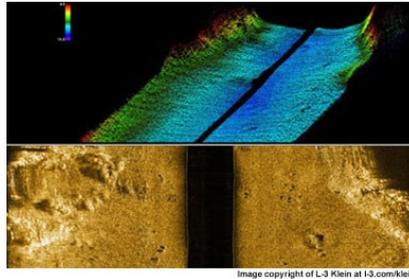
Dentre os dispositivos que realizam medições de feixe único se destacam os perfiladores de sub-fundo, que utilizam sinais do tipo CHIRP para avaliar camadas de estratificação do substrato. Esses dispositivos operam em baixas frequências, que variam entre 2 kHz e 24 kHz, medindo profundidades de até 300 m e obtendo penetração no substrato na ordem de 100 m a 200 m. Um exemplo de resultado gerado por um perfilador de sub-fundo é exibido na Figura 3.9 (b). Os dispositivos que realizam medições clássicas de feixe único operam, em geral, com frequências mais altas, que chegam até 200 kHz e medem profundidades que podem ultrapassar 1.500 m.

Dispositivos que realizam medições de varredura lateral utilizam frequências maiores do que os sonares de feixe único, chegando a frequências de até a 1.800 kHz. Em média, a frequência de operação desses dispositivos é da ordem de grandeza de 900 kHz. Quanto a profundidade de operação, pode-se encontrar dispositivos que medem até 750 m de profundidade, enquanto a média dos dispositivos fica próxima a 200 m. Sonares que realizam batimetria utilizando interferometria seguem as mesmas especificações dos sonares de varredura lateral e dessa forma possuem as mesmas

frequências de operação e profundidade máxima. A Figura 3.10 (a) ilustra um exemplo de mosaico de sonar de varredura lateral, enquanto a Figura 3.10 (b) exibe um resultado de batimetria obtido utilizando interferometria (na parte superior) e o mosaico de sonar de varredura lateral, que representa uma visão superior e sem informação de profundidade, associado a esse perfil batimétrico (na parte inferior). Na Figura 3.10 (b) fica claro também a zona cega (faixa preta paralela a movimentação do dispositivo) associada aos sonares de varredura lateral, que é a região logo abaixo do dispositivo que não é ensonificada pelos transdutores.



(a) L-3 Klein UUV 3500.

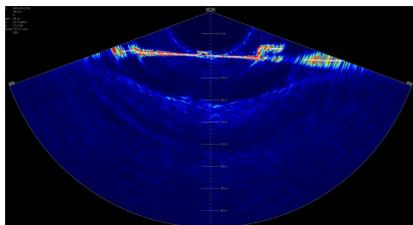


(b) L-3 Klein 5500 V2.

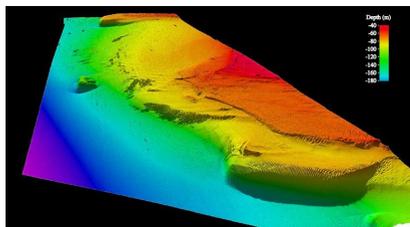
Figura 3.10.: Imagens de sonar de varredura lateral obtidas por dispositivos comerciais. Retirado de [114].

Os dispositivos que realizam medições de múltiplos feixes, por sua vez, efetuam essas medições em frequências intermediárias aos valores utilizados para varredura lateral e feixe único. As frequências de operação de múltiplos feixes variam entre 12 kHz e 400 kHz, dependendo da profundidade máxima de medição, que pode chegar até a 11.000 m nos exemplos encontrados. A Figura 3.11 (a) mostra um perfil obtido para um pulso gerado por um sonar de múltiplos feixes. Considera-se que o dispositivo está localizado no centro da semi-esfera e apontado para baixo: as cores vermelhas representam a reflexão da onda no fundo marinho. A Figura 3.11 (b), por sua vez, mostra um mapa batimétrico completo, composto por uma sequência de perfis extraídos de resultados

semelhantes ao da Figura 3.11 (a).



(a) ODOM Teledyne MB2.



(b) Kongsberg Simrad EM1002.

Figura 3.11.: Imagens de sonar de múltiplos feixes obtidas por dispositivos comerciais. Retirado de [115] e [117], respectivamente.

4 Simulação de ambientes marinhos

Simuladores são ferramentas importantes na pesquisa e desenvolvimento de algoritmos de processamento de sinais para sonares. Simuladores fornecem ao projetista a oportunidade de variar parâmetros do sistema e do ambiente, enquanto os demais parâmetros se mantêm fixos, permitindo estudar o desempenho e robustez do processamento. Além disso, podem ser utilizados na geração de bases de dados, reduzindo a necessidade de realização de medições, que podem ser extremamente custosas [118]. Nesse contexto, o desenvolvimento de um simulador capaz de gerar dados com exatidão suficiente para serem utilizados como entrada nos algoritmos de processamento é um passo fundamental para o estudo e projeto de sonares.

Este capítulo descreve o modelo desenvolvido para simular os dados que serão utilizados nos algoritmos de processamento consequentes, bem como suas vantagens, limitações e aproximações. Um modelo para simulação de sonares de varredura lateral, que não faz parte do escopo desse trabalho, é apresentado no Apêndice C.

4.1 Abordagens práticas para simulação de sonares

Diferentes abordagens podem ser utilizadas para gerar dados de propagação sonora em ambientes marinhos. As características do ambiente, a faixa de frequência de análise e o nível de proximidade desejado entre o sinal gerado e um sinal medido irão definir qual o melhor modelo a ser utilizado para gerar esses dados. Diferentes modelos já foram criados ao longo das últimas décadas e são amplamente divulgados e utilizados pela comunidade científica.

Etter [119] descreveu os principais modelos utilizados para a simulação de ambientes subaquáticos, além de suas vantagens e desvantagens. Esta seção trará uma breve descrição dos principais modelos utilizados na obtenção de dados para sonares ativos de mapeamento. Para mais detalhes a respeito dos diversos modelos de propagação de ondas em ambiente aquático, incluindo diferentes modelos, detalhes de implementação e um *software* funcional, verificar [21, 118–121].

4.1.1 Principais modelos

Aproximação da integral de Kirchhoff

Nesse modelo a função de transferência que descreve a propagação sonora no ambiente é obtida através de uma integral sobre a superfície ou o volume. A pressão sonora no ponto de medição é então obtida através da transformada inversa de Fourier da multiplicação dessa função de transferência pela transformada de Fourier do pulso enviado. Essa implementação tem a vantagem de simplificar a inclusão de diferentes processos que são facilmente representados no domínio da frequência, como filtros e funções de espalhamento pontual [118].

Teoria de raios

A teoria de raios é um método que utiliza propriedades geométricas da propagação acústica para simular o ambiente. Raios são traçados a partir da fonte para diferentes direções e propagam pelo ambiente até atingir um obstáculo, onde sofrem efeitos de reflexão e transmissão. Difração, refração e espalhamento também podem ser aproximadas através de regras geométricas utilizando a teoria de raios. Esse método já foi amplamente utilizado na modelagem de ambientes subaquáticos mas sua utilização decaiu nos últimos anos devido às aproximações inerentes ao método, que diminuem a exatidão da simulação, principalmente para baixas frequências [21].

Modos normais

Junto com a teoria de raios, o modelo de modos normais foi um dos modelos mais utilizados para simulação de ambientes marinhos no passado. Esse modelo foi utilizado por Pekeris [122] em sua teoria que descreve ambientes de águas rasas (ver Seção 4.2). O modelo resolve uma equação dependente da profundidade que possui vários modos de vibração, de forma análoga a uma corda vibrante. As “frequências” da vibração fornecem os números de onda horizontais associados à propagação modal. O campo acústico completo pode, então, ser construído somando as contribuições de cada modo, ponderados de acordo com a profundidade da fonte [21].

Diferenças finitas

Os modelos de diferenças finitas resolvem a equação da onda numericamente através da discretização do tempo e das dimensões espaciais. Dessa forma as derivadas temporais e as derivadas espaciais da pressão podem ser aproximadas por expressões mais simples, dependentes dos valores de discretização. Utilizando as condições iniciais do problema, o campo de pressão em qualquer outro ponto do espaço ou tempo pode ser computado. No entanto, a eficiência do modelo é limitada pois a discretização do tempo e do espaço devem ser na ordem de grandeza de frações do comprimento de onda avaliado. Isso restringe a aplicação da técnica à baixas frequências, por questões computacionais [118].

Elementos finitos

O método de elementos finitos (FEM) divide o domínio espacial em subdomínios, ou elementos, para os quais soluções exatas ou aproximadas podem ser obtidas em termos de um número finito de graus de liberdade. A conectividade entre os elementos leva, então, a um sistema linear de equações, de forma semelhante aos sistemas de equações que descrevem o comportamento mecânico de sistemas discretos [21]. Em termos de implementação esse método é mais complexo do que o método de diferenças finitas,

mas tipicamente gera resultados mais estáveis e precisos. Embora sua forma de discretizar o problema também seja mais sofisticada, os tempos computacionais ainda são uma limitação e passam a ser impraticáveis para altas frequências [118].

4.1.2 Modelo utilizado

O método de simulação que será utilizado no trabalho é a aproximação da integral de Kirchhoff. Esse modelo incorpora diretamente os efeitos da rugosidade da superfície e, além disso, permite a obtenção de uma função de transferência do ambiente independente do sinal de entrada. Esse modelo foi utilizado em diversos trabalhos científicos, como pode ser verificado em [118, 123–125] e apresenta resultados muito próximos do real, que incorporam diversos fenômenos de propagação em um tempo computacional razoável. Fenômenos não presentes no modelo original, como a sombra acústica, foram modelados utilizando a teoria de raios e os dados obtidos foram utilizados para complementar o modelo.

Com intuito de facilitar a implementação do modelo e diminuir a quantidade de pontos necessários para representar o ambiente, optou-se pelo uso do modelo em duas dimensões. Dessa forma um ambiente em três dimensões é modelado como uma sequência de fatias de duas dimensões. Para cada uma dessas fatias, no entanto, considera-se a terceira dimensão como invariável com a distância, o que não ocorre efetivamente. Essa aproximação pode acarretar alguns erros, que podem ser diminuídos ao utilizar regiões de análise com perfil suave ou transdutores com alta direcionalidade. Informações a respeito do erro de aproximação de uma região 3D em uma sequência de fatias 2D pode ser obtida em Bell [126].

4.2 Considerações quanto à coluna d'água

Antes da descrição do modelo de propagação que será utilizado, é importante definir as características do ambiente que será estudado. Dessa forma, é possível fazer simplificações que irão

facilitar os cálculos envolvidos no desenvolvimento do modelo.

Embora os algoritmos que serão desenvolvidos nesse trabalho possam ser aplicados em inúmeras situações, o principal enfoque dado ao seu uso será em ambientes de águas rasas. Esse tipo de ambiente é conhecido por sua extrema complexidade e abundância de fenômenos que tornam a propagação dependente do tempo, profundidade e distância [8]. No entanto, uma aproximação razoável para propagação em águas rasas é o chamado “modelo de Pekeris” [122], que considera esse ambiente como uma guia de ondas composta por uma coluna d'água com isovelocidade¹ sobre um fundo formado por um fluido, também com isovelocidade.

Utilizando esse modelo, o perfil de velocidade do som é considerado constante, e não há formação de dutos de propagação. Essa aproximação é válida para águas rasas, uma vez que não há muita variação na temperatura ao longo da coluna d'água. Além disso, o meio também é considerado homogêneo. Essa aproximação, por sua vez, pode não ser válida em algumas situações, pois desconsidera efeitos importantes que ocorrem em águas rasas, como a formação de bolhas, as correntes e a turbulência decorrente das ondas [8]. No entanto, para condições de baixa hidrodinâmica, como “mar calmo” e posições afastadas da zona de surfe, tais efeitos são minimizados e o modelo se aproxima da realidade. Os valores utilizados para a velocidade de propagação do som na água e a densidade da água foram 1.500 m/s e 1.000 kg/m³, valores típicos encontrados na literatura [35].

Por fim, para simplificação do modelo, também será desconsiderado o efeito de reflexão da superfície da água. Os efeitos da reflexão na superfície são importantes para duas situações específicas: quando se tenta observar camadas de subsuperfície do substrato; ou, quando o intervalo entre os pulsos enviados ao ambiente é muito pequeno, não oferecendo tempo suficiente para o decaimento do sinal de reverberação. Ao se evitar essas situações, a desconsideração das reflexões da superfície passa a ser uma aproximação válida.

¹ Velocidade de propagação do som constante ao longo da coluna d'água.

4.3 Considerações quanto ao sedimento

De forma semelhante ao feito para a coluna d'água, é importante definir as características do substrato que será utilizado. Seguindo o "modelo de Pekeris", o substrato foi representado como um fluido equivalente com velocidade de propagação constante ao longo da profundidade e distância. Isso significa que as considerações feitas na Seção 2.3.1 sobre a representação de sedimentos como fluidos equivalentes são válidas para esse ambiente, em especial a Equação (2.32).

Esse modelo é válido principalmente para substratos não consolidados [35], como areia e lama. Nesse trabalho, o tipo de sedimento padrão que será utilizado para compor o substrato é a areia, um substrato rápido ($c_p > c_w$), com valores de $c_p = 1.650$ m/s e $\rho_p = 2.046$ kg/m³. Substratos consolidados, como a rocha, não serão utilizados, uma vez que o modelo do fluido equivalente pode oferecer resultados de coeficiente de reflexão incorretos para fundos com essa composição [35].

A rugosidade do fundo, por sua vez, foi modelada através do espectro de Von Karman, conforme descrito na Seção 2.3.3. O espectro é reconstruído no domínio do número de onda, gerando os pontos que irão formar a superfície de análise. Com base nessas considerações, inicia-se para o desenvolvimento do modelo através da definição das equações do campo incidente e refletido.

4.4 Equações de campo direto e refletido

Para implementação do modelo da aproximação da integral de Kirchhoff, utiliza-se o campo de pressão calculado na posição dos sensores para expressar os sinais medidos em termos do espectro de frequência do pulso utilizado para ensonificar o cenário [118]. Inicialmente, considera-se uma fonte localizada num ponto do espaço $\mathbf{x}_s(x, y)$ e um receptor localizado no ponto $\mathbf{x}_D(x, y)$. O campo de pressão sonora medido pelo receptor pode ser dado pela somatória de todos os caminhos de propagação entre os pontos $\mathbf{x}_s(x, y)$ e $\mathbf{x}_D(x, y)$. De forma a simplificar os cálculos, apenas

o caminho direto e a primeira reflexão no fundo marinho serão considerados, como ilustrado na Figura 4.1.

A pressão no ponto $\mathbf{x}_D(x, y)$ pode ser obtida aplicando o teorema de Gauss [127] nas equações da onda em função da pressão e da função de Green (ver Wapenaar[123]) que resulta em

$$p(\mathbf{x}_D, k) = \underbrace{G(\mathbf{x}_s, \mathbf{x}_D, k) s(k)}_{\text{caminho direto}} + \underbrace{\int_V G \Delta p - p \Delta G \, dv}_{\text{campo refletido}}. \quad (4.1)$$

na qual a integral é calculada sobre um volume arbitrário que contém \mathbf{x}_s e \mathbf{x}_D , k é o número de onda, $s(k)$ é a função que define o sinal emitido pela fonte e G é a função de Green associada à resolução da equação de Helmholtz para uma excitação na forma de um Delta de Dirac espacial na condição de propagação utilizada.

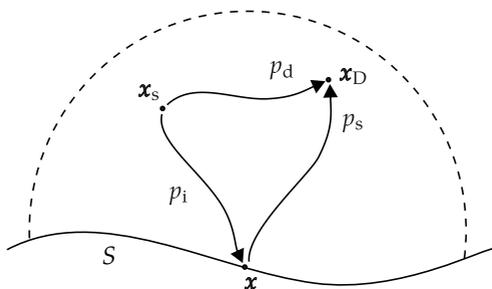


Figura 4.1.: Caminhos de propagação considerados para formação do campo acústico no ponto \mathbf{x}_D .

A integral que representa o campo de pressão refletido, p_s , pode ser calculada sobre uma superfície fechada formada pela composição do fundo do mar com o semicírculo que contém \mathbf{x}_s e \mathbf{x}_D utilizando a primeira identidade de Green [128]. De acordo com a condição de radiação de Sommerfeld [129], considerando uma condição de campo livre para o semicírculo, apenas a superfície do fundo marinho irá contribuir com o campo refletido. Dessa forma, o campo de pressão refletido pode ser calculado através da integral de Kirchhoff-Helmholtz [130] sobre a superfície refletora:

$$p_s(\mathbf{x}_D, k) = \int_s \left[G \left(\frac{\partial p(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} \right) - \left(\frac{\partial G}{\partial \mathbf{n}} \right) p(\mathbf{x}) \right] ds, \quad (4.2)$$

onde \mathbf{n} é o vetor unitário que representa a normal da superfície rugosa no ponto de análise, p_s é a pressão refletida e \mathbf{x} é um ponto arbitrário de análise sobre a superfície².

A pressão no ponto \mathbf{x} pode ser obtida através da superposição dos campos incidentes e refletidos, ou seja

$$p(\mathbf{x}) = p_i(\mathbf{x}) + p_s(\mathbf{x}). \quad (4.3)$$

Ao substituir a Equação (4.3) na Equação (4.2) e aplicar novamente a condição de radiação de Sommerfeld é possível perceber que o campo incidente no ponto \mathbf{x} , $p_i(\mathbf{x})$, que representa a resposta da fonte para a ausência da superfície refletora, não influencia no campo refletido no ponto \mathbf{x}_D [123], que pode ser dado por

$$p_s(\mathbf{x}_D, k) = \int_s \left[G \left(\frac{\partial p_s(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} \right) - \left(\frac{\partial G}{\partial \mathbf{n}} \right) p_s(\mathbf{x}) \right] ds. \quad (4.4)$$

O campo completo no ponto \mathbf{x}_D pode ser obtido, então, substituindo a Equação (4.4) na Equação (4.1), que resulta em

$$p(\mathbf{x}_D, k) = \underbrace{G(\mathbf{x}_s, \mathbf{x}_D, k) s(k)}_{p_d(\mathbf{x}_D)} + \underbrace{\int_s \left[G \left(\frac{\partial p_s(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} \right) - \left(\frac{\partial G}{\partial \mathbf{n}} \right) p_s(\mathbf{x}) \right] ds}_{p_s(\mathbf{x}_D)}. \quad (4.5)$$

² Note que para a representação dos pontos espaciais os subscritos “s” e “D” foram utilizados para representar a posição da fonte (*source*) e do sensor (*Detector*) respectivamente. Para a representação dos campos de pressão o subscrito “s” representa o campo espalhado (*scattered*), o subscrito “i” representa o campo incidente (*incident*) e o subscrito “d” representa o campo direto (*direct*). Essa representação foi escolhida para manter a nomenclatura usual da literatura estrangeira.

Até este ponto apenas aproximações em relação ao ambiente foram realizadas na dedução do campo de pressão no receptor. No entanto, a pressão refletida na superfície $p_s(\mathbf{x})$, necessária para o cálculo da Equação (4.5), não foi especificada explicitamente [123]. Diferentes aproximações podem ser utilizadas para determinar esse campo de pressão de forma a facilitar os cálculos dos próximos passos, como por exemplo o Método de Elementos de Contorno [131]. Nesse trabalho o modelo escolhido foi a aproximação de Kirchhoff pois embora o Método de Elementos de Contorno seja mais preciso, ele é muito mais custoso computacionalmente.

4.5 Aproximação de Kirchhoff

De modo geral, as ondulações da superfície marinha e a rugosidade do fundo marinho são muito maiores do que os comprimentos de onda utilizados em sonares que realizam o mapeamento dessas regiões. Nesse caso, considerando a rugosidade suficientemente suave [38], pode-se considerar que a reflexão sonora ocorre em cada ponto da superfície de acordo com as leis da acústica geométrica. Assim, para um ponto da superfície rugosa, a reflexão irá ocorrer da mesma forma que uma reflexão em um plano infinito tangente a esse ponto, Figura 4.2, sendo as propriedades acústicas desse plano iguais às da superfície rugosa [36].

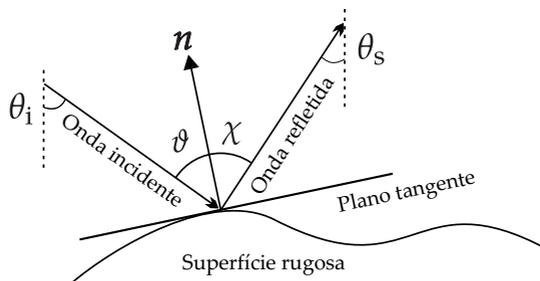


Figura 4.2.: Geometria da reflexão local segundo a aproximação de Kirchhoff, adaptado de [36].

Utilizando essa aproximação, a pressão p_s e sua derivada em relação à normal, $\partial p_s / \partial n$, podem ser determinadas no contorno

através da pressão incidente, p_i , usando as seguintes relações:

$$p_s(\mathbf{x}) \approx R(\vartheta) p_i(\mathbf{x}), \quad (4.6.a)$$

$$\frac{\partial p_s(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} \approx -R(\vartheta) \frac{\partial p_i(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}}, \quad (4.6.b)$$

onde $R(\vartheta)$ é o coeficiente de reflexão complexo para ondas planas, ou coeficiente de Rayleigh, para uma superfície plana que separa a coluna d'água de uma camada de sedimento, como descrito na Seção 2.3.1, e ϑ é o ângulo de incidência da onda no plano tangente. As aproximações da Equação (4.6) são válidas apenas para ondas planas e apenas o valor real do coeficiente de reflexão é utilizado.

A aproximação descrita é análoga ao princípio de Kirchhoff da teoria da difração [130] e quando aplicada ao cálculo do campo espalhado por uma superfície rugosa é comumente chamada de aproximação de Kirchhoff³ [36, 123].

A aproximação de Kirchhoff fornece resultados satisfatórios para direções de espalhamento próximas das direções de reflexão especular, ou seja, para ângulos de incidência próximos à normal [36, 72]. Para ângulos de incidência muito altos as pressões incidentes e refletidas não são conectadas pelas relações da Equação (4.6) e o modelo deixa de ser válido, vide Figura 4.3 (a). Essa limitação tende a não causar problemas para a simulação de sonares de feixe único e de múltiplos feixes, uma vez que esses dispositivos geralmente trabalham com baixos ângulos de incidência (ângulo máximo na ordem de 50°). Sonares de varredura lateral, que utilizam ângulos de incidência maiores, necessitam outra abordagem (ver Apêndice C). Além disso, a aproximação de Kirchhoff não é aplicável em sua forma usual quando a região avaliada está sob efeito de zonas de sombras acústicas, Figura 4.3 (b). Nesse caso o modelo deve ser modificado para não considerar os efeitos dos pontos sobre o efeito da sombra [36].

Através das relações das Equações (4.6.a) e (4.6.b), pode-se reescrever a Equação (4.4) com base na aproximação de Kirchhoff,

³ Ainda podem ser encontradas na literatura referências a esse método com os nomes de “método do plano tangente” e “*Facets Model*”.

que leva à:

$$p_s(\mathbf{x}_D, k) = \int_S \left[-R(\vartheta) G \left(\frac{\partial p_i(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} \right) - R(\vartheta) \left(\frac{\partial G}{\partial \mathbf{n}} \right) p_i(\mathbf{x}) \right] ds. \quad (4.7)$$

Através da aproximação de Kirchhoff também torna-se mais simples o cálculo das derivadas parciais com a normal. Através de considerações geométricas (ver Wapenaar [123]) chega-se à :

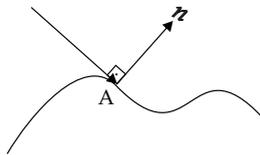
$$\frac{\partial p_i(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{n}} = -jk \cos(\vartheta) p_i(\mathbf{x}), \quad (4.8.a)$$

$$\frac{\partial G(\mathbf{x}_s, \mathbf{x}, k)}{\partial \mathbf{n}} = -jk \cos(\chi) G(\mathbf{x}, \mathbf{x}_s, k), \quad (4.8.b)$$

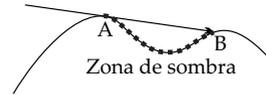
onde χ é o ângulo de reflexão da onda no plano tangente.

Substituindo as relações da Equação (4.8) na Equação (4.7), obtém-se a equação para o campo refletido de acordo com a aproximação de Kirchhoff,

$$p_s(\mathbf{x}_D, k) = \int_S jk R(\vartheta) [\cos(\vartheta) + \cos(\chi)] G(\mathbf{x}, \mathbf{x}_s, k) p_i(\mathbf{x}) ds. \quad (4.9)$$



(a) Grandes ângulos de incidência.



(b) Zonas de sombra.

Figura 4.3.: Limitações da aproximação de Kirchhoff, adaptado de [36].

Na próxima seção são exibidos os detalhes da implementação do modelo descrito, seguindo as considerações feitas nas Seções 4.2 e 4.3. Nas próximas seções essa implementação será referenciada como “método do plano tangente”.

4.6 Implementação do modelo

Para a correta obtenção dos sinais de pressão sonora no domínio do tempo a Equação (4.9) deve ser resolvida para inúmeros pontos sobre a superfície rugosa (\mathbf{x}) e para diversas frequências, de forma a reconstruir a resposta em frequência do campo de pressão refletido.

O primeiro passo na implementação do modelo é a definição da superfície de interface entre a coluna d'água e o sedimento. Ela pode ser dada pela soma do perfil de rugosidade e do perfil de profundidade corretamente corrigida de acordo com a profundidade desejada, ou seja,

$$S(x) = h(x) + z(x) - D, \quad (4.10)$$

onde h representa as variações de grande escala de profundidade, z representa as variações de pequena escala, ou seja, a rugosidade e D é a profundidade média da região. Para que a rugosidade seja bem representada, é recomendado que a discretização de S , δ_S , seja pelo menos igual à $\lambda/10$, sendo λ o comprimento de onda associado ao sinal utilizado para ensonificar o cenário [132].

A inclinação de cada ponto da superfície, utilizada para definir o plano tangente, e consequentemente os ângulos ϑ e χ , pode ser calculada como

$$\varphi(x) = \tan^{-1} \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right), \quad (4.11)$$

e a distância entre o ponto na superfície e o projetor ou a fonte pode ser dada simplesmente por

$$r_i = |\mathbf{x}_s - \mathbf{x}|, \quad (4.12.a)$$

$$r_s = |\mathbf{x}_D - \mathbf{x}|, \quad (4.12.b)$$

na qual r_i é a distância percorrida pela onda incidente e r_s é a distância percorrida pela onda refletida.

4.6.1 Raios e o efeito da sombra acústica

A integral da Equação (4.9) em geral é calculada sobre toda a superfície de interesse. No entanto, uma correção à equação pode ser utilizada para considerar os efeitos da sombra acústica. O modelo implementado utiliza raios acústicos para localizar as regiões que estarão sobre o efeito de sombras e então não incluir esses elementos no cálculo da integral.

Para isso, um vetor de raios, contendo o ângulo de incidência de cada raio é gerado, na forma

$$\theta_i = [\Theta_{\text{in}} : \Delta_{\Theta} : \Theta_{\text{fin}}], \quad (4.13)$$

onde Θ_{in} é o ângulo do primeiro raio, Δ_{Θ} é o passo entre os ângulos e Θ_{fin} é o ângulo do último raio. Para manter a relação $\delta_s < \lambda/10$, recomenda-se que o valor de Δ_{Θ} obedeça a relação

$$\tan(\Delta_{\Theta})D \leq \lambda/10, \quad (4.14)$$

onde, D é a profundidade média do fundo. Essa relação garante, para uma superfície plana, que cada elemento terá pelo menos um raio incidindo sobre ele.

Cada raio do vetor θ_i é então traçado até que atinja um elemento da superfície S discretizada. Após isso, realiza-se uma aproximação considerando que os raios atingem o centro do elemento, de forma que o tamanho do raio pode ser dado, utilizando a Equação (4.12.a), por r_i . Os raios são então propagados de volta ao receptor e um novo algoritmo é utilizado para identificar se eles se chocam com algum elemento do fundo antes de atingir o receptor. Para os raios que chegam ao receptor a distância percorrida pode ser dada pela Equação (4.12.b), caso contrário a distância é definida como $r_s = 0$, representando que o raio não atingiu o receptor. Dessa forma, a integração pode ser realizada sobre os raios e não sobre os elementos, mantendo o mesmo conceito da Equação (4.9). Utilizando esse processamento os elementos que estão em regiões de sombra acústica não recebem nenhum raio, e dessa forma não

são considerados na resolução do problema. A Figura 4.4 ilustra o conceito do método.

Pode-se observar que existem oito elementos na figura, mas apenas cinco deles são atingidos por raios incidentes. Destes apenas três retornam ao receptor. Ao realizar a integral sobre os raios, apenas aqueles que atingem os três elementos em questão irão contribuir para a criação do campo de reflexão, obedecendo as condições de sombra acústica impostas pela superfície.

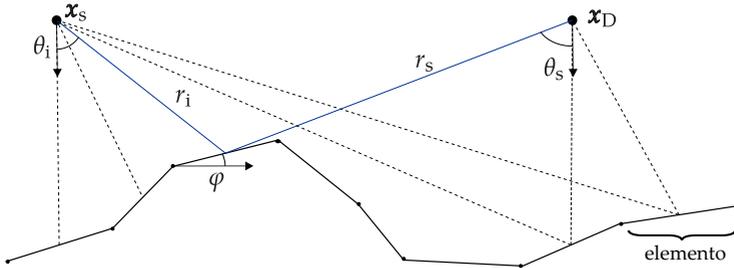


Figura 4.4.: Propagação de raios sobre a superfície de estudo.

É importante ressaltar que a abordagem de raios permite a incidência de mais de um raio no mesmo elemento. Esse fato se torna verdade principalmente quando $\tan(\Delta_\Theta)D \ll \lambda/10$. Porém, a aproximação utilizada faz com que os raios atinjam o elemento no mesmo lugar, ou seja, em seu centro. Como a Equação (4.9) possui o termo ds que representa o comprimento sobre a superfície do elemento avaliado, faz-se com que $ds = 0$ para todos os raios que atinjam o mesmo ponto, exceto o primeiro. Isso garante que apenas um raio irá contribuir para a formação do campo.

4.6.2 Implementação do campo refletido

Inicialmente, para obtenção do campo acústico refletido, considera-se o projetor como uma fonte pontual harmônica. Para esse tipo de fonte propagando em duas dimensões a função de Green entre dois pontos quaisquer do espaço, \mathbf{x} e \mathbf{x}_0 , pode ser dada por [133]

$$G(\mathbf{x}, \mathbf{x}_0, k) = \frac{j}{4} H_0^{(1)}(kr), \quad (4.15)$$

onde $H_0^{(1)}$ é a função de Hankel de ordem zero e de primeira espécie, \mathbf{x}_0 é a posição onde o campo assume valor unitário e $r = \sqrt{\mathbf{x}^2 + \mathbf{x}_0^2}$ é a distância percorrida pela onda.

A função de Hankel, segundo Thorsos [38], pode ser aproximada para o campo distante pela relação

$$H_0^{(1)}(kr) \sim (2/\pi k)^{1/2} e^{-j\pi/4} (e^{jkr}/\sqrt{r}), \quad (4.16)$$

Para o cálculo da pressão incidente sobre um elemento, utilizou-se uma função de Green simplificada⁴, considerando que a pressão do sinal dada por $s(k)$ está referenciada a 1 m de distância da fonte e que os outros componentes que influenciam a amplitude estão inseridos nele. Dessa forma, assumindo uma pressão unitária a 1 m da fonte, a pressão incidente sobre um ponto da superfície pode ser dada por

$$p_i(k) = \frac{e^{jkr_i}}{\sqrt{r_i}}, \quad (4.17)$$

sendo que, para a obtenção da resposta em frequência do campo de reflexão, o sinal de referência $s(k)$ somente será incluído no final do cálculo.

Os ângulos de incidência e reflexão em relação ao plano tangente, ϑ e χ , são calculados levando em consideração os ângulos de incidência e reflexão medidos nos transdutores, θ_i e θ_s (ver Figura 4.4), e a inclinação de cada elemento, φ , ou seja:

$$\vartheta(n) = \theta_i(n) - \varphi(n), \quad (4.18.a)$$

$$\chi(n) = \theta_s(n) - \varphi(n). \quad (4.18.b)$$

Substituindo as Equações (4.15), (4.16), (4.17) e (4.18) na Equação (4.9) e transformando a integral num somatório sobre os raios chega-se a:

⁴Essa função foi utilizada ao invés da equação original $p_i = (j/4) H_0^{(1)}(kr)$ para facilitar simplificações futuras.

$$\begin{aligned}
p_s(\theta_i, \theta_s, k) = & \\
& \sum \left(\frac{j}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi k}} e^{-j\pi/4} \frac{e^{jk r_i}}{\sqrt{r_i}} \cos(\theta_i - \varphi) R(\theta_i - \varphi) \frac{e^{jk r_i}}{\sqrt{r_i}} jk \right. \\
& \left. + R(\theta_i - \varphi) \frac{e^{jk r_r}}{\sqrt{r_s}} \cos(\theta_s - \varphi) \frac{j}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi k}} e^{-j\pi/4} \frac{e^{jk r_r}}{\sqrt{r_s}} jk \right) ds,
\end{aligned} \tag{4.19}$$

que pode ser rearranjada para:

$$\begin{aligned}
p_s(\theta_i, \theta_s, k) = & \sum -\frac{1}{4} \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-j\pi/4} \frac{e^{jk(r_i+r_s)}}{\sqrt{r_i r_s}} R(\theta_i - \varphi) \\
& [\cos(\theta_i - \varphi) + \cos(\theta_s - \varphi)] ds.
\end{aligned} \tag{4.20}$$

O valor de ds é calculado para cada elemento através da distância entre dois pontos adjacentes na superfície.

4.6.3 Sinal de referência e reconstrução do sinal no domínio do tempo

A reconstrução do campo refletido no domínio do tempo, na posição \mathbf{x}_D , é feita através da transformação inversa de Fourier da resposta em frequência do campo de pressão multiplicada pelo espectro do sinal da fonte, ou seja:

$$p_s(t) = \text{FT}^{-1} [p_s(k) s(k)]. \tag{4.21}$$

A Equação (4.21) representa apenas o campo de pressão refletido, sendo que para a obtenção do campo total o caminho direto, p_d , deve ser somado a resposta. No entanto, muitas vezes o campo incidente pode ser negligenciado pois, em geral, ele não é necessário em medições de sonar. Muitos dispositivos utilizam o mesmo transdutor para o envio e a recepção dos sinais, o que faz com que o campo de pressão incidente não seja nem captado. Dessa forma, em alguns casos optou-se pela não adição do campo incidente na

reconstrução do sinal, fazendo com que apenas a pressão espalhada seja utilizada.

Para que a Equação (4.21) seja computada de forma correta, a resposta em frequência do campo de pressão refletida deve ser criada de forma a ser compatível com o espectro do sinal enviado ao ambiente. Dessa forma, é importante primeiramente definir como esse sinal $s(t)$ é criado.

O sinal $s(t)$ é um vetor criado no domínio do tempo e formado pelo pulso enviado ao ambiente seguido de uma sequência de zeros, adicionados para que ele possua o mesmo número de amostras do campo de pressão calculado. A frequência desse pulso define a frequência de amostragem, fs ⁵, utilizada na criação do sinal. Ela deve ser tal que atenda o critério de Nyquist [134], ou seja, $fs \geq 2f$, onde f é a frequência do pulso. Para sinais de banda larga, é comum exigir que a frequência mais alta do espectro atenda o critério de Nyquist. O tempo total do sinal (T), por sua vez, é responsável por definir a máxima amostragem frequencial no domínio de Fourier, sendo $\Delta_f = 1/T$. É importante ressaltar que o tempo total do sinal enviado ao ambiente define também o tempo total de simulação e, assim, deve ser grande o suficiente para permitir que o eco retorne ao transdutor. O resultado da transformada de Fourier do sinal, $s(f)$, será um vetor representando as componentes frequenciais do sinal até a frequência $fs/2$ e com amostragem frequencial de Δ_f .

Para a construção da resposta em frequência do campo refletido, a Equação (4.20) deve ser calculada para os valores de k obtidos na transformada de Fourier de $s(t)$. Dessa forma, garante-se que os dois espectros de frequência possuem o mesmo número de pontos e a mesma resolução, facilitando a resolução da Equação (4.21). Entretanto, por critérios de eficiência de processamento, a Equação (4.20) pode ser calculada apenas para os valores de k que possuem componentes diferentes de zero em $s(k)$, uma vez que a multiplicação desses dois espectros será realizada. Dependendo do sinal gerado, esse processo pode reduzir drasticamente o tempo de cálculo do modelo, sem influenciar sua precisão.

⁵ Do inglês *sampling frequency*.

4.6.4 Direcionalidade dos transdutores

Em termos práticos todo transdutor possui uma função de direcionalidade, que influencia diretamente o modo como ele interage com o ambiente. Dispositivos de sonar costumam se beneficiar desse fato, seja para ensonificar parcelas pequenas do ambiente, seja para captar ondas provenientes de uma direção específica. Com intuito de desenvolver um modelo mais próximo da realidade, considerações a respeito da direcionalidade dos transdutores foram inseridas à Equação (4.20). Dessa forma, é possível realizar a avaliação dos algoritmos de sonar desenvolvidos utilizando diferentes direcionalidades de transdutores, atestando a robustez dos algoritmos.

A direcionalidade dos transdutores foi modelada como uma função sinc⁶, centrada no ângulo de inclinação do transdutor, ou seja

$$b(\theta) = \frac{A_g \operatorname{sen}(\pi\Delta_d(\theta - d))}{\pi\Delta_d(\theta - d)}, \quad (4.22)$$

onde A_g é o ganho de amplitude do transdutor, Δ_d é uma constante responsável por variar a largura do lóbulo principal, θ é o ângulo de análise dado em radianos e d é a inclinação do transdutor, também dado em radianos. A Figura 4.5 mostra o padrão de direcionalidade gerado pela Equação (4.22) para diferentes valores de Δ_d e d . Através desse tipo de variações se torna possível simular dados medidos por sonares de feixe único ou de varredura lateral, por exemplo.

Para considerar a direcionalidade do transdutor no modelo desenvolvido, multiplicam-se a direcionalidade referente ao projetor, $b_i(\theta_i)$, e a direcionalidade referente ao receptor, $b_s(\theta_s)$, dentro do somatório da Equação (4.20).

Além de aumentar o grau de semelhança da simulação com medições reais, a incorporação da direcionalidade dos transdutores ao

⁶ Essa função representa de forma aproximada a direcionalidade de transdutores reais utilizados em sonares.

modelo ajuda a reduzir erros numéricos inerentes às simplificações utilizadas. Embora seja considerada como infinita, a superfície do fundo é truncada por questões numéricas. Essa truncagem gera uma descontinuidade na superfície, responsável por criar reflexões que não deveriam fazer parte da resposta. Um exemplo de reflexões geradas por bordas pode ser observado nas Figuras 3.6 (b) e 3.6 (c), nas quais se nota as descontinuidades das bordas do alvo funcionando como uma fonte pontual. Em geral, esse problema é tratado utilizando condições de contorno de campo livre, que se valem de camadas absorvedoras para reduzir as reflexões geradas pela descontinuidade [135].

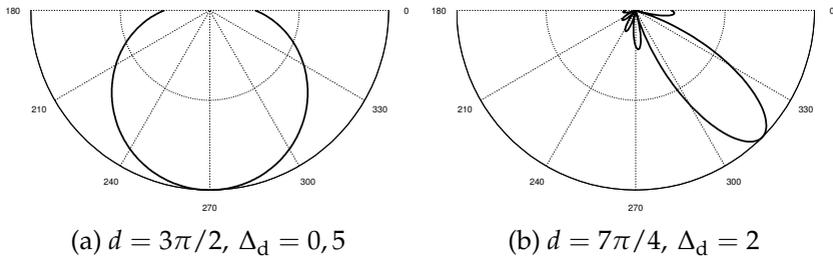


Figura 4.5.: Padrões de direcionalidade do transdutor para diferentes parâmetros de entrada em amplitude relativa.

Para a geração de dados desse trabalho não foram utilizadas camadas absorvedoras. Porém, ao se utilizar a direcionalidade dos transdutores, em geral, as reflexões das fronteiras são minimizadas, uma vez que elas se encontram em ângulos distantes dos ângulos de interesse da medição. Vale ressaltar que as reflexões ainda são geradas e estão presentes no modelo. A correta escolha da direcionalidade apenas diminui o efeito delas no sinal obtido pelo modelo.

4.7 Resultados preliminares

Para avaliação do método do plano tangente partiu-se da análise de casos simples, onde os fenômenos físicos podem ser observados no sinal gerado com mais facilidade. Assim, inicialmente avaliou-

se o caso de um ambiente em que o fundo do mar é completamente plano e rígido, ou seja, com coeficiente de reflexão $R = 1$ independente do ângulo de incidência. Os outros contornos simulam uma condição de campo livre. A dimensão utilizada para o fundo foi de 20 m de comprimento, utilizando uma malha de 2.000 elementos com 0,01 m de comprimento. Um caso monoestático foi considerado, com o transdutor omnidirecional localizado na posição $x_s = (0,0)$ m. Os outros parâmetros utilizados, que serão também utilizados nos próximos exemplos foram: $f_s = 50$ kHz e $c_w = 1.500$ m/s. A Figura 4.6 ilustra um exemplo de ambiente simulado. Na Figura 4.7 (a) é possível observar sinal obtido para o fundo descrito localizado a uma profundidade de 10 m e na Figura 4.7 (b) para uma profundidade de 5 m.

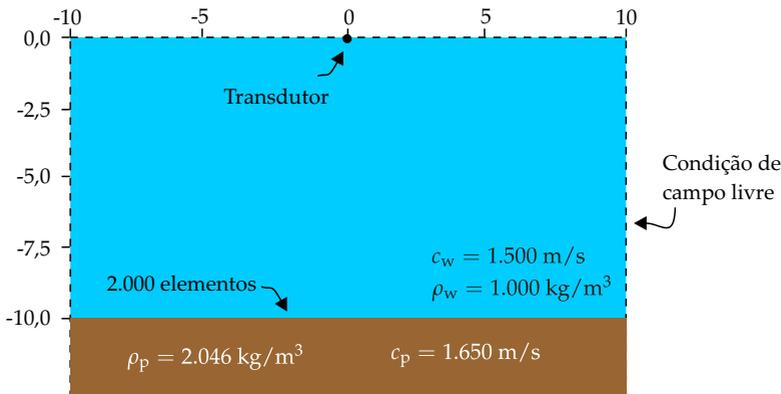


Figura 4.6.: Exemplo de ambiente simulado, ressaltando as condições de contorno, posição do transdutor, centro de coordenadas e parâmetros do ambiente.

Os sinais de pressão gerados pelo método do plano tangente são mostrados para uma amplitude relativa, no qual o valor 1 representa a pressão sonora gerada pela fonte à 1 m de distância de seu centro acústico. Além dos sinais de pressão, a Figura 4.7 mostra também a curva de perda de transmissão ao longo do tempo, para uma fonte com amplitude relativa igual a 1, considerando a velocidade de propagação da água $c_w = 1.500$ m/s e desconsiderando as perdas por atenuação.

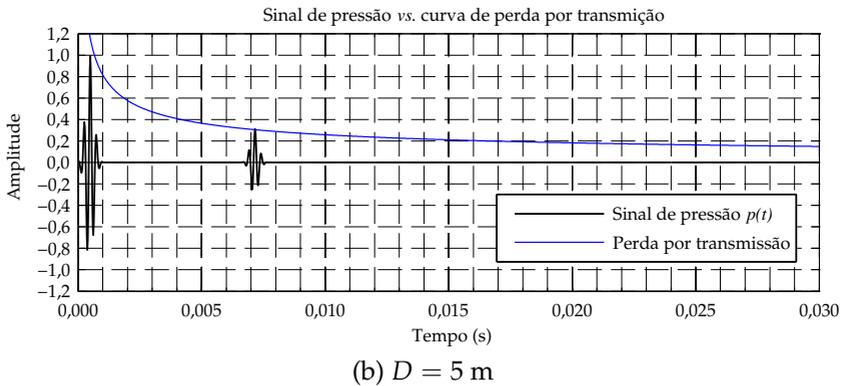
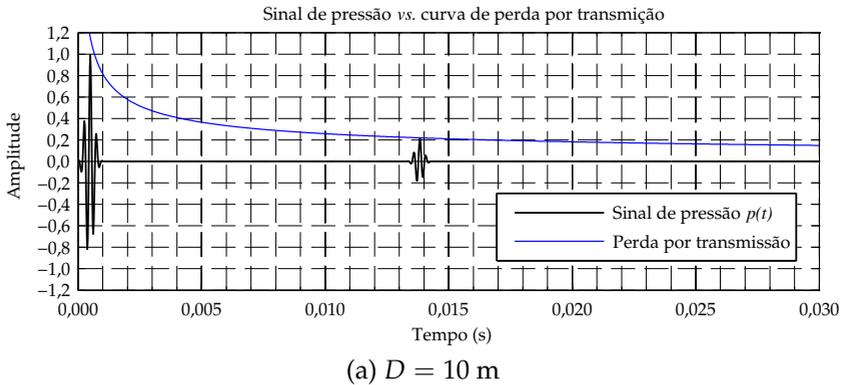
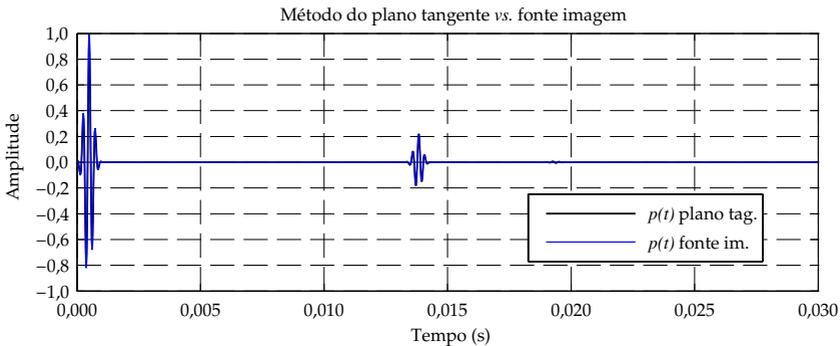


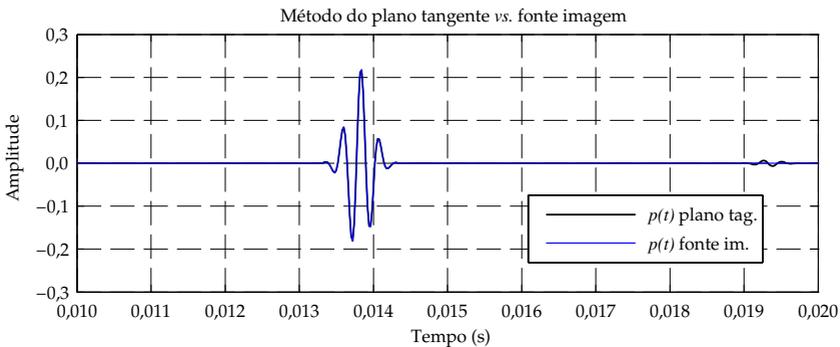
Figura 4.7.: Pressão sonora obtida para um fundo plano, sem rugosidade, considerando $R = 1$, $f_s = 50$ kHz e $c_w = 1.500$ m/s, $x_D = x_s = (0,0)$ m e sem considerar a direcionalidade do transdutor, comparada com curva de perda de transmissão ao longo do tempo, para diferentes profundidades.

Pode-se observar nas Figuras 4.7 (a) e 4.7 (b) que o pulso refletido pelo fundo, em seu pico máximo, possui a mesma amplitude que a curva de perda de transmissão. Esse comportamento é esperado, uma vez que foi utilizado um coeficiente de reflexão unitário, e atesta a estimativa exata do modelo para a amplitude do eco. Os tempos de chegada do início do eco podem ser calculados analiticamente e para profundidades de 10 m e 5 m são, respectivamente, 0,0133 s e 0,0066 s. Comparando esses valores com os observados no gráfico é possível notar que o tempo de chegada dos ecos também é dado de forma exata pelo modelo.

Para validar o aspecto do sinal de reflexão obtido, e garantir que a simulação foi feita de modo correto, o sinal de pressão gerado pelo método do plano tangente foi comparado com um sinal analítico gerado pelo método da fonte imagem [107]. Visto que o método da fonte imagem não é capaz de obter de forma robusta a pressão sonora refletida por um fundo complexo, o mesmo tipo de fundo simples utilizado no caso anterior foi utilizado nessa simulação. A Figura 4.8 mostra a comparação entre os resultados obtidos para cada modelo.



(a) Sinal completo.



(b) Sinal refletido.

Figura 4.8.: Comparação entre os resultados obtidos para o método do plano tangente e o método da fonte imagem, para um fundo plano, rígido, sem rugosidade, considerando $R = 1$, $D = 10$ m, $f_s = 50$ kHz, $c_w = 1.500$ m/s, $x_D = x_s = (0, 0)$ m e sem considerar a direcionalidade do transdutor.

Pode-se observar na Figura 4.8 (a) que tanto o sinal de pressão

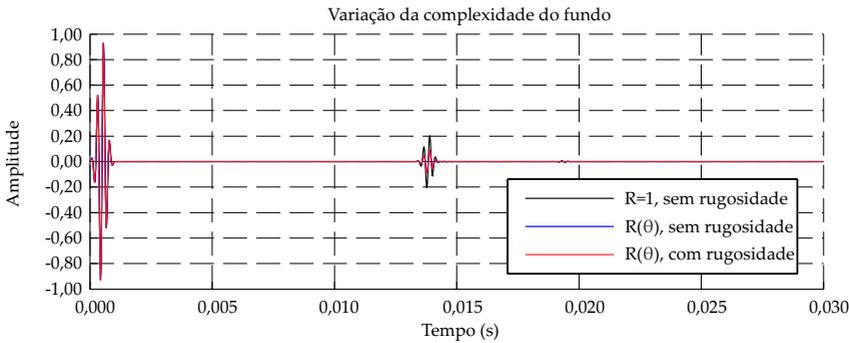
direta quanto o campo refletido de pressão gerados pelos modelos correspondem precisamente entre si. Já a Figura 4.8 (b) mostra em detalhe apenas o campo refletido, ou seja, o eco. É possível notar que o resultado do método do plano tangente possui uma oscilação próxima ao instante $t = 0,019$ s que não está presente no resultado gerado pelo método da fonte imagem. Essa oscilação é o efeito de borda, comentado na Seção 4.6.4, e está associada ao comprimento do fundo utilizado, L , ou ao ângulo de abertura da simulação (distância entre Θ_{in} e Θ_{fin} , em graus). Quanto maior o ângulo de abertura maior a porção do fundo que será considerado no cálculo do campo de pressão e, conseqüentemente, mais distante do campo refletido estará o efeito de borda. O método da fonte imagem considera o fundo plano, rígido e infinito e por esse motivo não sofre influência de bordas.

Uma vez validado o método para um fundo simples, aumentou-se a complexidade do fundo para avaliar o comportamento do modelo. A Figura 4.9 mostra a comparação do resultado da simulação para três tipos diferentes de fundo: plano e rígido; plano e modelado através da teoria de fluido equivalente, com coeficiente de reflexão dado pelo coeficiente de Rayleigh; e rugoso, também utilizando o coeficiente de Rayleigh.

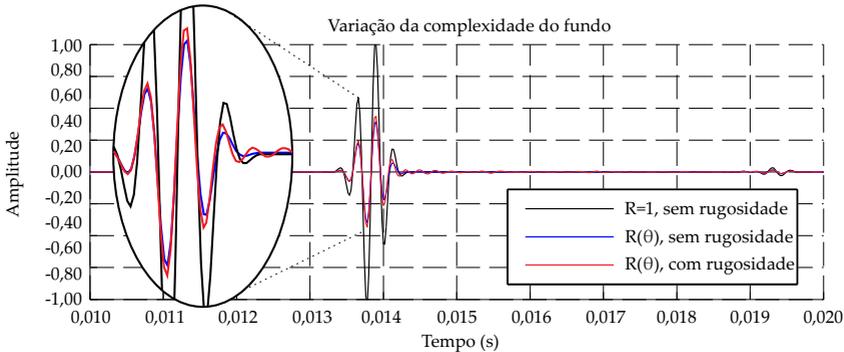
A rugosidade do fundo foi modelada através do espectro de Von Karman, e possui valor RMS de $0,03 \text{ m}^7$, com angulação máxima de 10° , ou seja, está dentro do critério de validade da aproximação de Kirchhoff. A Figura 4.10 mostra o perfil de fundo rugoso usado. Na Figura 4.9 (a) é possível observar que os campos incidentes são iguais para ambos os casos. Esse resultado é esperado, posto que as características do fundo não influenciam no campo incidente. Já na Figura 4.9 (b), que mostra um trecho do sinal referente apenas à reflexão, é possível observar com mais clareza o efeito da mudança de complexidade do fundo. Nota-se, que a inclusão do coeficiente de Rayleigh na simulação resulta numa diminuição da amplitude do eco obtido, mas sem alterar o aspecto do pulso. Essa diminuição ocorre pois parte da energia, agora, é transmitida ao substrato e apenas uma parte dela retorna ao transdutor na forma de eco. A

⁷ Mais efeitos da rugosidade em sonares estão no Apêndice E.

inserção da rugosidade no fundo, por sua vez, altera suavemente a amplitude em relação ao caso anterior e modifica o aspecto do sinal, gerando mais ondulações ao fim do pulso. Ambos os efeitos são causados pelo espalhamento da onda acústica ao atingir o substrato, que espalha a energia incidente para outras direções além da direção de reflexão especular. Esse fenômeno é o responsável pelo retroespalhamento e é fundamental para o funcionamento de sonares de varredura lateral e de múltiplos feixes.



(a) Sinal completo.



(b) Sinal refletido.

Figura 4.9.: Comparação entre os resultados obtidos através método do plano tangente para três casos: fundo plano, sem rugosidade e com coeficiente de reflexão igual a 1; fundo plano, sem rugosidade com coeficiente de reflexão de Rayleigh; fundo plano, rugoso e com coeficiente de reflexão de Rayleigh. Os parâmetros utilizados foram: $D = 10$ m, $f_s = 50$ kHz, $c_w = 1.500$ m/s, $c_p = 1.650$ m/s, $\rho_w = 1.000$ kg/m³, $\rho_p = 2.046$ kg/m³, $\gamma_1 = 4$, $w_1 = 0,01$, $K_0 = 0,1$, $x_D = x_s = (0,0)$ m e sem considerar a direcionalidade do transdutor.

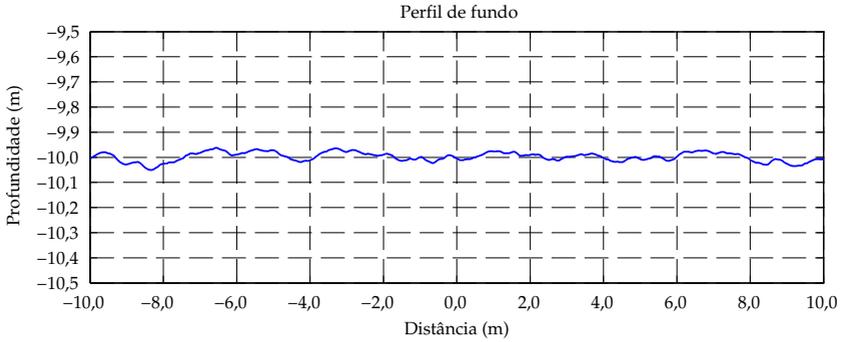


Figura 4.10.: Perfil de fundo rugoso utilizado para as simulações.

Também foi avaliado um caso biestático, quando o projetor e o receptor estão posicionados em posições diferentes. A Figura 4.11 mostra o resultado gerado pelo método do plano tangente para uma fonte posicionada na posição $x_s = (0,0)$ m, num ambiente com fundo rugoso e modelado através do modelo de fluido equivalente, utilizando os mesmos parâmetros citados acima. Os sensores foram posicionados nas posições $x_D^1 = (0,0)$ m, simulando um caso monoestático, e $x_D^2 = (2,0)$, simulando um caso biestático.

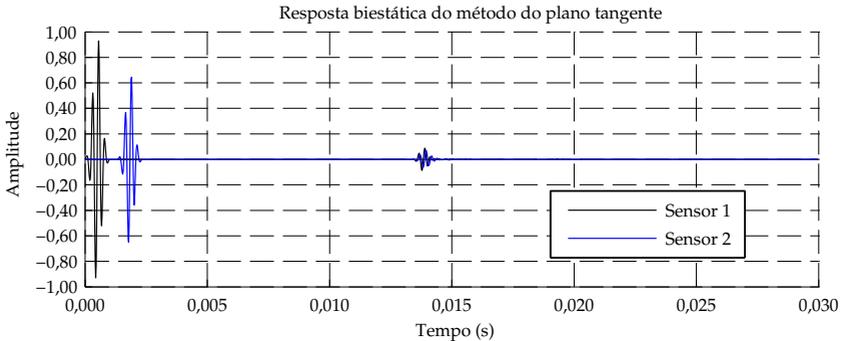


Figura 4.11.: Resposta biestática do método do plano tangente, considerando o projetor na posição $x_s = (0,0)$ m, o sensor 1 na posição $x_D^1 = (0,0)$ m e o sensor 2 na posição $x_D^2 = (2,0)$ m. A direcionalidade foi desconsiderada e o fundo foi considerado um fluido equivalente rugoso, com $c_p = 1.650$ m/s, $\rho_p = 2.046$, $\gamma_1 = 4$, $w_1 = 0,01$, $K_0 = 0,1$. Os outros parâmetros utilizados na simulação foram: $D = 10$ m, $f_s = 50$ kHz, $c_w = 1.500$ m/s e $\rho_w = 1.000$ kg/m³.

É possível notar que no caso biestático (sensor 2) o pulso inicial está deslocado no tempo e atenuado, pois a onda propaga no meio por um determinado tempo até atingir o sensor. Esse comportamento é definido pela Equação (4.17), que modela o campo incidente de propagação. Já os ecos não possuem um atraso tão grande um em relação ao outro, pois a diferença entre os caminhos de duas vias não é tão grande entre esses dois sensores.

Os resultados obtidos nas Figuras 4.9 e 4.11, dessa maneira, mostram que o código de simulação gera resultados que estão de acordo com os mecanismos e física envolvidos no processo de propagação de ondas sonoras em ambientes subaquáticos, e validam a implementação do método, que por sua vez já é aceito como correto no meio científico [36, 38, 123].

É importante salientar que todos os resultados mostrados até esse ponto consideraram um transdutor omnidirecional, ou seja, não foi considerado nenhum efeito de direcionalidade no transdutor. Em função disso, uma avaliação a respeito da direcionalidade do transdutor também foi realizada. A Figura 4.12 mostra a comparação do campo refletido para um mesmo fundo, plano e rígido, considerando um transdutor omnidirecional e um transdutor com largura de lóbulo de $76,4^\circ$ (largura de lóbulo obtida utilizando $\Delta_d = 1,5$). Para melhor observar o efeito da direcionalidade, considerou-se que o transdutor possui uma direcionalidade dada pela Equação (4.22) operando como projetor, com $A_g = 1$, $\Delta_d = 1,5$ e $d = 3\pi/2$, e operando como receptor se admite um funcionamento omnidirecional.

Percebe-se na Figura 4.12 que os efeitos da borda são minimizados para o caso em que a direcionalidade do transdutor é considerada, como comentado previamente na Seção 4.6.4. Isso ocorre em decorrência da dimensão da superfície, que é truncada nas posições $x = -10$ m e $x = 10$ m ($L = 20$ m), formando uma abertura de 90° em relação ao transdutor. Considerando que a direcionalidade do transdutor tem uma abertura de $76,4^\circ$, apenas uma região de aproximadamente 15,7 m é ensonificada (entre os pontos $x = -7,87$ m e $x = 7,87$ m), o que faz com que as bordas

da superfície não recebam sinal acústico e, conseqüentemente, não gerem reflexões.

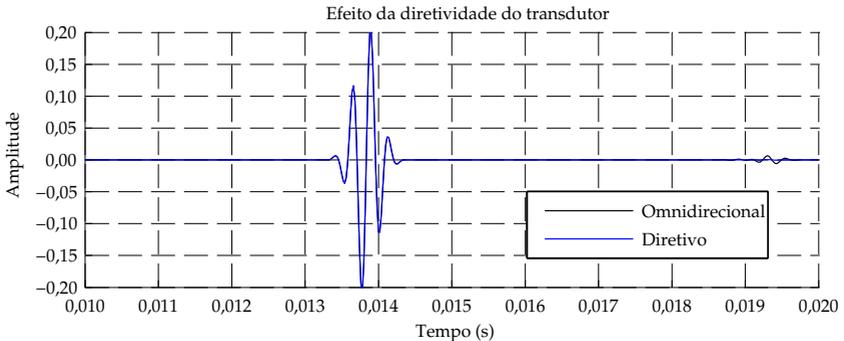


Figura 4.12.: Efeito da direcionalidade do transdutor na reflexão de borda, para um fundo plano e rígido ($R = 1$). A direcionalidade foi considerada apenas para o projetor, como um lóbulo com largura de $76,4^\circ$. Os outros parâmetros utilizados na simulação foram: $D = 10$ m, $f_s = 50$ kHz, $c_w = 1.500$ m/s e $x_D = x_s = (0, 0)$ m.

Esse efeito, no entanto, irá influenciar também o retroespalhamento gerado pelo fundo. Pontos do substrato que estão fora da área ensonificada pelo pelo transdutor não irão contribuir na formação do campo de pressão refletido, alterando o aspecto do sinal simulado. O resultado da consideração da direcionalidade do transdutor para analisar um fundo complexo pode ser visto na Figura 4.13. Esta figura mostra em detalhe apenas a porção do campo refletido influenciado pelo retroespalhamento. As características do fundo utilizadas foram as mesmas da Figura 4.9 e as características de direcionalidade as mesmas do exemplo anterior.

Observa-se que as ondulações do sinal a partir do instante de tempo $t = 0,015$ s passam a ser muito menores no sinal obtido pelo transdutor com direcionalidade. Isso ocorre pois a partir desse instante as ondas que compõem o campo refletido são originadas de áreas em que o transdutor passa a não ensonificar mais de forma eficiente, até que estejam completamente fora da área de cobertura do mesmo.

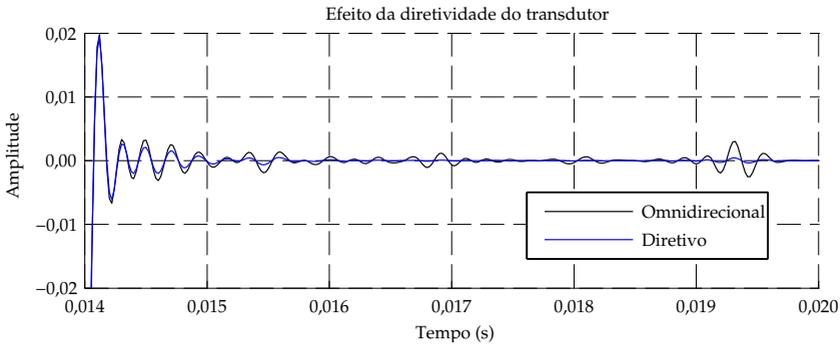


Figura 4.13.: Efeito da direcionalidade do transdutor na resposta do ambiente, para um fundo rugoso, com coeficiente de Rayleigh. A direcionalidade foi considerada apenas para o projetor, como um lóbulo com largura de $76,4^\circ$. Os outros parâmetros utilizados na simulação foram: $D = 10$ m, $f_s = 50$ kHz, $c_w = 1.500$ m/s, $\rho_w = 1.000$ kg/m³, $c_p = 1.650$ m/s, $\rho_p = 2.046$ e $x_D = x_s = (0, 0)$ m.

Vale ressaltar que a consideração de direcionalidade nesse trabalho altera a energia da fonte. Ao considerar a direcionalidade do transdutor, a amplitude que ele é capaz de fornecer é mantida para a direção principal de direcionalidade e diminuída para os outros ângulos, de acordo com a Equação (4.22). Isso faz com que a energia total da fonte conseqüentemente diminua. Para manter a fonte com a mesma energia, deve-se utilizar um ganho de amplitude para o transdutor (A_g) equivalente ao fator de perda de energia gerado pela equação de direcionalidade.

Tempo de processamento

Além de fornecer dados exatos e precisos para a análise dos algoritmos de sonar, é importante que o simulador seja capaz de gerar dados em um tempo relativamente curto, permitindo mais agilidade no desenvolvimento e projeto desses algoritmos. Um estudo sobre o tempo de processamento foi feito, dessa forma, para avaliar o comportamento do código desenvolvido para simular grandes quantidades de dados.

O método do plano tangente foi desenvolvido em duas linguagens de programação: em MATLAB[®] [136] para depurar erros de

implementação e comparar resultados, e em LabVIEW[®] [137], onde outras opções foram programadas para facilitar o uso do programa, incluindo uma interface com o usuário. Ambos os códigos foram avaliados, sendo executados em um computador pessoal, com sistema operacional Windows 7, processador com seis núcleos, com velocidade de 3,20 GHz, e 24 GB de memória instalada.

Testes foram realizados para diferentes configurações de simulação, e mostraram que o tempo de cálculo é proporcional ao número de pontos da malha e ao número de frequências analisadas (que é definido com base no tempo de simulação). Dessa forma, utilizou-se o parâmetro “número de pontos”, que é calculado através da multiplicação entre esses dois parâmetros.

A Figura 4.14 mostra o tempo de processamento dos códigos desenvolvidos para diferentes números de pontos. Além dos dois códigos citados anteriormente, foi também analisada uma otimização do código do LabVIEW, que ao simular transdutores com direcionalidade não calcula os raios relativos à pontos fora da região de direcionalidade.

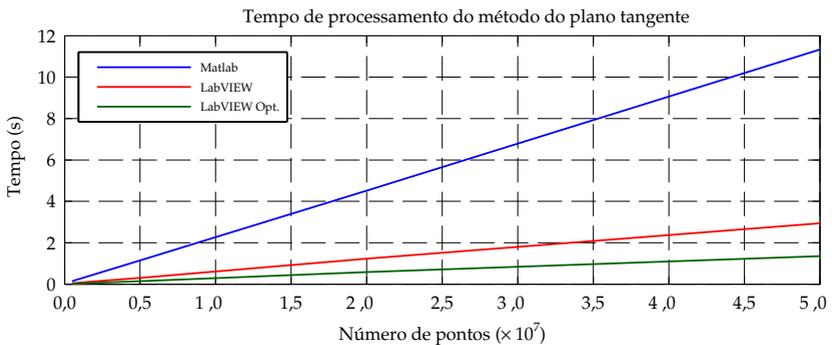


Figura 4.14.: Tempo de processamento do método do plano tangente, avaliado para os algoritmos implementados nas linguagens de programação Matlab e LabVIEW. O número de pontos representa o número de elementos da malha multiplicado pelo número de frequências avaliadas.

Além da razão linear entre o número de pontos e o tempo de simulação, o gráfico da Figura 4.14 mostra que os tempos de simulação são relativamente curtos, mesmo para uma grande

quantidade de pontos. Por exemplo, para 5×10^7 pontos, que é equivalente a uma malha de 10 m com elementos de 0,01 m, analisada até a frequência de 50 kHz, com resolução frequencial de 1 Hz, o tempo de simulação utilizando o código desenvolvido em LabVIEW não otimizado é de, em média, 2,93 s. Esse tempo ainda pode ser diminuído calculando o campo refletido apenas para a banda de frequência do pulso gerado. Outro método para diminuir o tempo de cálculo para grandes quantidades de pontos é o uso de *multi-threading*⁸.

4.8 Conclusões preliminares

Esse capítulo descreveu o modelo de geração de dados que será utilizado para validar os algoritmos descritos nos capítulos seguintes. É de extrema importância que os dados gerados representem de forma correta os principais fenômenos físicos associados à propagação acústica subaquática e a interação das ondas com o substrato. O método do plano tangente [36] é um modelo já conhecido e difundido no meio científico, e fornece resultados apropriados para serem utilizados nos tipos de algoritmos que serão desenvolvidos nesse trabalho.

A análise dos resultados gerados pelo método do plano tangente mostrou que a implementação do modelo foi feita de forma correta, e que os fenômenos físicos são representados de forma coerente e correta. A consideração da direcionalidade permitiu tanto avaliar uma situação mais próxima dos casos práticos, como a correção de erros numéricos do modelo. No entanto, ficou evidente que a utilização da direcionalidade exclusivamente para reduzir as reflexões de borda pode causar efeitos não desejados no resultado, principalmente se a reflexão de todo o fundo é desejada para compor o sinal.

O tempo de processamento do método se mostrou razoável em

⁸ Termo utilizado para definir o tipo de programação que divide as operações em diversas tarefas que podem ser executadas separadamente em processadores que possuem vários núcleos de processamento.

ambas as linguagens de programação em que foi implementado, e rápido o suficiente para permitir o simulador ser utilizado como uma ferramenta de desenvolvimento de algoritmos de processamento de sinais.

5 Sonar de feixe único

Este capítulo detalha o funcionamento do sonar de feixe único. Embora seja o mais básico dos dispositivos de sonar, muitos dos conceitos e algoritmos utilizados no sonar de feixe único podem ser reutilizados em outros dispositivos. Dessa forma, a análise desse tipo de sistema oferece a oportunidade de se estudar, de forma simples e direta, diversos efeitos que influenciam algoritmos mais complexos.

5.1 Conceitos básicos e funcionamento

O sonar de feixe único consiste em um sistema formado por um projetor e um receptor, que envia ondas sonoras ao ambiente e capta os ecos provenientes dessas ondas. As principais informações que podem ser obtidas pelo dispositivo são a profundidade da coluna d'água, a forma do fundo do ambiente, a posição de pontos espalhadores localizados na coluna d'água (como peixes, por exemplo), a forma das camadas da subsuperfície e a composição do substrato. Este capítulo será focado na obtenção da profundidade e forma do fundo, mas a localização de objetos na coluna d'água também será citada. Informações a respeito do uso de sonares de feixe único para a caracterização do substrato podem ser encontradas em [98, 105] e para a detecção de camadas de subsuperfície em [138–140].

Dentre os sonares de feixe único que têm como objetivo o mapeamento do fundo, atualmente há uma divisão marcante entre os dispositivos recreativos e os profissionais. Os dispositivos recreativos são aqueles vendidos para o público em geral,

geralmente possuem custos mais baixos, são desenvolvidos para serem instalados em pequenas embarcações e operarem em baixas profundidades¹. Esses dispositivos são utilizados principalmente para a localização de peixes e para facilitar a navegação e ancoragem de pequenas embarcações. Dessa forma, não possuem algoritmos sofisticados para processamento dos dados medidos, mas prezam pela alta resolução radial, motivo pelo qual esses dispositivos operam em altas frequências. Sonares comerciais recreativos atualmente operam com frequências que variam entre 50 kHz [112] até 400 kHz [111].

Os dispositivos profissionais são principalmente utilizados para o mapeamento e levantamento da profundidade de ambientes, possuindo mais ferramentas tanto para o processamento dos dados medidos quanto para garantir a robustez do funcionamento do dispositivo. Esses aparelhos podem ser utilizados em ambientes mais profundos do que os sonares recreativos, chegando a ultrapassar 1.500 m de profundidade. Por esse motivo, esses dispositivos utilizam frequências mais baixas, que possuem menores perdas por atenuação (a partir de centenas de Hertz para obter penetração no substrato indo até 200 kHz [141], nesse caso para melhor resolução). Sonares profissionais, em geral, são utilizados em conjunto com outros dispositivos e tem como objetivo gerar dados precisos, exatos e georreferenciados. Dessa forma, há um maior número de etapas envolvidas na geração de seus resultados.

Ao se projetar um sonar de feixe único, deve-se primeiramente especificar qual será seu tipo e a finalidade de seu uso. Através dessas informações é possível levantar os parâmetros de projeto do sonar, que irão definir seu funcionamento e os algoritmos que serão utilizados em seu processamento. Os principais parâmetros a serem especificados no desenvolvimento de um sonar são o tipo de sinal que será enviado ao ambiente, a frequência (ou faixa de frequências) desse sinal, os limites de profundidade de operação, a abertura do feixe, sua potência e os algoritmos de processamento e correções que serão aplicados. O tipo de sinal e sua frequência irão

¹ Sonares recreativos em geral operam em profundidades de até 40 m.

definir a resolução radial do dispositivo. A frequência, em conjunto com a potência do transdutor, também irá limitar a penetração que o sinal terá no substrato. A profundidade máxima será utilizada para estimar o tempo de aquisição de cada ciclo de medição, ou seja, quanto tempo o sonar ficará “escutando” os ecos. Os algoritmos que serão utilizados irão definir as etapas de processamento que serão realizadas. A Figura 5.1 mostra um exemplo de fluxograma ressaltando várias etapas no processamento de dados de sonar de feixe único.

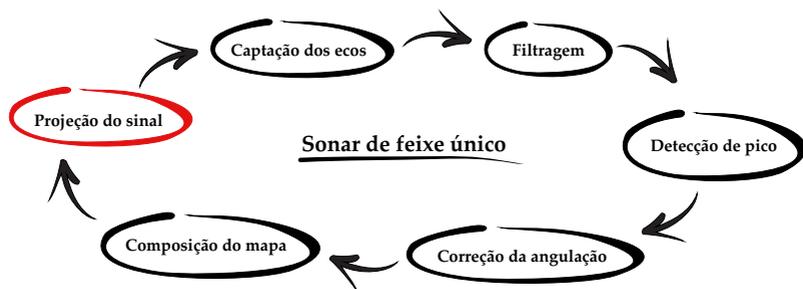


Figura 5.1.: Fluxograma de processamento de dados do sonar de feixe único.

É importante ressaltar que a Figura 5.1 mostra apenas etapas que envolvem processamentos de sinais e que algumas delas podem ser realizadas em ordens diferentes, ou até mesmo não serem realizadas. Além das etapas descritas, existem outros processos desafiadores do ponto de vista da engenharia, como por exemplo o envio das informações de profundidade obtidas através do protocolo NMEA², a modulação do sinal enviado ao transdutor para sinais de PWM³ e a amplificação da potência desse sinal. Essas etapas, embora importantes, estão associadas à eletrônica do

²NMEA é a sigla para *National Marine Electronics Association* ou associação nacional de eletrônica marinha, em tradução livre. Os protocolos desenvolvidos pela associação são utilizados para comunicação de dispositivos eletrônicos de navegação, incluindo piloto automático e GPS.

³Do inglês *Pulse-Width Modulation*, ou modulação por largura de pulso, em tradução livre. Esse tipo de modulação é utilizado para construir um sinal de alta potência através do chaveamento de um transistor, para então enviá-lo ao transdutor.

dispositivo, e não serão abordadas nesse documento.

Do ponto de vista do processamento de sinais, o primeiro passo na operação do sonar de feixe único, e de qualquer sonar ativo, é a geração do sinal e sua projeção ao ambiente. Após gerado o sinal, o dispositivo passa a “escutar” o meio com objetivo de captar os ecos gerados pelo ambiente. O dispositivo fica um dado período de tempo coletando os dados, que é definido pela profundidade máxima que será avaliada e, após isso, os dados são processados. De maneira geral, um processamento em tempo real⁴ é realizado para mostrar resultados ao operador, porém os dados brutos também são salvos para a posterior realização de processamentos mais complexos. O processamento mais simples é composto por uma filtragem dos dados, com intuito de reduzir o ruído presente, um detector de picos e uma ferramenta de geração de mapas. Outras correções também podem ser aplicadas, como a correção da angulação da embarcação e um tratamento para a reverberação.

As próximas seções detalham essas etapas e mostram resultados dos algoritmos implementados para dados simulados.

5.2 Geração e captação de sinais

No funcionamento básico de um sonar de feixe único uma onda sonora é projetada para o ambiente, propaga através dele, atinge o fundo imediatamente abaixo do dispositivo (nadir⁵) e retorna para o transdutor. O atraso entre o envio e a chegada do eco, dessa forma, fornece a informação de profundidade no ponto logo abaixo do sonar. Essa proposição é verdadeira para um substrato plano, mas passa a não ser válida caso o fundo possua um relevo acentuado.

Em relevos acentuados não há a segurança de que a primeira reflexão tenha origem no nadir, pois elevações no relevo podem fazer que outros pontos ensonificados estejam mais próximos do

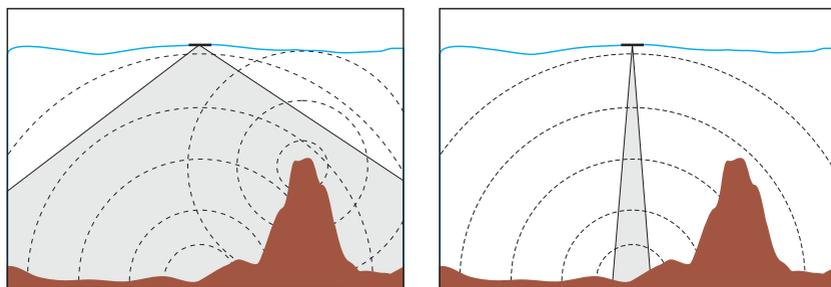
⁴ Em geral apenas o sinal no domínio do tempo é exibido na tela. Para definição formal de tempo real, consultar [142].

⁵ Substantivo masculino: ponto situado na direção do centro da Terra a partir do observador [143].

sonar. Dessa forma, a utilização de fontes que ensonificam grandes áreas, como fontes omnidirecionais, pode gerar erros na estimativa da profundidade, como exemplificado na Figura 5.2 (a).

A solução para esse problema é a utilização de fontes direcionais. Dessa forma, é possível garantir que as reflexões recebidas pelo sensor são originadas numa região relativamente pequena e conhecida, vide Figura 5.2 (b). Sonares de feixe único geralmente utilizam transdutores com direcionalidades que podem variar numa faixa de 3° à 25° ⁶. Esse padrão direcional gera um feixe de propagação, que dá nome ao dispositivo.

O tempo entre o envio de dois sinais, chamado de tempo de repetição de pulso, definirá a profundidade máxima alcançada pelo dispositivo, sua resolução longitudinal e a área de cobertura máxima do transdutor no fundo marinho. Esse tempo também pode ser escolhido de forma a evitar o efeito da reverberação de um pulso no sinal medido do pulso seguinte.



(a) Ecos gerados por um projetor omnidirecional.

(b) Ecos gerados por um projetor direcional.

Figura 5.2.: Exemplos de propagação e reflexão sonora em sonares de feixe único para fontes omnidirecionais e direcionais.

5.3 Rejeição de ruídos e compressão de pulso

Sonares, de forma geral, estarão continuamente sujeitos ao ruído, que é somado ao sinal de interesse e, dependendo de seu nível,

⁶ Considerando o cone de abertura do transdutor.

pode comprometer toda a medição. Dessa forma, é fundamental processar o sinal medido com o intuito de reduzir o ruído e obter medidas mais representativas. A maioria dos dispositivos convencionais de sonar utiliza um pulso sonoro composto por uma única frequência⁷ para excitar o meio. A rejeição de ruídos para esse tipo de sinal pode ser feita de forma relativamente simples através de um filtro passa banda. A relação sinal-ruído linear na saída desse filtro pode ser calculada através da relação

$$S/N = \frac{P_{\text{sinal}}}{P_{\text{ruído}}} , \quad (5.1)$$

onde P_{sinal} é a potência do sinal de interesse e $P_{\text{ruído}}$ é a potência do ruído ainda presente após a filtragem. Considerando um ruído de banda larga, sua potência resultante pode ser calculada através da multiplicação entre a densidade espectral de potência unilateral do ruído (N_0) e a largura de banda utilizada no filtro (B). Já a potência do sinal acústico de interesse pode ser calculada com base na raiz quadrática média de sua amplitude (A_{rms}). Assim, a Equação (5.1) pode ser reescrita como:

$$S/N = \frac{A_{\text{rms}}^2}{BN_0} . \quad (5.2)$$

A largura de banda do filtro, por sua vez, é escolhida de forma a coincidir com a largura de banda de um impulso-tonal⁸ dada por, $1/\tau$, onde τ é o tamanho de pulso em segundos [144]. A equação para calcular a relação sinal ruído na saída do filtro, dessa forma, é dada por:

$$S/N = \frac{A_{\text{rms}}^2 \tau}{N_0} . \quad (5.3)$$

Na Equação (5.3) o parâmetro N_0 dependente do ambiente e

⁷ Esse tipo de sinal de excitação é comumente chamado de pulso CW, do inglês *continuous wave*.

⁸ Tradução livre do termo em inglês *tone-burst pulse*.

do sistema, enquanto A_{rms} e τ dependem do pulso gerado. A amplitude desse pulso, no entanto, é restrita pela potência do transdutor que, geralmente, já é utilizado em seu potencial máximo. Dessa forma, o único procedimento disponível ao projetista para melhorar a relação sinal-ruído de um dispositivo é o aumento do tamanho do pulso que é enviado ao ambiente.

O aumento do tamanho do pulso, entretanto, pode gerar efeitos indesejados na resposta do dispositivo, como o deterioramento da capacidade de identificar objetos. Quando um pulso é enviado ao ambiente, seu eco é utilizado para identificar os alvos. O tamanho de um eco, dessa forma, proporciona a menor dimensão possível para descrever o alvo. Utilizando o critério de Rayleigh (ver mais detalhes na Seção 6.3), a resolução radial de um sonar de feixe único, ou seja, o quão espaçados dois alvos precisam estar para serem separados, é proporcional à meio comprimento de pulso, ou seja,

$$\Delta_{\text{radial}} = \frac{c\tau}{2}, \quad (5.4)$$

onde c é a velocidade do som na água e τ é o tempo total do pulso.

Percebe-se que o tempo do pulso é o único parâmetro do sonar do qual a resolução radial é dependente. Nota-se também que com o aumento desse tempo, aumenta também o espaçamento necessário para distinguir dois alvos diferentes, ou seja, há uma piora da resolução do dispositivo. A combinação da Equação (5.4) com a Equação (5.3) já causou muitos problemas aos projetistas de sonar, pois gera uma relação de compromisso difícil de ser resolvida: o aumento do tamanho de pulso melhora a relação sinal-ruído da medição, porém piora sua resolução radial.

5.3.1 CHIRP e o *matched filter*

A solução encontrada para evitar a relação de compromisso entre a resolução radial e a relação sinal-ruído do sonar foi a utilização de um novo tipo de sinal para excitar o ambiente e de um filtro adaptado a esse sinal [144].

O CHIRP⁹ [145] é um sinal modulado na frequência originalmente utilizado em radares, e tem como principal característica possuir uma frequência variável ao longo do tempo. O CHIRP pode ser representado por sua frequência inicial (f_i) e pela frequência de modulação (f_m), que representa a banda do sinal. A frequência final do sinal pode ser dada por $f_f = f_i + f_m$. Em aplicações de acústica em meio aéreo esse tipo de sinal também é chamado de *sweep*. A modulação usualmente encontrada no CHIRP é um aumento linear da frequência com o tempo, sem modulação na amplitude, mas outras formas podem ser encontradas [140, 146].

A vantagem do CHIRP surge ao utilizá-lo em combinação com o *matched filter*¹⁰, ou filtro casado. Esse tipo especial de filtro utiliza o sinal de excitação no processo de filtragem, buscando ocorrências do sinal de excitação no sinal medido. Matematicamente, o *matched filter* é implementado através da operação de correlação cruzada (a dedução dessa operação pode ser encontrada em [148]) entre o sinal de referência e o sinal medido, ou seja:

$$R_{xy}(\delta_t) = E[X(t)Y(t + \delta_t)], \quad (5.5)$$

onde E representa o valor esperado, $X(t)$ é o sinal de excitação no tempo t , $Y(t)$ é o sinal medido e δ_t é a diferença no tempo entre os sinais. A Equação (5.5) pode ser aproximada na forma discretizada ao longo do sinal medido como

$$R_{xy}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=1}^{N-m} X(n)Y(n+m), \quad (5.6)$$

de forma que os sinais $X(n)$ e $Y(n)$ passam a ser amostrados em N intervalos e a constante δ_t se torna m . A Equação (5.6) pode também

⁹ O nome CHIRP foi escolhido inicialmente em referência à vocalização dos pássaros, chamada *chirping* em inglês. Posteriormente foi associada ao acrônimo para *Compressed High-Intensity Radiated Pulse*, ou Pulso Radiado Comprimido de Alta Intensidade, em tradução livre.

¹⁰ O conceito do *matched filter* foi inicialmente introduzido por North [147], e por esse motivo também pode ser referenciado como filtro North.

ser calculada no domínio da frequência através da equivalência

$$R_{xy}(t) \equiv \text{FT}^{-1}\{X(f)Y^*(f)\}, \quad (5.7)$$

onde FT^{-1} é a transformada inversa de Fourier e o símbolo $(\cdot)^*$ representa o complexo conjugado.

Nota-se que a Equação (5.7) é definida para um sinal periódico e está sujeita a efeitos de circularidade semelhantes aos encontrados em uma operação de convolução circular entre dois sinais finitos. Dessa forma, deve-se tomar cuidado para evitar o efeito da circularidade durante o cálculo da correlação cruzada. Tal efeito pode ser geralmente removido adicionando zeros ao final dos sinais medido e de excitação, até que possuam $M + N + 1$ amostras, onde M e N são, respectivamente, o número de amostras do sinal de excitação e do sinal medido [148].

O efeito do *matched filter* em um sinal de excitação pode ser avaliado através de sua autocorrelação [148]. Quando aplicado em sinais do tipo CHIRP, a operação de autocorrelação comprime o sinal de referência em um pulso com comprimento igual a $1/B$ segundos, onde B é a largura de banda do CHIRP. Esse processo é chamado de compressão de pulso. Ao aplicar essa relação na Equação (5.4), chega-se à resolução para um sinal do tipo CHIRP na saída do *matched filter* [144]:

$$\Delta_{\text{radial}} = \frac{c}{2B}. \quad (5.8)$$

A relação sinal-ruído na saída do filtro depende apenas da energia do sinal em sua entrada, ou seja, do tamanho do pulso não comprimido. Dessa forma, a relação sinal-ruído da combinação entre um sinal CHIRP e o *matched filter* continua sendo dada pela Equação (5.3).

A análise das Equações (5.3) e (5.8) permite inferir que, para um projetor com amplitude limitada, a resolução de um dispositivo que utiliza um sinal do tipo CHIRP combinado com um *matched filter* é inversamente proporcional à largura de banda do sinal enviado ao ambiente, enquanto a relação sinal-ruído é proporcional apenas

ao tamanho desse pulso. Assim, a relação sinal-ruído pode ser aprimorada com o aumento do tamanho do pulso, sem qualquer relação de compromisso com a resolução. A utilização desse método permite, inclusive, a utilização de projetores com menor potência, uma vez que a energia enviada ao ambiente pode ser distribuída ao longo do tempo, como ilustrado na Figura 5.3.

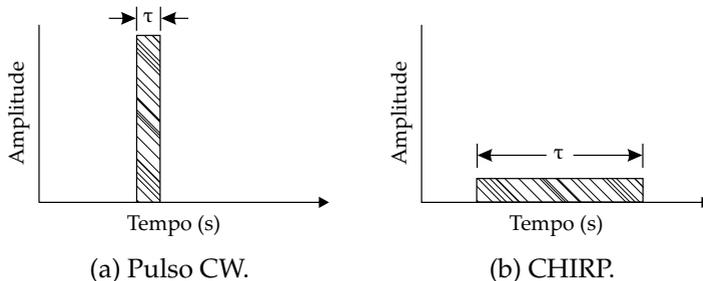


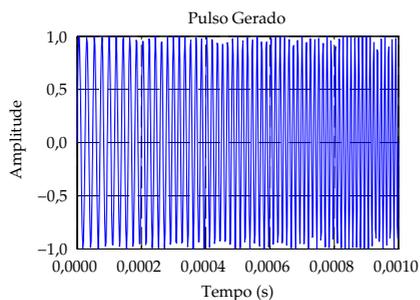
Figura 5.3.: Exemplo de dois sinais com a mesma energia.

Ainda que a técnica de compressão de pulso melhore significativamente a relação sinal-ruído da medição, erros podem ser inseridos ao sinal. O resultado do *matched filter* para sinais do tipo CHIRP se assemelha à resposta espectral de um janelamento aplicado a um sinal no domínio do tempo. Dessa forma, erros de espalhamento e vazamento estarão presentes na resposta do filtro. A influência desses erros pode ser alterada através de uma modulação de amplitude no CHIRP. Esse método, que é análogo ao janelamento, reduz descontinuidades no sinal, alterando as características do pulso gerado pelo filtro. Além disso, a própria modulação na frequência pode ser alterada, de forma a otimizar a resposta do *matched filter* para situações específicas. A seguir alguns exemplos de modulação de amplitude serão avaliados. Para outros exemplos de modulação de amplitude e de frequência checar as referências [140, 146].

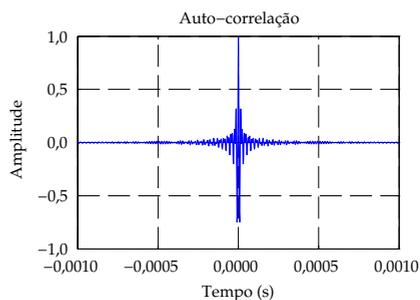
O tipo mais comum de CHIRP, com modulação linear de frequência e sem modulação de amplitude¹¹, é apresentado na

¹¹ Sinais com essa característica são chamados na literatura internacional de *FM slide signals*.

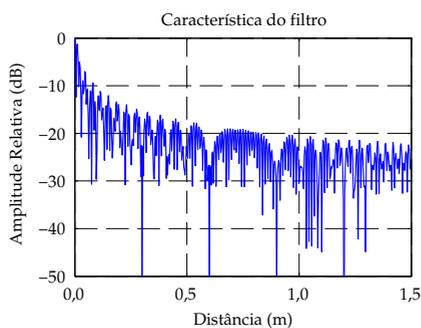
Figura 5.4 (a). O sinal desse exemplo possui frequência inicial de 40 kHz e é modulado linearmente até atingir 90 kHz (frequência de modulação de 50 kHz). O resultado da compressão de pulso desse sinal é dado por sua autocorrelação, e pode ser observado na Figura 5.4 (b). Nota-se uma acentuada compressão do sinal, mas com um conseqüente espalhamento do pulso. Esse espalhamento pode comprometer a visualização de possíveis outros sinais conseqüentes de menor intensidade.



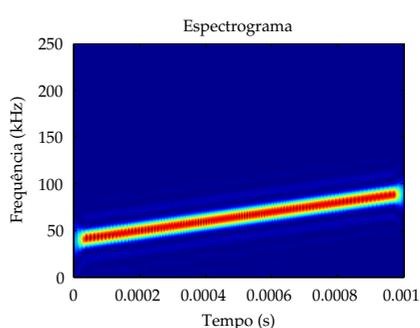
(a) Sinal original.



(b) Sinal comprimido.



(c) Decaimento do pulso.



(d) Espectrograma.

Figura 5.4.: Características de um CHIRP convencional. CHIRP com frequência de 40 kHz, modulada linearmente com frequência de modulação de 50 kHz e sem modulação de amplitude. O tamanho do sinal original é de 1 ms e a frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz.

A Figura 5.4 (c) mostra o efeito do espalhamento em escala logarítmica. Nessa figura o eixo x , originalmente representado no

tempo, foi convertido para distância utilizando a velocidade do som e apenas a parte positiva da resposta da operação de autocorrelação foi exibida. Assim, analisando a resposta para uma distância de 1 m, fica evidente uma relação de aproximadamente 20 dB entre o pico principal e os lóbulos laterais. Já a Figura 5.4 (d) mostra o espectrograma do sinal, evidenciando a modulação linear na frequência entre 40 kHz e 90 kHz.

Percebe-se que a utilização do CHIRP convencional associado ao *matched filter* insere ruído à medição, nesse caso, na faixa de 20 dB abaixo do sinal de interesse. Em geral esse nível não compromete o sinal, mas caso sejam feitas medições em ambientes muito ruidosos essa relação pode ser melhorada aplicando uma janela temporal no sinal original. A Figura 5.5 (a) mostra um CHIRP idêntico ao da Figura 5.4 (a), mas modulado na amplitude por uma janela gaussiana com desvio padrão de 0,2.

É possível observar nas Figuras 5.5 (b) e 5.5 (c) que o efeito de espalhamento (que gera ruído no sinal processado) passa a ser menor ao se utilizar um CHIRP modulado por uma gaussiana. A relação entre o máximo do pulso e os lóbulos laterais a uma distância de 1 m é de cerca de 35 dB e aumenta para até 50 dB ao se distanciar do pulso. O CHIRP não modulado, no entanto, apresenta um pico bastante pronunciado com pequena largura que não está presente no pulso comprimido do CHIRP modulado. Isso faz que o pulso comprimido gerado pelo CHIRP modulado seja interpretado como mais largo do que aquele gerado por um CHIRP não modulado, o que pode comprometer a resolução radial de dispositivos que utilizam esse tipo de sinal de excitação.

O decaimento na amplitude observado na Figura 5.5 (b) é decorrente de uma diminuição da energia do sinal devido a inserção da modulação de amplitude, e pode ser facilmente compensado aplicando uma correção calculada com base nessa perda. Já o aumento da largura do pulso ocorre pois as frequências iniciais e finais do sinal passam a ser menos exploradas, diminuindo a faixa do espectro do sinal efetivamente utilizada, como pode ser observado na Figura 5.5 (d).

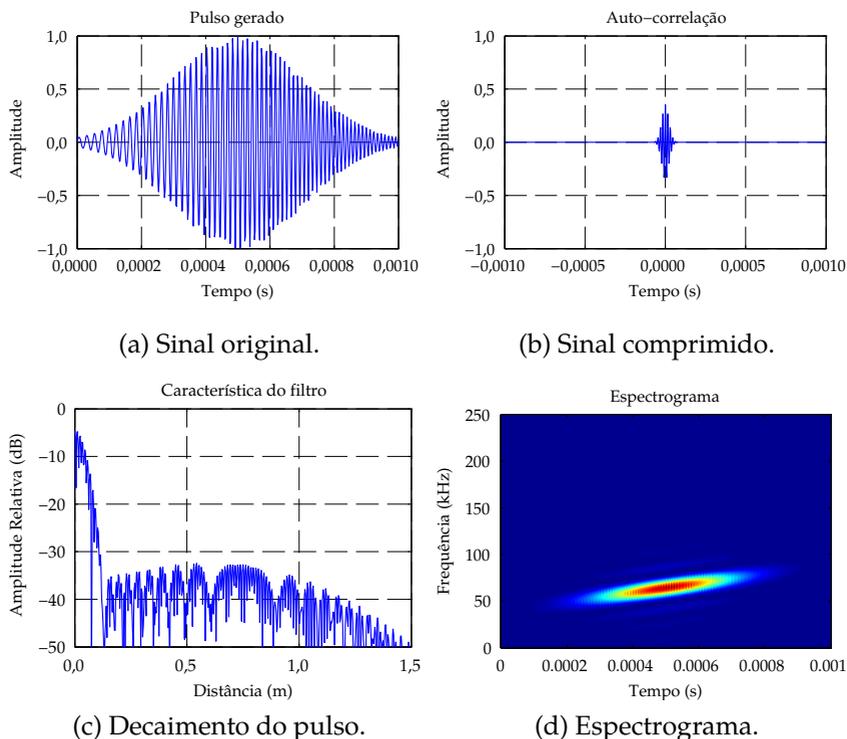


Figura 5.5.: Características de um CHIRP modulado por uma gaussiana. CHIRP com frequência de 40 kHz, modulada linearmente com frequência de modulação de 50 kHz e com modulação de amplitude definida por uma gaussiana com desvio padrão de 0,2. Tamanho do sinal original é 1 ms e a frequência de amostragem 500 kHz.

Com intuito de otimizar a faixa de frequências utilizada pelo CHIRP e manter a suavidade do seu início e final uma nova janela foi desenvolvida pelo autor. A janela do tipo Blackman-Harris foi escolhida pelas suas características de subida e foi alterada para possuir um pico achatado, de forma semelhante à janela cosseno cortado. A Figura 5.6 (a) mostra as características de um CHIRP modulado por essa janela.

Na janela criada o sinal é subdividido em três blocos: o início, representado pelos primeiros 20% do sinal; o corpo, composto pelos 60% seguintes; e o final, que representa os últimos 20% do

signal. As amostras referentes ao corpo do sinal são removidas e as partes inicial e final do sinal são moduladas por uma janela Blackman-Harris. Posteriormente, as amostras do corpo do sinal são reinseridas na posição correta, sem sofrer modulação. Esse processo faz com que o sinal fique achatado, e apenas parte dele seja modificado, mantendo as características do CHIRP convencional, mas com o benefício de possuir um início e final suaves. A janela resultante se assemelha à janela cosseno cortado [149], mas com as características de suavização de uma janela Blackman-Harris.

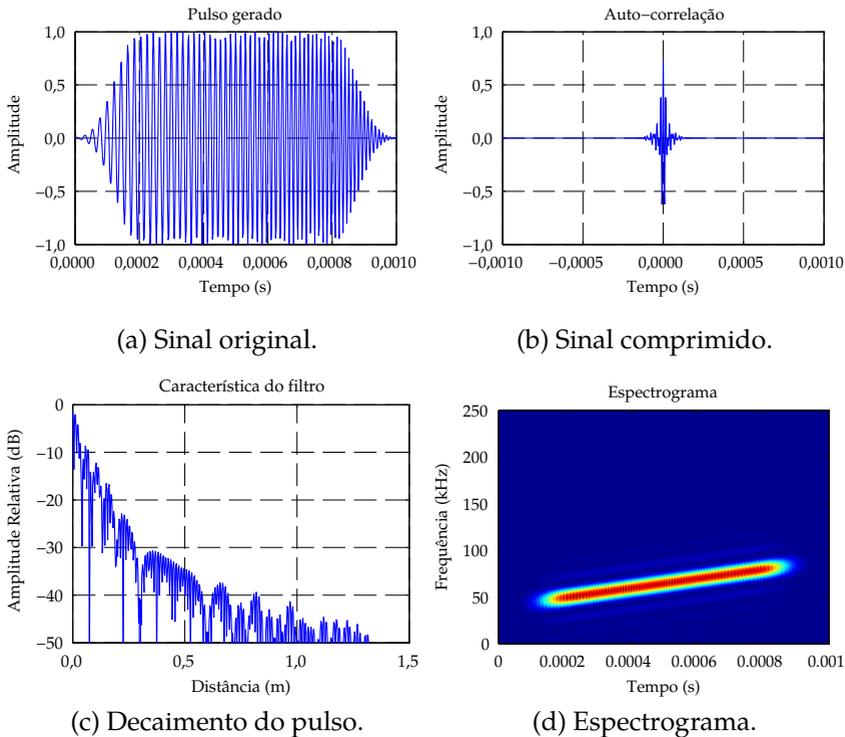


Figura 5.6.: Características de um CHIRP modulado por uma janela Black-Harris adaptada. CHIRP com frequência de 40 kHz, modulada linearmente com frequência de modulação de 50 kHz e com modulação de amplitude definida por uma janela Black-Harris aplicada nos 20% iniciais e finais do sinal. O tamanho do sinal original é de 1 ms e a frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz.

Pode-se observar na Figura 5.6 (d) que o espectro do CHIRP modulado por essa janela tem maior cobertura nas frequências iniciais e finais em comparação com o espectro de um CHIRP modulado por uma gaussiana. O efeito do janelamento pode ser observado nas Figuras 5.6 (b) e 5.6 (c). O pulso comprimido passa a ser mais estreito em comparação ao pulso gerado pelo CHIRP com gaussiana, e com menor espalhamento em comparação ao pulso gerado pelo CHIRP convencional. Os lóbulos laterais decaem de forma rápida e constante e inserem ruídos na ordem de 30 dB abaixo do nível do pulso à 25 cm de distância do centro do pulso e 40 dB à 1 m do centro do pulso.

Além dos sinais discutidos, outras variações de sinal de excitação podem ser utilizadas de acordo com a necessidade do sistema. A escolha correta do tipo de sinal depende dos objetivos da medição, das características do meio e do tipo de processamento utilizado e é uma importante etapa na especificação de um novo dispositivo de sonar. Na próxima seção serão apresentadas comparações entre a utilização de sinais tonais (CW) e tipo CHIRP convencional e o efeito da compressão de pulso para ambientes com diferentes relações sinal-ruído.

5.3.2 O efeito da compressão de pulso (*matched filter*)

Para avaliar o efeito da compressão de pulso foram utilizados dois tipos de sinal, o primeiro do tipo CW, com frequência de 20 kHz e 0,1 ms de tempo de pulso, e o segundo um CHIRP convencional, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 10 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Tais parâmetros foram escolhidos para que os dois sinais apresentassem a mesma resolução radial. A frequência de amostragem utilizada em ambos os casos foi de 500 kHz e apenas o campo refletido foi analisado.

Um ruído gaussiano foi gerado e então somado aos dois sinais. O desvio padrão desse ruído foi variado de forma que fosse possível escolher a relação sinal-ruído desejada. Ambos os sinais obtidos foram processados utilizando *matched filter*. A Figura 5.7 mostra os sinais obtidos e processados para os dois tipos de

entrada, simulando um ambiente com relação sinal-ruído de 10 dB. A comparação entre as Figuras 5.7 (c) e 5.7 (d) mostra que o processamento aplicado aos sinais torna possível identificar ambos os pulsos. Uma análise mais criteriosa da Figura 5.7 (d) mostra o espalhamento do pulso comprimido, causado pela utilização de um CHIRP sem modulação de amplitude. Além disso, também revela que a amplitude do pulso é muito maior do que a obtida na Figura 5.7 (c). A diferença de amplitude se deve ao fato de que mais energia é enviada ao ambiente pelo CHIRP, que ao ser comprimida gera uma maior amplitude no sinal processado.

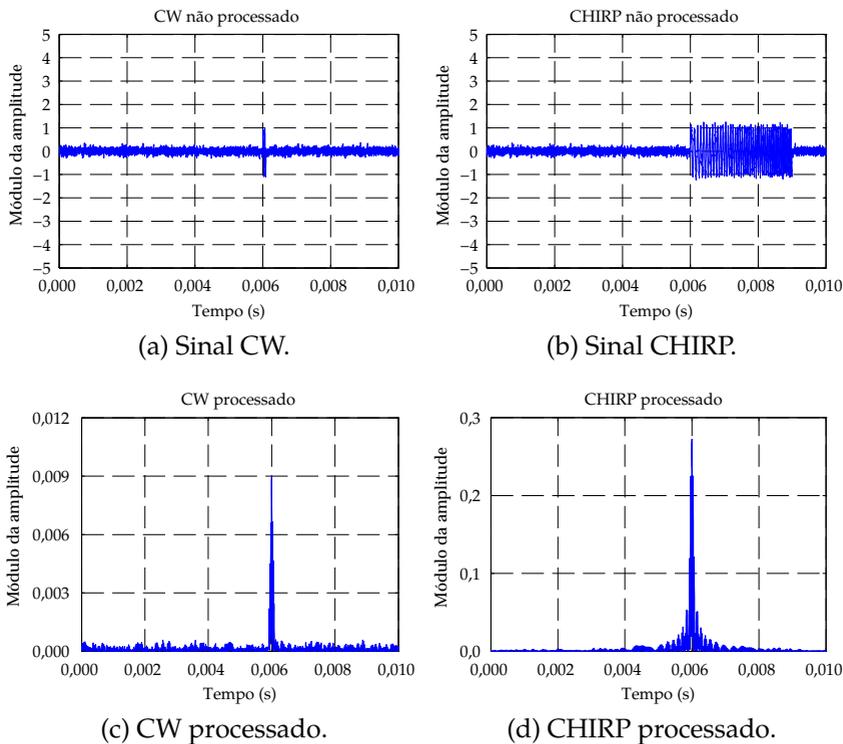


Figura 5.7.: Comparação entre sinais CW e CHIRP em um ambiente com relação sinal-ruído de 10 dB. CHIRP convencional, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 10 kHz e tempo de pulso de 3 ms. CW com frequência de 20 kHz e tempo de pulso de 0,1 ms. Para ambos os sinais a frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz.

À exceção da alteração da amplitude, nenhum outro benefício advindo da utilização do CHIRP pode ser visto na Figura 5.7 que valha o considerável aumento da complexidade do sistema requerido para a utilização desse tipo de sinal. Já a Figura 5.8 mostra os mesmos sinais de entrada, mas agora submetidos a uma relação sinal-ruído de 0 dB.

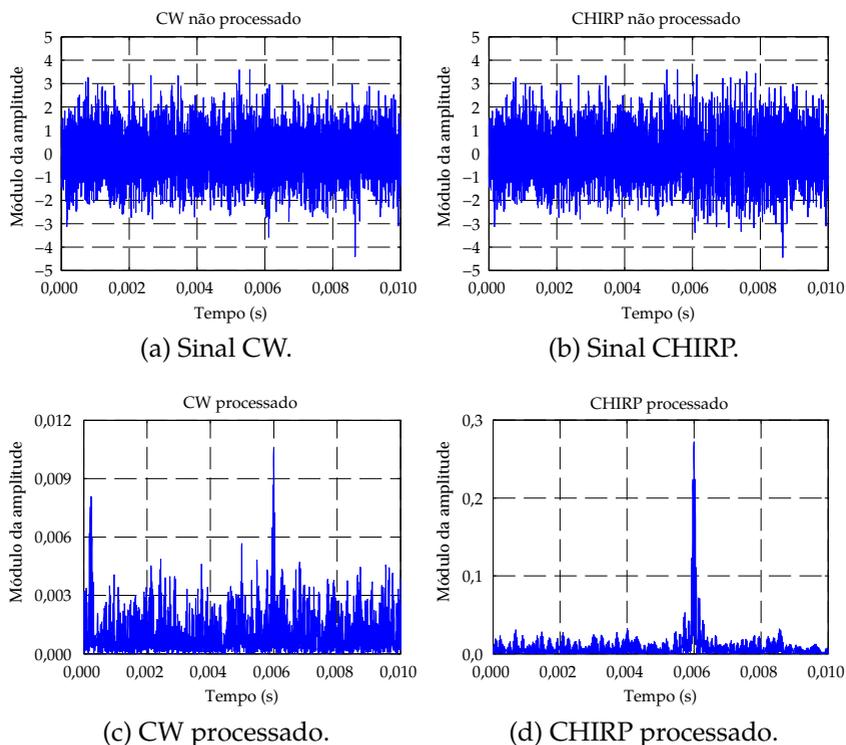


Figura 5.8.: Comparação entre sinais CW e CHIRP em um ambiente com relação sinal-ruído de 0 dB. CHIRP convencional, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 10 kHz e tempo de pulso de 3 ms. CW com frequência de 20 kHz e tempo de pulso de 0,1 ms. Para ambos os sinais a frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz.

Nesse caso, o ruído é tão alto que não é possível localizar nas Figuras 5.8 (a) e 5.8 (b) os sinais enviados. O resultado do processamento do sinal CW pode ser observado na Figura 5.8 (c).

Nota-se que o ruído ainda é presente no sinal processado, mas o pulso se torna visível no instante 0,006 s. No entanto a relação sinal-ruído é tão baixa que dificulta a análise do sinal. Outros picos são visíveis e podem ser facilmente confundidos com outros ecos, como o pico próximo ao instante de tempo 0,000 s. O resultado do processamento do sinal tipo CHIRP, por outro lado, apresenta uma alta relação sinal-ruído e permite a localização do pulso de forma clara e sem ambiguidades, como pode ser observado na Figura 5.8 (d).

A Figura 5.8 mostra a grande vantagem na utilização de sinais do tipo CHIRP em combinação com a técnica de *matched filter*. Essa combinação permite uma filtragem muito mais eficiente do sinal, além de possibilitar o envio de uma maior quantidade de energia ao ambiente sem comprometer a resolução radial.

É importante mencionar, no entanto, que a remoção de ruídos realizada pelo *matched filter* funciona apenas sobre o ruído descorrelacionado do sinal. Uma derivação desse fato é que o *matched filter* não é capaz de remover a reverberação [144], uma vez que essa é correlacionada ao sinal de excitação. A remoção do efeito de múltiplos caminhos é muito mais complexa e outros algoritmos devem ser utilizados [92].

5.4 Detecção do fundo

Qualquer reflexão causada pelo ambiente que atingir o sensor se apresentará na forma de um pico no sinal de pressão sonora. Para o cálculo da distância do objeto do qual a reflexão se originou é importante a determinação do instante exato de chegada do eco. Visto que os picos no sinal possuem uma determinada largura, deve-se escolher uma amostra do sinal que irá representá-lo como um todo. Esse processo é chamado de detecção de picos.

A detecção de picos, no entanto, pode ser atrapalhada pelo ruído do sinal. Como discutido na seção anterior, o ruído continua presente mesmo após o processo de filtragem do sinal, mas com menor amplitude. Por sua característica aleatória, o ruído

apresenta vários picos que também podem ser detectados pelo detector. De forma a diminuir a influência do ruído, uma série de processos é realizada antes e após a detecção do pico, tornando esse procedimento mais exato e robusto. As etapas utilizadas para a definição da profundidade do fundo foram:

Cálculo da envoltória: Obtém-se a envoltória do sinal filtrado, retirando grande parte da oscilação do sinal;

Suavização do sinal: Torna o sinal mais suave, retirando pequenos picos causados pela variação do pulso;

Detecção do pico: Realiza a detecção dos picos do sinal;

Cálculo das zonas de influência: Identifica picos que, embora tenham sido detectados separadamente, fazem parte do mesmo pulso;

Detecção do fundo: Decide qual dos picos encontrados corresponde ao fundo marinho.

O processo de detecção de pico se inicia a partir do sinal filtrado por um *matched filter* ou por um filtro passa banda, $s^f(t)$, na qual o sobrescrito f denota que o sinal já foi filtrado. Para a obtenção da envoltória desse sinal sem a alteração de sua fase foi utilizada a transformada de Hilbert [150], que é dada por

$$s^{\mathcal{H}}(t) = \left| s^f(t) - j \mathcal{H} \left\{ s^f(t) \right\} \right|, \quad (5.9)$$

onde $s^{\mathcal{H}}(t)$ é a envoltória do sinal e $\mathcal{H}\{\cdot\}$ representa a transformada de Hilbert em si. Esse processo torna o sinal puramente positivo, além de retirar os picos decorrentes das oscilações do pulso emitido.

O sinal $s^{\mathcal{H}}(t)$ possui várias pequenas oscilações decorrentes do ruído. Para diminuir essas oscilações uma operação de suavização é realizada. Essa foi implementada através de um filtro FIR¹² de

¹²Do inglês *Finite Impulse Response*. O filtro FIR é um tipo de filtro digital caracterizado por uma resposta ao impulso que se torna nula após um tempo finito.

média móvel [151, 152], que para um sinal amostrado é definido por

$$s^o(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} s^i(n+m), \quad (5.10)$$

onde $s^o(n)$ é o sinal de saída discreto, $s^i(n)$ é o sinal de entrada discreto¹³ e M é o número de pontos de média do filtro. O valor de M deve ser escolhido com cuidado, com base na frequência de amostragem do sinal e nas características do sinal de excitação utilizado pelo sonar.

Com o sinal devidamente suavizado, é realizada a detecção de pulsos. A detecção foi feita através da função nativa do *software* Labview [137] para a detecção de picos (*Peak Detector.vi*). Esse algoritmo é implementado utilizando o método dos mínimos quadrados com uma aproximação quadrática. O método é aplicado para cada elemento do sinal discretizado e para uma quantidade de pontos subsequentes. Cada conjunto de dados é interpolado e aproximado por uma parábola. Posteriormente os coeficientes dessas parábolas são verificados a fim de estimar máximos e mínimos locais. Os máximos locais que estão acima de um limiar definido pelo projetista são considerados picos. Devido ao ruído ambiente utilizado nas simulações, o valor do limiar utilizado foi igual a um décimo do valor máximo do sinal, ou seja, foram desconsiderados picos 10 dB abaixo do sinal desejado.

É importante notar que o algoritmo de detecção de picos interpola os dados de entrada. Dessa forma, os picos encontrados e suas amplitudes dificilmente coincidem com os valores do sinal de entrada do detector, mas correspondem à valores intermediários. Esse fato, em geral, melhora a precisão do algoritmo, pois virtualmente aumenta a frequência de amostragem do sinal.

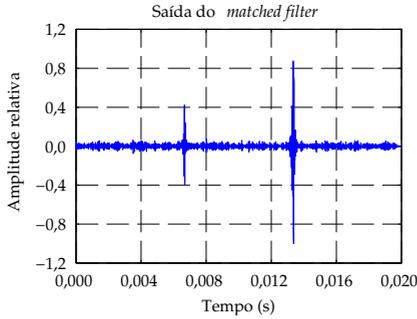
Um dos pontos mais difíceis na detecção de picos é a identificação e tratamento dos picos detectados que correspondem ao mesmo pulso. Isso em geral ocorre em pulsos influenciados por ruído, que

¹³ Os sobrescritos “i” e “o” denotam *in* e *out*, respectivamente.

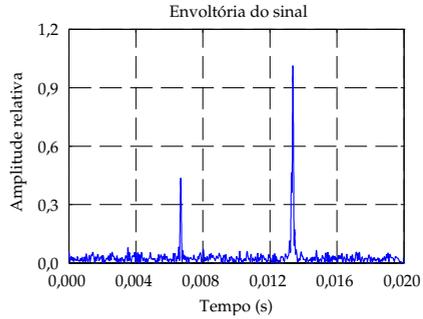
possuem pequenas oscilações que são reconhecidas como picos. Para tratar esses casos, um filtro especial foi desenvolvido, que cria uma zona de influência para cada pico e identifica outros picos dentro da sua área de influência. Como entrada, esse algoritmo recebe uma largura esperada de pulso, em número de amostras. Para sonares ativos, onde o pulso que se deseja identificar é conhecido, esse parâmetro é facilmente calculado, e é definido como duas vezes a resolução radial do dispositivo (Equações (5.4) ou (5.8)).

Se mais de um pico for localizado na mesma área de influência, apenas um será considerado. Para escolher a amplitude e localização do pico considerado foram implementadas três alternativas: um pico localizado no centro da área de influência, com amplitude igual à maior amplitude encontrada nessa área; apenas o pico com maior amplitude é considerado, tendo como saída sua posição e amplitude; ou, uma interpolação dos picos é realizada, e uma nova detecção de picos é feita, sendo a posição e amplitude do pico encontrado dada como saída do algoritmo.

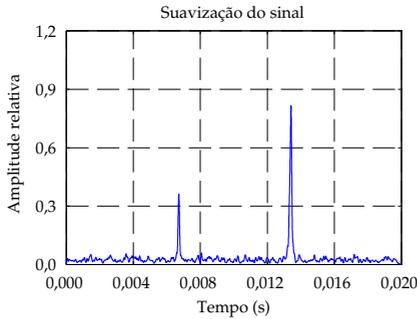
A Figura 5.9 ilustra passo à passo um exemplo de detecção de picos utilizando os passos descritos. A Figura 5.9 (a) mostra o sinal de entrada do algoritmo, o resultado do *matched filter* de um sinal simulado para um ambiente de 10 m de profundidade, utilizando um CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada como sinal de excitação, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 20 kHz e tempo de pulso de 1 ms. A frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz. Um ponto espalhador foi posicionado na profundidade de 5 m, representando um peixe ou outro objeto na coluna d'água. A relação sinal-ruído utilizada para representar o ambiente foi de 11 dB e apenas o campo refletido foi avaliado. É possível observar dois pulsos no sinal: um referente ao espalhador, com menor amplitude e localizado próximo do instante $t = 0,0065$ s, e um referente ao fundo, com maior amplitude e próximo do instante $t = 0,0130$ s. Também é possível observar que mesmo após a aplicação do *matched filter* ainda há ruído presente no sinal, com picos que podem ser detectados.



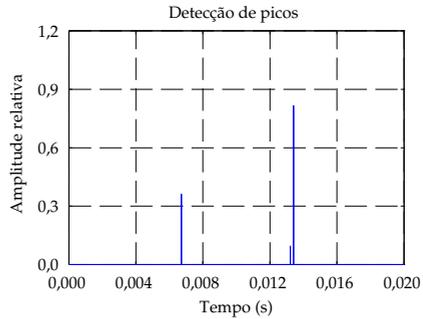
(a) Saída do *matched filter*.



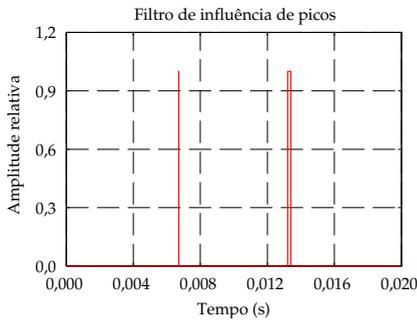
(b) Envoltória do sinal.



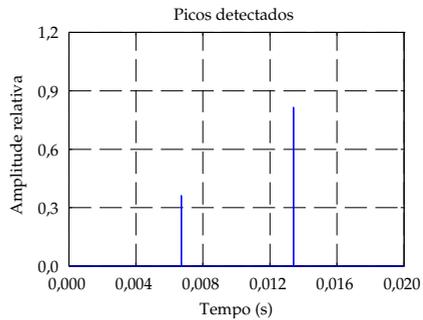
(c) Sinal suavizado.



(d) Picos detectados.



(e) Zona de influência de cada pulso.



(f) Resultado final da detecção de picos.

Figura 5.9.: Processo de detecção de pico para um sinal com duas reflexões.

A Figura 5.9 (b) mostra a envoltória do sinal de entrada. Nota-se que o sinal já é puramente positivo e que as oscilações do CHIRP foram retiradas, ressaltando apenas o entorno do pulso que, no entanto, ainda apresenta pequenas oscilações.

Já na Figura 5.9 (c), que mostra o resultado da suavização do sinal, percebe-se a melhora na definição dos pulsos, além da redução do ruído. No entanto, é possível observar que o filtro de média móvel reduz significativamente a amplitude dos pulsos. Essa alteração na amplitude, porém, não é muito importante, uma vez que o maior interesse é na localização da posição dos picos e não em sua amplitude. Para situações em que a amplitude do pulso é importante, como a caracterização de sedimentos, um outro processo deve ser utilizado para suavizá-lo.

O sinal suavizado serve como entrada para o detector de picos, o qual o resultado é exibido na Figura 5.9 (d). Observa-se que nesse caso três picos foram localizados: um correspondente ao ponto espalhador e dois referentes à reflexão do fundo. Como existe apenas um pulso de reflexão do fundo, é desejado que exista apenas um pico localizado para esse pulso. Para remover um dos picos associados à reflexão o algoritmo para localização de picos sobre a influência do mesmo pulso é utilizado. A Figura 5.9 (e) mostra o filtro de saída do algoritmo, que delimita as zonas de influência de cada pulso, áreas em que podem existir apenas um pico associado. Para a seleção, foi utilizado o método que seleciona o maior pico dentro de cada área. O resultado obtido, que é a saída do algoritmo completo de detecção de picos, é mostrado na Figura 5.9 (f).

Os picos localizados fornecem uma informação exata do instante de tempo que os pulsos ocorrem, mas ainda há um processamento a ser feito. O resultado da detecção de pulsos mostrado na Figura 5.9 (f), por exemplo, possui dois picos, e apenas um deles corresponde ao fundo. Esse resultado é utilizado por um algoritmo de detecção de fundo, responsável por detectar qual dos picos representa o fundo marinho.

O algoritmo para detecção de fundo leva em consideração que a reflexão causada pelo substrato possui uma amplitude muito maior

do que a de pontos espalhadores. No entanto, devido a perda por transmissão da propagação, reflexões próximas ao transdutor, que apresentam menos perdas, podem apresentar picos maiores no sinal medido. Assim, optou-se por analisar a amplitude relativa do sinal em relação a curva de perda de transmissão, o que equivale à avaliação da força de reflexão do alvo (Seção 3.5.4). Além disso, o algoritmo considera que as alterações de profundidade do fundo ocorrem de forma suave e sem discontinuidades.

Com base na amplitude relativa dos picos, um algoritmo iterativo é utilizado. A Figura 5.10 apresenta um fluxograma que detalha esse algoritmo.

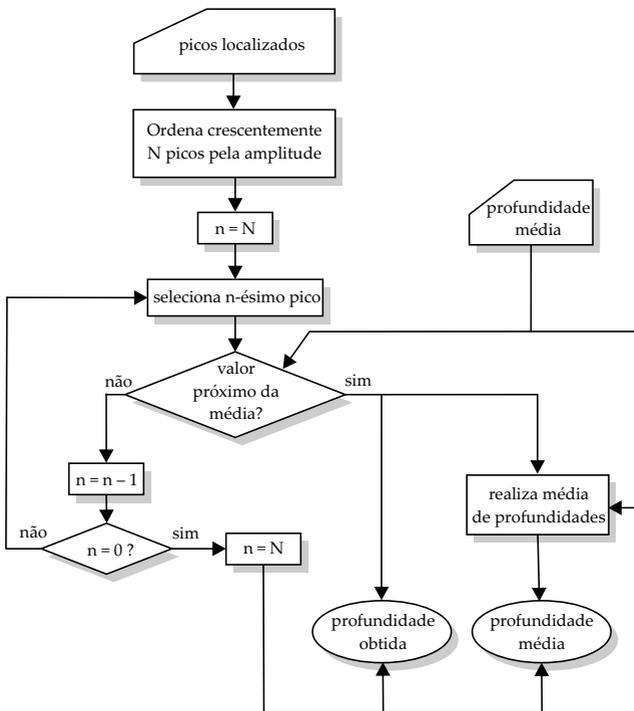


Figura 5.10.: Algoritmo de detecção do fundo.

Para o primeiro dado de sonar avaliado o pico de maior amplitude relativa é considerado o fundo. Para o segundo dado, ou seja, a próxima aquisição feita após o dispositivo se deslocar, o valor

do pico com maior amplitude relativa é obtido e comparado com o valor de profundidade inicial: caso esses valores sejam próximos o pico comparado é considerado fundo, caso contrario o próximo pico é avaliado. Após encontrado o fundo da segunda aquisição uma média das profundidades é realizada, que será utilizada para a comparação nas medições seguintes. Caso nenhum dos picos encontrados sejam próximos do fundo localizado na primeira medição, o pico mais alto é considerado o fundo, mas a média entre os fundos não é realizada e apenas o último valor é passado adiante para comparação com os dados futuros. Para considerar as alterações de profundidade, a média realizada é móvel, ou seja, apenas os últimos valores de profundidade são utilizado para em seu cálculo.

Uma vez determinado o pico que corresponde ao fundo, e tendo o instante de tempo exato de sua ocorrência, torna-se trivial o cálculo da profundidade do local avaliado, através da relação

$$D = \frac{c_w t_p}{2}, \quad (5.11)$$

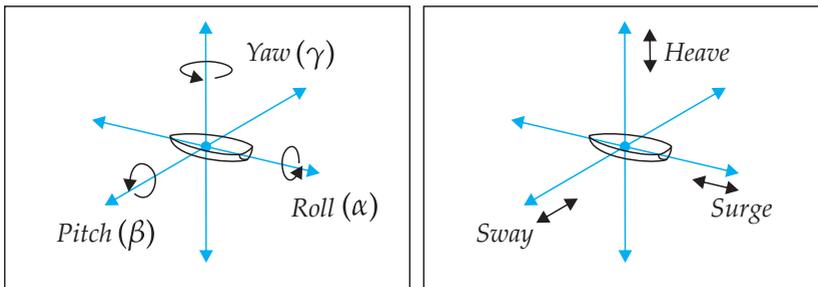
onde c_w é a velocidade do som na água e t_p é o instante de ocorrência do pico. Os picos localizados que não correspondem ao fundo são considerados espalhadores presentes na coluna d'água e suas localizações também podem ser calculadas pela Equação (5.11). Para ambientes com perfis de velocidade do som mais complexos um maior cuidado deve ser tomado com o cálculo da distância, levando em consideração a refração do som no meio.

5.5 Movimentação do dispositivo

Os casos avaliados até esse ponto consideraram o dispositivo estático. Na prática, no entanto, o sonar irá operar instalado em uma embarcação ou diretamente flutuando na água. Nesse tipo de condição o aparelho estará sujeito à ventos e ondas, que movimentam o dispositivo e podem inserir erros na medição. Essa seção irá tratar da movimentação do dispositivo, das influências

dessa movimentação e de como minimizar os erros causados por ela. É importante ressaltar que o termo movimentação é aqui utilizado para descrever a mudança de posição e angulação não controlada do dispositivo. A alteração da posição do sonar decorrente do trajeto de locomoção da embarcação será chamada de deslocamento e será tratada na próxima seção.

Um sonar flutuando na água ou preso à uma embarcação pode ser considerado um corpo livre e possui seis graus de liberdade, três relacionados à rotação e três relacionados a translação. A Figura 5.11 ilustra esses possíveis movimentos. De forma a manter a nomenclatura da literatura internacional esses movimentos serão nomeados como na língua inglesa, como *pitch*, *yaw* e *roll*¹⁴ para os movimentos de rotação e *sway*, *heave* e *surge* para os movimentos de translação.



(a) Movimentos de rotação.

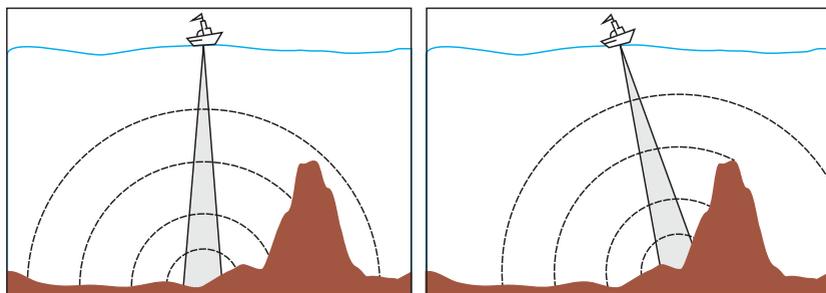
(b) Movimentos de translação.

Figura 5.11.: Graus de liberdade de uma embarcação flutuando.

Entre esses movimentos, os de rotação oferecem maior risco à operação do sonar, pois podem alterar significativamente a posição avaliada do fundo. Como exemplo será estudado o caso de uma embarcação sujeita apenas ao movimento de *pitch*. O dispositivo de feixe único opera com um feixe direcional de propagação, apontado diretamente para o nadir, Figura 5.12 (a). Sob influência de um ângulo de *pitch* esse feixe será apontado com certa inclinação e

¹⁴ Em português, pode-se encontrar referências a esses ângulos como guinada, arfagem e rolamento, respectivamente.

atingirá o fundo em um ponto deslocado do nadir, sendo esse deslocamento proporcional a profundidade, como ilustrado na Figura 5.12 (b). O valor de profundidade obtido, dessa forma, não somente será referente a um ponto diferente do esperado, mas também apresentará um erro advindo da direção diagonal do feixe.



(a) Operação sem efeitos de *pitch*. (b) Operação com efeitos de *pitch*.

Figura 5.12.: Erro na determinação da profundidade ocasionado pelo *pitch* de uma embarcação.

Os erros ocasionados por esses movimentos tem maiores efeitos em medições em águas profundas e muitas vezes são desconsiderados em dispositivos recreativos. Para medições profissionais, no entanto, é fundamental a correção do erro gerado pela movimentação do dispositivo. Para esse tipo de medição a embarcação normalmente possui uma central inercial¹⁵, dispositivo responsável pela medição da movimentação do barco. Os dados de translação e rotação fornecidos pela central inercial podem, assim, ser utilizados para corrigir os valores obtidos de profundidade.

A correção da translação do dispositivo pode ser feita de forma direta. Considerando o dispositivo localizado em um ponto específico do espaço \mathbf{x}_s , a posição corrigida será dada por:

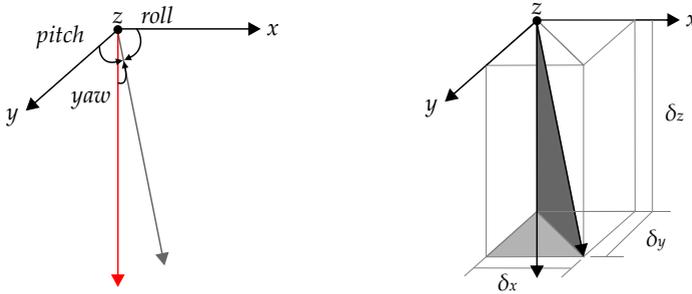
$$\mathbf{x}'_s = \mathbf{x}_s + \mathbf{d}_x, \quad (5.12)$$

onde \mathbf{d}_x é o vetor de translação, que contém os valores de *sway*, *heave* e *surge*. A componente z da posição corrigida é compensada

¹⁵ Também chamada de IMU, acrônimo do inglês *inertial measurement unit*.

no valor de profundidade medido pelo dispositivo. Além disso, as componentes x e y dessa posição são utilizadas durante o processo de georreferenciamento dos dados [153], de forma a associar a localização correta do dispositivo à profundidade encontrada.

A correção do erro associado aos movimentos de rotação do dispositivo requer um maior cuidado e é ilustrada na Figura 5.13.



(a) Deslocamento do feixe.

(b) Componentes do feixe.

Figura 5.13.: Geometria do erro de rotação do dispositivo de sonar.

O feixe do dispositivo, que originalmente deveria apontar para o nadir, é deslocado pelos movimentos de rotação, como ilustrado na Figura 5.13 (a). Considera-se que o raio do feixe equivale ao valor de profundidade medido, D . Dessa forma, os erros associados à cada componente do plano cartesiano são calculados com base nas projeções do feixe nos respectivos eixos (δ_x , δ_y e δ_z), como ilustrado na Figura 5.13 (b).

Considerando que o feixe gerado pelo sonar é normal ao plano da embarcação, pode-se definir um vetor unitário apontado na direção do feixe, dado por $\mathbf{v} = (0, 0, 1)$. O cálculo do vetor δ , dessa forma, pode ser feito através de uma operação de rotação de eixos do plano cartesiano. Para isso, utiliza-se uma matriz (3 x 3) de rotação 3D para ângulos de Euler, dada por [154, 155]:

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) \cos(\gamma) & \sin(\alpha) \sin(\beta) \cos(\gamma) - \cos(\alpha) \sin(\gamma) & \cos(\alpha) \sin(\beta) \cos(\gamma) + \sin(\alpha) \sin(\gamma) \\ \cos(\beta) \sin(\gamma) & \sin(\alpha) \sin(\beta) \sin(\gamma) + \cos(\alpha) \cos(\gamma) & \cos(\alpha) \sin(\beta) \sin(\gamma) - \sin(\alpha) \cos(\gamma) \\ -\sin(\beta) & \sin(\alpha) \cos(\beta) & \cos(\alpha) \cos(\beta) \end{pmatrix}.$$

(5.13)

Na Equação (5.13) os ângulos de *roll*, *pitch* e *yaw* são representados respectivamente por α , β e γ . As componentes em cada eixo são dadas, então, por:

$$\delta = v Q D \quad (5.14)$$

onde D é a profundidade medida.

Com base no vetor δ , dois métodos foram implementados para a correção da profundidade medida pelo sonar: o método da estimativa do ponto e o método da alocação dinâmica. O método da estimativa do ponto considera a profundidade no ponto de medição corrigido, x'_s , igual à projeção da profundidade encontrada, D , no eixo z , δ_z . O conceito é ilustrado na Figura 5.14 (a).

É possível observar que nesse primeiro método a profundidade abaixo do ponto x'_s (determinada na figura por D^*) não é medida, mas apenas estimada. O erro dessa estimativa, e , está associado à variação do perfil de profundidade do fundo entre os pontos em que o feixe atinge o substrato e o nadir. Substratos que apresentam maior irregularidade irão causar maiores erros na estimativa, enquanto substratos suaves apresentarão correções com menores erros. A vantagem desse método é sua fácil implementação para aplicações em tempo real.



(a) Estimativa do ponto.

(b) Alocação dinâmica.

Figura 5.14.: Métodos para correção do efeito de rotação do sonar.

Já o método da alocação dinâmica utiliza a projeção da profundidade medida no eixo z , δ_z , para medir a profundidade exata no ponto em que o feixe atinge o substrato. Esse ponto é deslocado

do ponto x'_s pelas projeções da profundidade medida no eixo x e y , δ_x e δ_y . O conceito do método é ilustrado em duas dimensões na Figura 5.14 (b).

O método da alocação dinâmica apresenta erros muito menores em comparação ao método da estimativa do ponto. No entanto, esse método é de difícil aplicação em tempo real, pois deve alocar dinamicamente o resultado de cada medição em um ponto específico do espaço. Esse processo resulta dados amostrados de forma não periódica, o que faz com que a informação de profundidade em alguns pontos possa ser perdida e os resultados do método tenham que ser posteriormente interpolados.

5.6 Imageamento e composição de dados

Sonares de feixe único em geral realizam uma sequência de medições, utilizando-se do deslocamento da embarcação em que o dispositivo está instalado para obter dados de profundidade ao longo de uma linha. Os dados obtidos em cada medição, quando agrupados de forma correta, geram imagens que facilitam a análise e monitoração do ambiente marinho abaixo do dispositivo. Essas imagens podem ser utilizadas para definir a topografia do fundo, para localizar objetos presentes na coluna d'água, para facilitar a navegação e o processo de ancoragem da embarcação, entre outros.

Existem duas formas clássicas de agrupamento de dados para sonares de feixe único: a geração de imagens ou a geração de perfis. As imagens de sonar¹⁶ de feixe único são formadas através de um agrupamento dos sinais no domínio do tempo medidos pelo transdutor, devidamente espaçadas de acordo com a resolução longitudinal do dispositivo e convertidos para unidades de dimensão. Os perfis utilizam apenas os dados de profundidade

¹⁶ Também é comum encontrar referências que citem esse tipo de imagem como “mapas de sonar”. Esse termo não é correto, no entanto, pois é referente aos dados já devidamente processados, georreferenciados e com todos os componentes que compõem um mapa segundo sua definição em cartografia. Esse trabalho utilizará o termo “mapa de sonar” para sua definição correta e “imagem de sonar” para se referir ao agrupamento de dados de várias medições.

obtidos para criar uma curva que representa a profundidade em cada ponto medido. Para uma medição usual, com o dispositivo se deslocando em linha reta, a primeira forma gera uma matriz de dados de duas dimensões, que pode ser representada por cores na forma de uma imagem. A segunda forma gera uma curva que pode ser traçada em um gráfico simples.

Independente da forma de composição utilizada é importante definir a amostragem longitudinal da medição antes de realizar a composição dos dados. A resolução longitudinal é limitada por essa amostragem, podendo ser calculada com base na frequência de repetição do pulso¹⁷ (f_p) e a velocidade do dispositivo (c_d), seguindo a relação

$$\Delta_{\text{long}} = \frac{c_d}{f_p}. \quad (5.15)$$

A resolução longitudinal determina a separação espacial entre dois pulsos consecutivos e é utilizada para realizar o correto sequenciamento dos dados. O caso mais simples para geração de imagens pode ser feito com os sinais de saída do *matched filter*. Uma matriz pode ser construída ao se colocar os sinais processados em cada medição um ao lado do outro, conforme ilustrado na Figura 5.15. Ao representar a amplitude dos sinais em escalas de cores, essa matriz se transforma na imagem de sonar que é geralmente exibida em tempo real em dispositivos comerciais. Os eixos da imagem podem ser escalados de forma a transformar o eixo y , que originalmente é dado no domínio do tempo, para o domínio espacial, utilizando a Equação (5.11). O eixo x , que representa o número de medições é transformado para o domínio espacial utilizando a resolução longitudinal.

Em alguns casos, quando a velocidade de propagação do som no ambiente não é conhecida, o eixo y pode ser dado em tempo de propagação de duas vias. Esse valor representa o tempo em que a onda demora para propagar até um objeto e retornar ao transdutor. Embora seja mais difícil de interpretar, essa forma de

¹⁷ Tradução livre do termo em inglês *ping rate*.

representar o gráfico é a mais exata, pois não envolve nenhuma conversão de unidades e não depende de nenhuma medição de perfil de velocidades do meio.

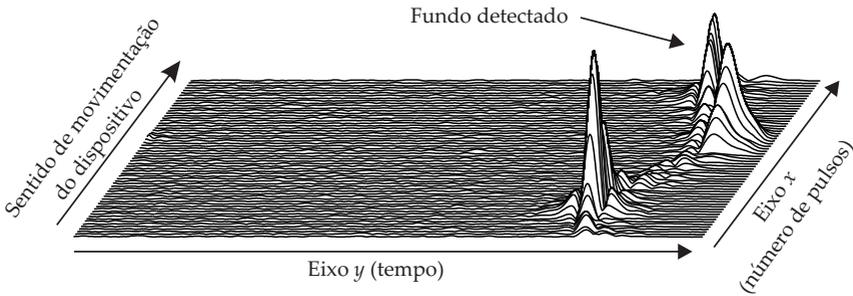


Figura 5.15.: Agrupamento de sinais processados para formação de uma imagem de sonar.

Os picos presentes na Figura 5.15 representam os ecos referentes ao fundo marinho. Ao colocar lado a lado várias medições é possível observar as variações do perfil do fundo ao longo do eixo x . As diferenças de amplitude dos ecos ocorrem devido às angulações do fundo. Em locais onde o fundo é perpendicular em relação ao feixe ocorre a reflexão especular, que gera ecos de amplitudes maiores do que regiões inclinadas, onde apenas o retroespalhamento é captado pelo transdutor.

A Figura 5.16 mostra uma imagem de sonar gerada para um ambiente de 16 m de comprimento e em média 18 m de profundidade, utilizando um CHIRP de 2 kHz com modulação de 4 kHz. Foram inseridos pontos espalhadores na coluna d'água, localizados nas posições (-1,5 m ; -5,0 m) e (5,0 m ; -12,0 m), para simular peixes. É possível observar que esses pontos se mostram com formato de parábolas na imagem de sonar, fato que ocorre devido a direcionalidade do transdutor. Um ponto espalhador não é ensonificado apenas pelas medições em que o transdutor está imediatamente sobre o mesmo. Em outras posições de medição ele ainda será ensonificado, porém com intensidades muito menores, além de estar localizado a distâncias maiores do transdutor, o que

faz com que seu eco atinja o sensor com um atraso maior. A junção desses dois efeitos gera a forma de parábola mostrada na Figura 5.16. Na próxima seção outros resultados serão exibidos, assim como a comparação entre as imagens de sonar e os perfis de sonar.

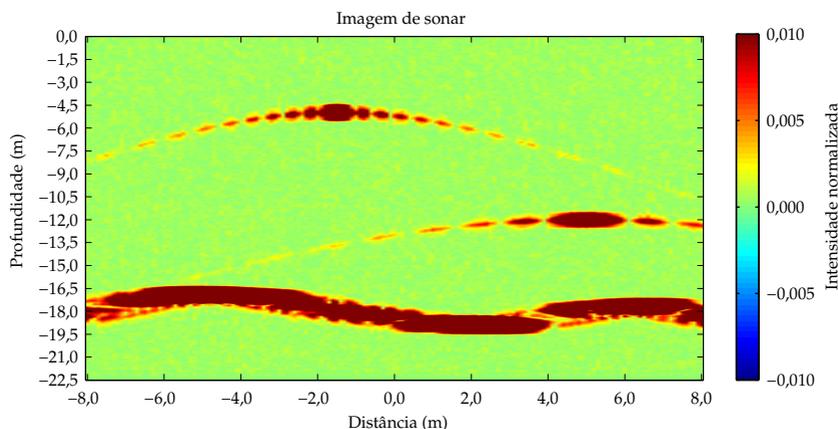


Figura 5.16.: Imagem de sonar simulada utilizando um CHIRP de 2 kHz com frequência de modulação de 4 kHz.

5.7 Exemplos com dados simulados

Com objetivo de validar os algoritmos desenvolvidos e discutidos nesse capítulo, foram simulados conjuntos de dados utilizando o método de simulação descrito no Capítulo 4. O perfil de fundo dos exemplos foi gerado através da soma do perfil de grande escala com o de pequena escala. O perfil de pequena escala utilizado em todos os resultados apresentados (menos no primeiro, que não possui rugosidade) foi modelado através do espectro de Von Karman (Equação (2.40)), utilizando os parâmetros $\gamma_1 = 4$, $K_0 = 0,1$ e w_1 correspondente ao valor RMS de 0,025 m, com angulação máxima de 10° . O perfil de grande escala foi alterado em cada exemplo, para cobrir uma maior diversidade de ambientes e estudar a resposta dos algoritmos em diferentes situações.

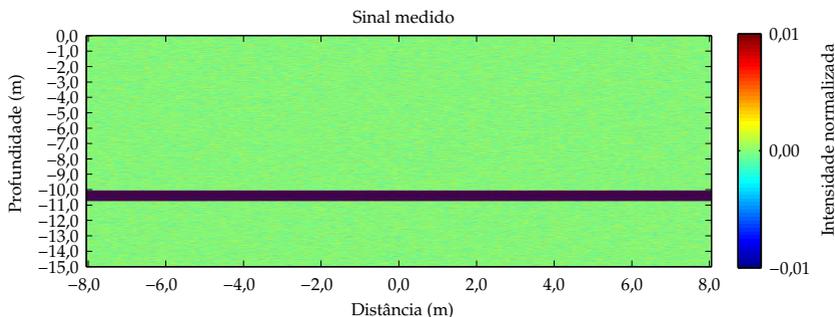
O fundo foi modelado através do modelo de fluido equivalente, simulando um substrato arenoso, com valores de $c_p = 1.650$ m/s e $\rho_p = 2.046$ kg/m³. A coluna d'água foi considerada homogênea, com velocidade de propagação do som constante de $c_w = 1.500$ m/s e densidade $\rho_w = 1.000$ kg/m³ (valores retirados de [35]). Como a velocidade do som é conhecida, optou-se por exibir todos os resultados com o eixo y representando a profundidade e não o tempo de propagação de duas vias.

A representação do deslocamento do dispositivo foi realizada através de várias simulações consecutivas, alterando a posição do conjunto fonte/receptor de acordo com uma amostragem longitudinal predefinida. As diferentes medições simuladas são completamente independentes, não interferindo entre si. Dessa forma uma reflexão distante de uma simulação não é capturada por simulações futuras.

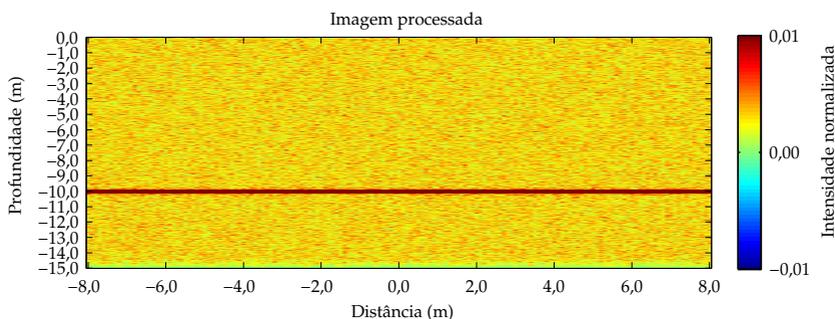
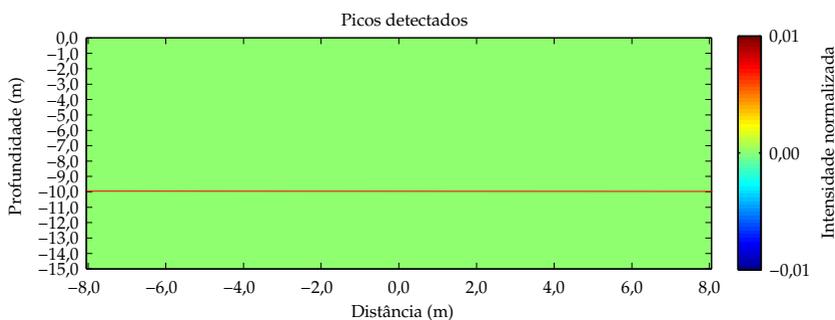
Inseriu-se ruído branco nos sinais de todas as rodadas de simulação, com distribuição gaussiana e amplitude definida com base na relação sinal-ruído desejada. Os resultados apresentados utilizaram diferentes sinais de excitação e configurações de ambiente para mostrar a robustez da técnica. O efeito do uso de diferentes tipos de sinais de excitação na avaliação de um mesmo ambiente pode ser encontrado no Apêndice E.

O primeiro exemplo teve objetivo de validar o método de simulação e ressaltar o efeito de cada passo do processamento de sinais. Para isso, utilizou-se um fundo plano, sem rugosidade e a 10 m de profundidade. O sinal de excitação utilizado foi um CHIRP modulado pela janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 60 kHz, frequência de modulação de 50 kHz e tempo de pulso de 1 ms. A frequência de amostragem utilizada foi de 500 kHz. O transdutor simulado possui uma direcionalidade de 9,8° para projeção, com recepção omnidirecional. A amostragem longitudinal utilizada foi de 0,1 m e a relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB.

A Figura 5.17 mostra as imagens de sonar já compostas para diferentes etapas do processamento.



(a) Dados simulados.

(b) Resultado do *matched filter*.

(c) Resultado da detecção de picos.

Figura 5.17.: Processamento do sonar de feixe único. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 60 kHz, frequência de modulação de 50 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 500 kHz. O fundo foi considerado plano e sem rugosidade.

Na Figura 5.17 (a) é possível observar os dados brutos obtidos pelo algoritmo de simulação, com o ruído já inserido. Percebe-se que através da composição dos dados é possível visualizar o perfil do fundo mesmo sem nenhum processamento de sinais. No entanto, o fundo é representado por uma espessa faixa, na qual é difícil observar o instante exato do início do eco.

Já a Figura 5.17 (b) mostra o resultado da aplicação do *matched filter* nos dados brutos da Figura 5.17 (a). É possível observar a diminuição na espessura e o deslocamento da faixa que representa o fundo. O deslocamento ocorre pois o *matched filter* faz com que o pico de sua resposta coincida com o início do eco. Dessa forma, o ponto de maior amplitude do sinal corresponde à localização da interface água/substrato.

A Figura 5.17 (c) mostra o resultado do algoritmo de detecção de pico. Embora ofereça o resultado mais preciso de profundidade, percebe-se que a imagem gerada por esse algoritmo possui propriedades visuais que dificultam a visualização do fundo, que é representado por uma linha muito estreita. Por esse motivo a saída do *matched filter* é, em geral, utilizada como resultado de uma imagem de sonar. Embora não seja utilizado para visualização, o resultado da detecção de pulso é no algoritmo de detecção de fundo, responsável pela geração do perfil exibido na Figura 5.18.

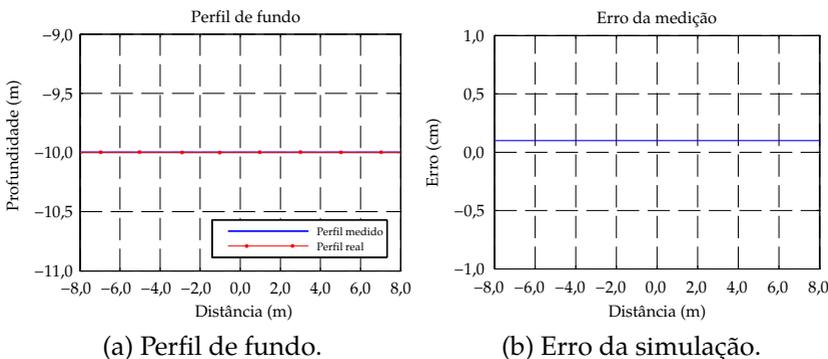


Figura 5.18.: Resultado do processamento de feixe único, para os dados descritos na Figura 5.17.

A Figura 5.18 (a) mostra a comparação entre o perfil de fundo obtido através do algoritmo de detecção de pulso e o perfil real simulado. Percebe-se que não há diferença visual entre os dois resultados. O gráfico da Figura 5.18 (b) traz os valores do erro da simulação, ou seja, a diferença entre o perfil real e o perfil calculado. É possível observar que o erro da medição é independente da posição da medição e é próximo à 1 mm. Esse deslocamento é oriundo da frequência de amostragem utilizada, que faz com que o espaço seja discretizado em espaços de 3 mm (c_w/f_s). O erro na detecção do fundo causado pela frequência de amostragem pode ser diminuído através do aumento dessa frequência.

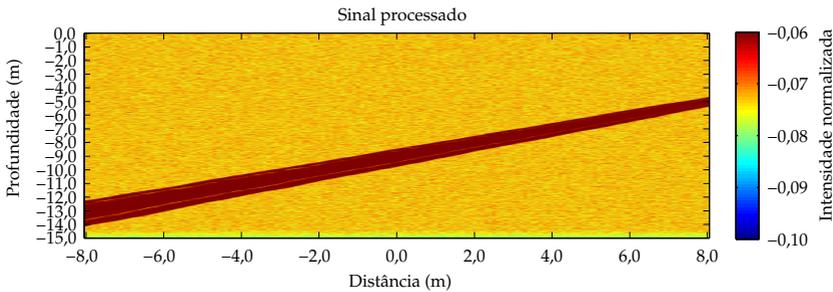
O segundo caso analisado utilizou um perfil crescente que varia de 13 m até 5 m de profundidade, simulando uma situação na qual a embarcação navega em direção à costa. O objetivo desse estudo foi a avaliação do comportamento dos algoritmos quando há variação de profundidade. Além disso, nesse caso foi utilizado um perfil de rugosidade, já descrito anteriormente.

Para avaliar o desempenho da técnica com frequências mais altas, o sinal de excitação utilizado nesse caso possui frequências muito maiores em relação ao primeiro caso. Foi utilizado um CHIRP modulado pela janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 200 kHz, frequência de modulação também de 200 kHz e tempo de pulso de 1 ms. A frequência de amostragem utilizada foi de 2 MHz¹⁸. O transdutor simulado possui uma direcionalidade de 9,8° para projeção, e com recepção omnidirecional. A resolução longitudinal utilizada foi de 0,1 m e a relação sinal-ruído do ambiente de 23 dB. A Figura 5.19 mostra os resultados obtidos.

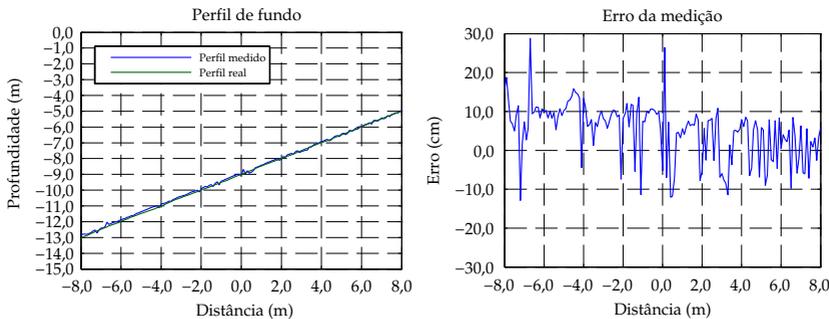
A imagem de sonar mostrada na Figura 5.19 (a) é consequência da composição dos resultados do processo de *matched filter*. A análise da imagem mostra que é possível detectar com clareza o fundo, embora sua profundidade exata se apresente incerta devido a espessura da camada que a representa. Observa-se

¹⁸ Foi utilizada sobreamostragem (*oversampling*) do sinal para representar as oscilações de forma mais fiel. Considera-se que é utilizado um filtro de entrada para limitar a frequência máxima recebida pelos transdutores a $f_s/2$.

também que a espessura da camada é proporcional à profundidade do ponto medido. Isso ocorre pois a área que é ensonificada pelo transdutor aumenta proporcionalmente com a profundidade. Como a espessura do pulso é consequência dos ecos vindos de toda a região ensonificada, é esperado que a camada fique mais larga com o aumento da pegada do transdutor. Com a expansão da espessura da camada, aumenta também a dificuldade de localização do pico principal do eco.



(a) Mapa de sonar de feixe único.



(b) Perfil de fundo.

(c) Erro da simulação.

Figura 5.19.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo inclinado. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 200 kHz, frequência de modulação de 200 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 23 dB, frequência de amostragem de 2 MHz. Desvio padrão de 7,27 cm em relação a profundidade exata.

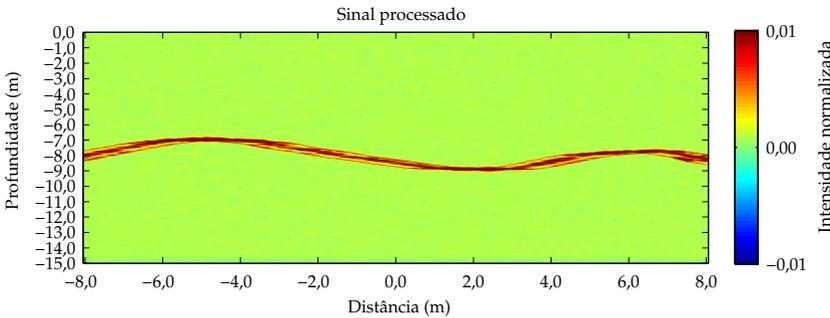
A Figura 5.19 (b) mostra a comparação entre o perfil de fundo

encontrado para essa simulação utilizando o algoritmo de detecção de picos e o fundo real simulado, enquanto a Figura 5.19 (c) mostra o erro do perfil obtido. Percebe-se que para esse caso, embora o perfil medido e real sejam bastante semelhantes, há um erro próximo a 30 cm em alguns pontos. O desvio padrão entre o perfil encontrado e o perfil real, que representa a média de dispersão do erro, foi de 7,27 cm e pode ser explicado por dois motivos. Primeiramente, o eco avaliado é referente a toda região ensonificada pelo transdutor, que nesse caso possui diferentes profundidades. Sendo assim, o valor de profundidade encontrado é referente à uma média da área ensonificada. Esse valor encontrado é comparado com o valor de profundidade real diretamente abaixo do transdutor, que muitas vezes pode ser diferente da média. Em segundo lugar, para um fundo inclinado todo o sinal recebido pelo transdutor é dado pelo retroespalhamento, e não há reflexão especular. Nesse caso, não há garantia que o pico de maior amplitude do sinal será referente ao ponto exatamente abaixo do transdutor, o que pode gerar dados incorretos no algoritmo de detecção de picos. Por esse motivo, para fundos com grandes inclinações é recomendado o uso da interpolação de picos na mesma área de influência (Seção 5.4) para selecionar o pico que representa o fundo.

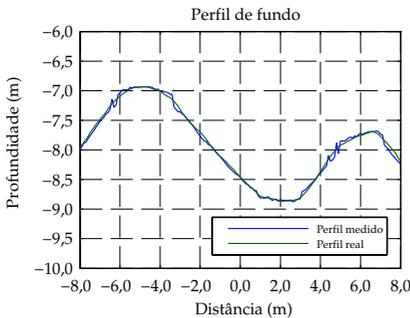
Um perfil de fundo mais próximo da realidade, com perfil de grande escala que não possui grandes inclinações, também foi avaliado. Nesse caso um CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 60 kHz, frequência de modulação de 50 kHz e tempo de pulso de 3 ms foi utilizado como sinal de excitação. A direcionalidade do transdutor permaneceu de $9,8^\circ$, assim como a resolução longitudinal de 0,1 m. A relação sinal-ruído utilizada foi de 10 dB e a frequência de amostragem de 500 kHz. O perfil de rugosidade utilizado foi o mesmo utilizado no exemplo anterior. Os resultados para essa configuração são exibidos na Figura 5.20.

A Figura 5.20 (a) mostra a imagem de sonar obtida, com base no sinal processado pelo *matched filter*. É possível observar que nesse caso a imagem de sonar apresenta uma camada que representa o fundo menos espessa se comparada ao do exemplo anterior.

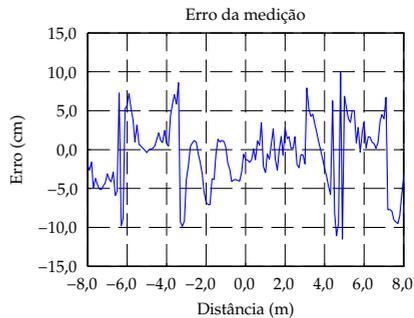
Isso ocorre pois além de ser um ambiente menos profundo, em que a área de cobertura do transdutor é menor, a variação de profundidade é menor. Esse efeito é nítido nos pontos $x = -5$ m, $x = 2$ m e $x = 6$ m, que são os pontos onde a camada é menos espessa e onde o fundo é perpendicular ao feixe, não havendo alterações consideráveis de profundidade nos pontos próximos.



(a) Mapa de sonar de feixe único.



(b) Perfil de fundo.



(c) Erro da simulação.

Figura 5.20.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 60 kHz, frequência de modulação de 50 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 500 kHz. Desvio padrão de 4,41 cm em relação a profundidade exata.

As Figuras 5.20 (b) e 5.20 (c) mostram respectivamente a comparação entre os perfis de fundo obtido e real e o erro de estimativa da posição do fundo. Para esse caso os erros foram

menores em comparação ao exemplo anterior, chegando no máximo a pouco mais de 10 cm, e com um desvio padrão de 4,41 cm. É interessante observar que os maiores erros estão presentes nas regiões onde o fundo possui maior inclinação, devido aos mesmos motivos citados no exemplo anterior. Na posição $x = -5$ m por exemplo, onde o fundo é praticamente perpendicular, o erro da medição foi próximo de zero.

Por fim, para validar o algoritmo de correção da movimentação do barco, uma simulação diferente foi realizada. Nela, vários pontos distintos, separados pela resolução longitudinal, foram simulados de forma análoga aos exemplos anteriores. Nesse caso, porém, para cada ponto foi associado um valor de inclinação do transdutor, que foi inserido na Equação (4.22). Com esse processo é possível simular a movimentação do dispositivo em um ambiente com ondas, que faz com que o transdutor aponte para direções diferentes do nadir. Na prática, essa simulação representa um barco se deslocando com uma movimentação em seu ângulo de *pitch*. Os valores de inclinação foram salvos e utilizados como se tivessem sido fornecidos pela central inercial da embarcação. A Figura 5.21 (a) mostra o sinal de inclinação utilizado na simulação.

Para simulação um pulso tonal foi utilizado como sinal de excitação, com frequência de 60 kHz e tempo de pulso de 50 μ s. A escolha desse tipo de sinal foi realizada pois em ambientes ideais (com baixo nível de ruído), como é o caso de uma simulação, é possível se obter uma melhor resolução radial utilizando pulsos tonais como sinal de excitação. Essa resolução permite uma melhor representação das variações de fundo causadas pela movimentação do dispositivo (que podem ser vistas na Figura 5.21 (b)). O sinal foi modulado por uma gaussiana e amostrado utilizando uma frequência de amostragem de 500 kHz. A direcionalidade do transdutor foi de 1° para projeção, sendo omnidirecional para recepção. O fundo simulado possui variação de grande escala plana e o mesmo perfil de rugosidade dos exemplos anteriores. A resolução longitudinal utilizada foi de 0,1 m e a relação sinal-ruído do ambiente de 40 dB. A maior SNR da simulação se deve ao fato de

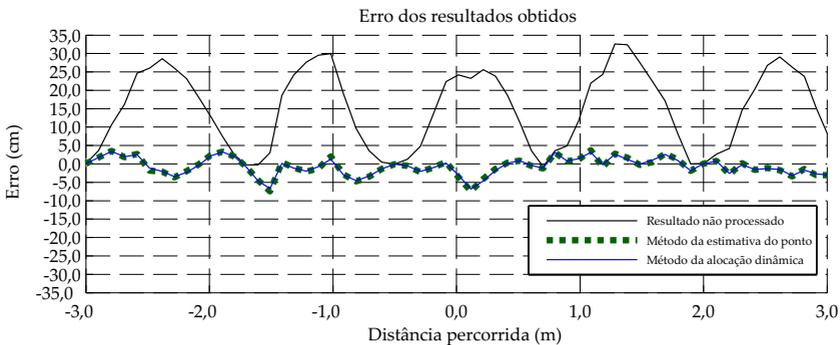
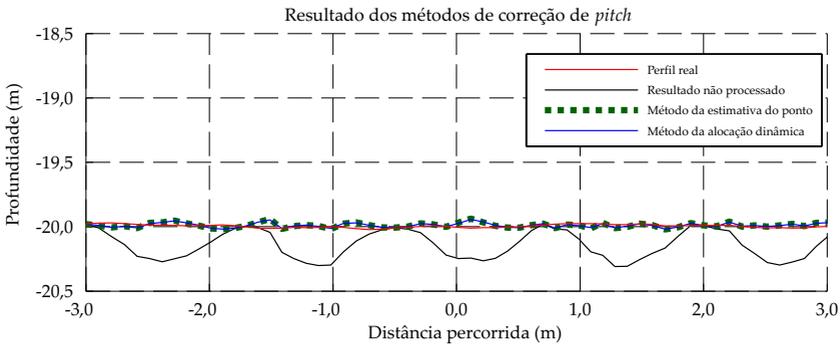
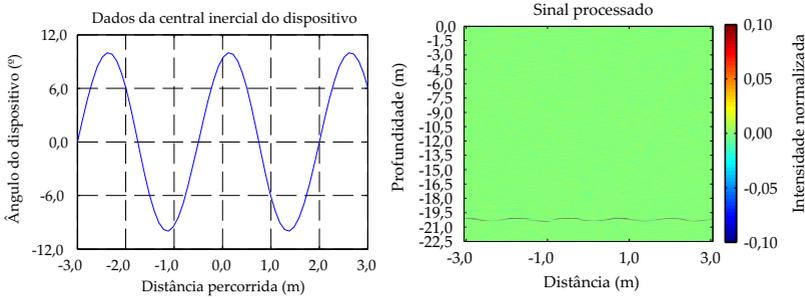


Figura 5.21.: Resultado dos algoritmos de correção de *pitch*. Pulso CW modulado por uma gaussiana, com frequência de 60 kHz e tempo de pulso de 50 μ s. Direcionalidade de 1°, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 40 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

um sinal tonal ser utilizado como excitação. Nesses casos a potência do sinal gerado é muito maior do que a utilizada por sinais do tipo CHIRP, o que justifica a relação sinal-ruído utilizada.

A Figura 5.21 (b) mostra a imagem de sonar obtida para o processamento do *matched filter*. É possível perceber que o sinal de excitação utilizado resulta em uma imagem com melhor definição do fundo se comparada com os exemplos anteriores, permitindo a interpretação da profundidade sem a utilização de um algoritmo para detecção de picos. O custo dessa alta resolução, porém, é o fato de um dispositivo com esse tipo de sinal só conseguir operar em ambientes com alta relação sinal-ruído, como é o caso da simulação em questão. Percebe-se também que o fundo aparece com diversas ondulações na imagem, que não deveriam estar presentes uma vez que o fundo simulado é plano. Essas ondulações são decorrentes da movimentação de *pitch* do dispositivo e representam erros da medição.

Para corrigir os erros gerados pela movimentação de *pitch* do dispositivo o algoritmo de correção da movimentação foi utilizado, utilizando os dados do gráfico da Figura 5.21 (a) como entrada. Ambos os métodos de correção descritos foram aplicados, e os perfis resultantes são exibidos na Figura 5.21 (c). A Figura 5.21 (d) mostra os erros associados a cada um dos métodos e ao sinal não processado.

Fica evidente em ambos os gráficos a melhoria dos perfis corrigidos se comparados com o perfil não processado. Em relação aos desvios padrão dos erros em relação ao perfil real, a medição original possui um valor de 11 cm enquanto os perfis corrigidos apresentaram um desvio de 2 cm. É importante ressaltar também que para esse exemplo ambos os métodos de correção tiveram resultados muito semelhantes. Isso se deve ao fato de o perfil de fundo ser plano. Para perfis mais complexos há uma diferença maior entre os métodos, com o método da estimativa de ponto não sendo capaz de corrigir tão bem os dados quanto o método da alocação dinâmica.

5.8 Conclusões preliminares

Esse capítulo discutiu uma variedade de ferramentas que podem ser utilizadas no desenvolvimento de sonares de feixe único. No entanto, é importante analisar previamente as necessidades do dispositivo que será construído para escolher de forma correta quais das ferramentas melhor se adaptam a ele.

Como mostrado na seção anterior, tanto sinais de excitação do tipo CHIRP quanto CW conseguem representar o fundo e localizar objetos na coluna d'água. Sinais do tipo CW conseguem uma resolução bastante estreita ao utilizar comprimentos de pulso proporcionalmente curtos, mas para isso dependem de transdutores potentes o suficiente para enviar uma quantidade de energia suficiente para sobrepujar o ruído do ambiente. Já os sinais do tipo CHIRP conseguem obter resoluções altas mesmo em ambientes muito ruidosos, mas para isso dependem de transdutores com resposta plana em uma grande banda de frequências. De forma geral é recomendado o uso dos pulsos CW para dispositivos mais simples e que operam em regiões de baixo ruído ou para casos em que fontes de alta potência estão disponíveis. Para os outros casos é recomendado o uso de sinais do tipo CHIRP.

Entre os tipos de CHIRP, aquele modulado pela janela Blackman-Harris modificada se mostrou o mais indicado para o uso geral, por apresentar resposta intermediária entre casos com erros de vazamento e espalhamento. Em situações onde a relação sinal-ruído é um problema, no entanto, é sugerido o uso do CHIRP modulado por uma gaussiana.

O algoritmo de detecção de picos se mostrou robusto e capaz de encontrar de forma exata os ecos dos sinais medidos. Entre os algoritmos para remoção de picos na mesma zona de influência, aquele que seleciona o pico de maior amplitude se mostrou superior para perfis suaves, mas apresentou erros para grandes inclinações. Nesses casos, o método que realiza a interpolação dos picos próximos foi o que obteve resultados mais satisfatórios. O

método que capta o ponto central do pulso apresentou respostas intermediárias em relação aos dois outros métodos em todas as situações avaliadas.

A utilização dos algoritmos em conjunto se mostrou viável, robusta, e capaz de localizar o fundo com erros relativamente pequenos. O valor mais alto encontrado para a média de dispersão de erros ficou abaixo de 8 cm para o pior caso e pode ser melhorado com a utilização de transdutores mais direcionais, com o aumento da frequência do sinal e com um aprimoramento do algoritmo de detecção de picos.

A correção da movimentação do barco foi capaz de melhorar o perfil medido com base nos dados de movimentação do barco, e diminuiu em 81% a média de dispersão de erros da simulação.

6 Sonar de múltiplos feixes

Este capítulo detalha o funcionamento do sonar de múltiplos feixes. Muitas das etapas de processamento envolvidas nesse tipo de dispositivo já foram discutidas no capítulo anterior e não serão novamente abordadas. Dessa forma, esse capítulo será focado principalmente nos algoritmos de processamento utilizando arranjos de transdutores, que permitem a obtenção de uma quantidade muito maior de dados de profundidade para um único pulso em comparação ao sonar de feixe único.

6.1 Conceitos básicos e funcionamento

O sonar de múltiplos feixes consiste em um sistema formado por um arranjo de projetores e um arranjo de receptores capaz de obter informações de uma extensa região utilizando apenas um pulso. Esses arranjos são responsáveis por, respectivamente, ensonificar e amostrar áreas específicas do fundo estudado. As informações que podem ser obtidas por um sonar de múltiplos feixes são praticamente as mesmas do que as obtidas por um sonar de feixe único, porém com uma área de cobertura mais abrangente e com melhor resolução. Uma exceção é a detecção de camadas de subsuperfície, que passa a ser mais custosa ao ser realizada por sonares de múltiplos feixes devido à dificuldade de penetração das ondas sonoras com grandes ângulos de incidência no substrato. Este capítulo foca unicamente na obtenção da profundidade e forma do fundo. Informações a respeito do uso de sonares de múltiplos feixes para a caracterização do substrato podem ser encontradas em [106, 156–158]. Informações a respeito do uso

de sonares de múltiplos feixes para a localização de camadas da subsuperfície podem ser encontradas em [66, 159].

De forma geral, sonares de múltiplos feixes são utilizados apenas de forma profissional devido à sua complexidade e alto custo. Esses dispositivos podem ser operados tanto em águas rasas quanto em águas profundas. Para isso, requerem uma resolução capaz de gerar resultados com erros que podem chegar à ordem de grandeza de centímetros. Assim, as frequências de operação de sonares de múltiplos feixes disponíveis no mercado variam de 12 kHz até 400 kHz, dependendo da profundidade de operação que se deseja utilizar o aparelho.

O projeto de sonares de múltiplos feixes requer o mesmo tipo de cuidados e segue as mesmas recomendações dos sonares de feixe único descritas na Seção 5.1. No entanto, uma nova etapa importante de projeto, no caso de sonares de múltiplos feixes, é a definição do arranjo de transdutores. Quantidade de projetores e receptores, espaçamento entre transdutores e disposição geométrica dos transdutores são parâmetros importantes a se definir no projeto de um arranjo, uma vez que influenciam diretamente seu desempenho. Mais informações a respeito do projeto de arranjos são encontradas nas Seções 6.2 e 6.3.

O ciclo básico de funcionamento de um sonar de múltiplos feixes é ilustrado na Figura 6.1. Assim como no Capítulo 5, esse ciclo representa apenas etapas em que o processamento de dados é envolvido e pode sofrer alterações para diferentes tipos de medições.

A diferença mais notável no ciclo de processamento do sonar de múltiplos feixes em relação ao do sonar de feixe único é o ciclo interno responsável por realizar a operação de *beamforming*¹ para cada direção de feixe. Esse ciclo dá nome ao dispositivo e é responsável por gerar inúmeros feixes para diferentes direções, amostrando espacialmente o substrato e captando os ecos provenientes apenas da direção desejada. O método para geração desses feixes é descrito nas seções a seguir. As outras etapas do processamento podem ser extrapoladas a partir das etapas descritas no Capítulo 5.

¹ Conformação de feixe, em tradução livre.

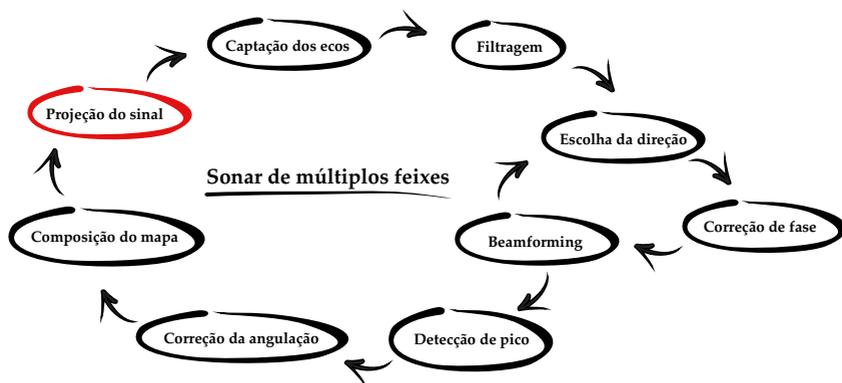


Figura 6.1.: Fluxograma de processamento de dados do sonar de múltiplos feixes.

6.2 Arranjos de transdutores

Fontes sonoras pontuais propagam energia para todas as direções de forma esférica. A princípio, o mesmo ocorreria de forma ideal com fontes e sensores, estes últimos no sentido inverso: eles receberiam de forma igual sinais vindos de qualquer direção. Esse comportamento, no entanto, não ocorre na prática devido às características construtivas do transdutor. Um campo acústico varia ao longo do tempo e do espaço, e ao amostrá-lo utilizando apenas um sensor, por exemplo, obtém-se uma integração espacial da energia presente em uma determinada área. Essa área (ou abertura, como é mais comumente referida) é decorrente, entre outros, dos efeitos de difração sobre o transdutor e define a direcionalidade do sensor em questão [62], ver Figura 6.2. Muitas vezes, no entanto, a direcionalidade do transdutor não é suficiente para a aplicação visada. Para lidar com esse problema é comum a utilização de arranjos de transdutores.

Transdutores individuais geralmente são referidos como transdutores de abertura contínua, pois amostram ou excitam uma área contínua do campo de interesse². Ao utilizar vários transdutores distribuídos espacialmente de forma combinada, os chamados

²Como essa área é finita (o que causa efeitos de janelamento espacial) eles podem ser referidos também como transdutores de abertura contínua finita.

arranjos³, é possível aprimorar a direcionalidade do sistema, além de obter uma melhor relação sinal-ruído. Isso ocorre devido às interferências construtivas e destrutivas nos sinais de cada transdutor, que formam um campo de direcionalidade na direção de um ponto focal e fazem com que o sistema atue como um único transdutor com essa direcionalidade. O campo amostrado ou excitado por esse sistema, no entanto, é discretizado devido à separação dos transdutores, o que poderá gerar erros de *aliasing* espacial⁴ [62, 134]. Por essa característica, esses arranjos são comumente chamados de arranjos de abertura discreta. Para melhorar as características do arranjo, alguns dispositivos ainda podem se utilizar da sua movimentação para criar arranjos virtuais, variando a posição dos transdutores. Esses tipos de arranjos são chamados de arranjos de abertura sintética.

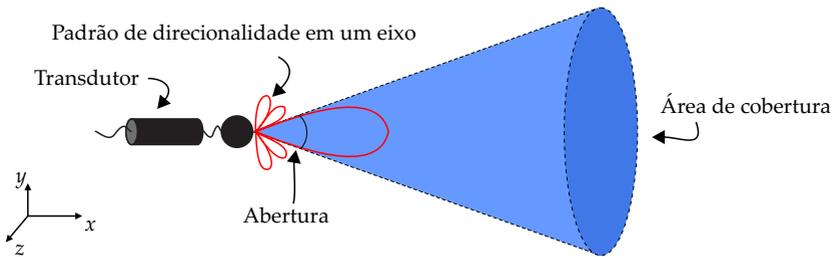


Figura 6.2.: Exemplo de direcionalidade de um transdutor, ressaltando sua abertura, área de cobertura e padrão de direcionalidade.

6.2.1 Padrão de resposta do arranjo

Para exemplificar o princípio de funcionamento de arranjos de transdutores será utilizado o caso de uma aquisição realizada com um conjunto de sensores. Os mesmos resultados podem ser obtidos utilizando-se projetores, como pode ser visto em [58]. Esse comportamento análogo na resposta do arranjo para sensores e projetores é chamado de princípio de Lorentz [160], ou princípio

³ Em inglês, o termo amplamente utilizado é *array*.

⁴ O *aliasing* é um efeito que faz com que diferentes sinais se tornem indistinguíveis quando amostrados. Também pode ser encontrado como "efeito de dobramento".

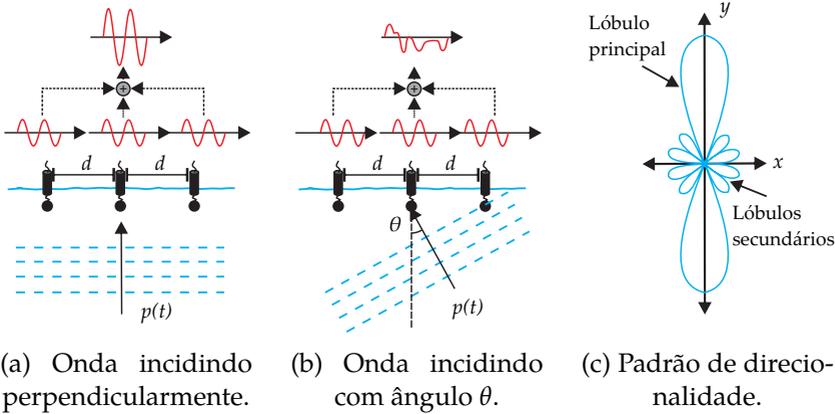
da reciprocidade, e se origina da solução das equações de Maxwell para campos eletromagnéticos em antenas de radar.

Considera-se um arranjo formado por três hidrofones dispostos em uma linha e igualmente espaçados, como mostrado na Figura 6.3. Esses sensores estão sujeitos a uma onda plana $p(t)$ de frequência f . Considera-se também a distância entre cada um dos hidrofones (d) como igual a meio comprimento de onda da frequência f em questão. Uma onda plana se propagando numa direção perpendicular ao arranjo atingirá os hidrofones no mesmo instante de tempo, o que implica na leitura de sinais idênticos em seus terminais. A soma desses sinais será construtiva, e é possível perceber na Figura 6.3 (a) que o sinal resultante dessa soma será amplificado. Por outro lado, caso uma onda com um dado ângulo de incidência θ atinja o arranjo, seus hidrofones serão excitados em diferentes intervalos de tempo, gerando sinais atrasados em seus terminais. A soma desses sinais terá padrões destrutivos e o resultado será certamente menor do que o obtido no primeiro caso, Figura 6.3 (b).

Caso o arranjo seja submetido a uma onda plana paralela a sua direção ($\theta = 90^\circ$) é simples notar que, devido ao espaçamento de $d = \lambda/2$ entre os sensores, os sinais dos hidrofones estarão defasados em 180° . A soma dos sinais resultará, portanto, em uma interferência totalmente destrutiva, e a média realizada pelo arranjo será igual a zero para um arranjo com um número par de elementos ou tenderá a zero para arranjos com número ímpar de elementos.

Dessa forma, o arranjo de hidrofones irá captar uma maior energia sonora na direção perpendicular a seu posicionamento ($\theta = 0^\circ$) e nenhuma energia para ondas paralelas ($\theta = -90^\circ, 90^\circ$). Em ângulos intermediários ocorrerá uma zona de transição, captando uma quantidade de energia intermediária. Um diagrama polar pode ser construído, mostrando a quantidade de energia recebida em cada direção. A Figura 6.3 (c) mostra esse diagrama, ressaltando o padrão de direcionalidade do arranjo. Pode-se perceber que ele possui um feixe (ou lóbulo) principal que define a direção focal do arranjo e outros lóbulos secundários, que são resultado das interações destrutivas/construtivas da onda e não adicionam

informações úteis — pelo contrário, podem gerar incertezas na medição.



(a) Onda incidindo perpendicularmente. (b) Onda incidindo com ângulo θ . (c) Padrão de direcionalidade.

Figura 6.3.: O efeito de interferências construtivas e destrutivas na formação do padrão de direcionalidade de um arranjo de sensores.

O padrão de direcionalidade do arranjo também é chamado de “padrão de resposta do arranjo”⁵ (PRA) e pode ser calculado para ondas planas, com base na geometria formada pelos transdutores, através da relação [62]

$$\mathcal{W}(\mathbf{k}) = \sum_{m=1}^M w_m \exp(j\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m) , \tag{6.1}$$

no qual M representa o número de transdutores, w_m é um fator de ponderação que pode ser aplicado em cada transdutor⁶, \mathbf{k} é o vetor de número de onda e \mathbf{x}_m é a posição de cada transdutor.

A resposta de um arranjo para qualquer sinal emitido ou recebido pode ser dada através da convolução do padrão de resposta do arranjo, $\mathcal{W}(\cdot)$, com o campo acústico da fonte. O resultado dessa operação para uma uma fonte pontual no campo distante localizada no ponto focal do arranjo representa a resposta frequência-número de onda⁷ do arranjo, que também é referida como função de

⁵ Tradução livre do termo em inglês *array pattern*.

⁶ Também pode ser encontrada na literatura com o nome de *shading factor*.

⁷ Termo traduzido do inglês *wavenumber-frequency response*.

espalhamento pontual⁸ do arranjo (PSF) [44].

6.2.2 Parâmetros do arranjo

A PSF é composta por um lóbulo principal, correspondente a direção a qual o arranjo está apontado, e por lóbulos laterais, que são resultantes do efeito de espalhamento devido ao janelamento espacial. A PSF permite a derivação da resposta de um arranjo para um campo arbitrário e por esse motivo se mostra uma ferramenta importante para a avaliação de diferentes arranjos. Existem duas principais características para a análise das PSFs: a resolução do lóbulo e a faixa dinâmica⁹.

A faixa dinâmica é formalmente definida como a amplitude relativa entre o lóbulo principal e o maior dos lóbulos laterais do PSF e é expressa em dB. Esse parâmetro é importante pois determina a faixa segura de operação do arranjo. Um arranjo de projetores com faixa dinâmica de 10 dB, por exemplo, irá projetar um sinal sonoro na direção focal com determinada amplitude e para outras direções poderá gerar uma onda com amplitude 10 dB menor no pior caso. Por outro lado, um arranjo de receptores com faixa dinâmica de 10 dB não poderá medir alvos com diferença de amplitude maior do que 10 dB, pois nesse caso a resposta da fonte de menor amplitude poderá se confundir com os lóbulos laterais da resposta de maior amplitude.

A resolução determina a capacidade de separação de duas fontes. Segundo Rayleigh, duas fontes pontuais de mesma amplitude são separáveis apenas quando o pico da resposta gerada pela primeira fonte coincide com o primeiro zero da resposta da segunda fonte [62, 161]. Se a distância entre as fontes for maior, ambas são separáveis, e se for menor são consideradas ambíguas ou até a mesma fonte. Existem vários parâmetros para mensurar a resolução de um arranjo, nos quais se destacam: a própria resolução de Rayleigh (que será discutida na Seção 6.3), a largura de feixe¹⁰ de

⁸ Termo traduzido do inglês *point spread function*.

⁹ Tradução livre do termo em inglês *dynamic range*

¹⁰ Tradução livre do termo em inglês *beamwidth*.

3 dB e a largura de feixe de 6 dB.

A largura de feixe de 3 dB representa a distância ou ângulo entre os pontos em que a amplitude do lóbulo principal decai $1/\sqrt{2}$, ou seja, metade de sua potência. Por esse motivo esse parâmetro também pode ser referido como largura de meia potência. A largura de lóbulo de 6 dB possui a mesma definição, mas por sua vez mede a distância em que o lóbulo decai a $1/4$ de sua potência. A Figura 6.4 ilustra uma PSF de um arranjo linear em coordenadas cartesianas e os principais parâmetros para avaliação da resposta do arranjo.

Os parâmetros citados irão variar de acordo com a geometria do arranjo e com o número de transdutores utilizado. De forma geral, sonares de múltiplos feixes utilizam arranjos lineares com os transdutores igualmente espaçados, porém outras configurações podem ser encontradas, como arranjos esparsos [162]. A sequência do trabalho irá se focar na resolução de Rayleigh de arranjos igualmente espaçados.

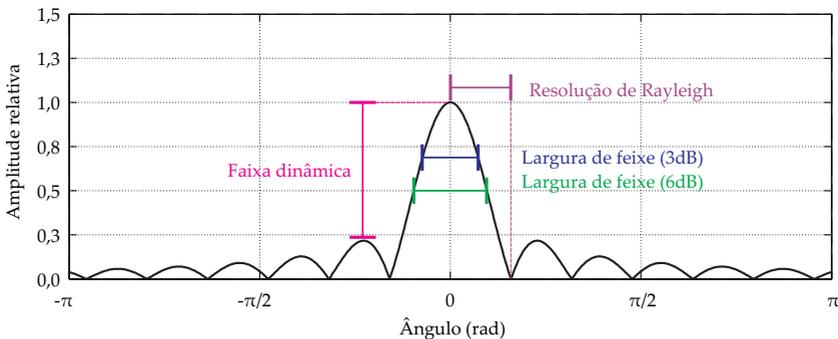


Figura 6.4.: PSF de um arranjo linear, ressaltando alguns dos parâmetros para sua avaliação.

6.3 Resolução de arranjos de transdutores

Em um dispositivo de sonar de múltiplos feixes a resolução do arranjo de receptores determina a capacidade de separação de fontes ao longo da faixa espacial analisada pelo sistema, ou seja, ela define a resolução transversal do dispositivo (ver Seção 3.6).

6.3.1 A resolução de Rayleigh

A resolução de Rayleigh de um arranjo linear é uma das melhores formas de se calcular a resolução espacial do arranjo e já é bastante difundida na literatura [44, 62], sendo dada pela equação

$$\Delta_{\text{Ray}}(\theta) = \frac{z\lambda}{L} \frac{1}{\cos^3(\theta)}, \quad (6.2)$$

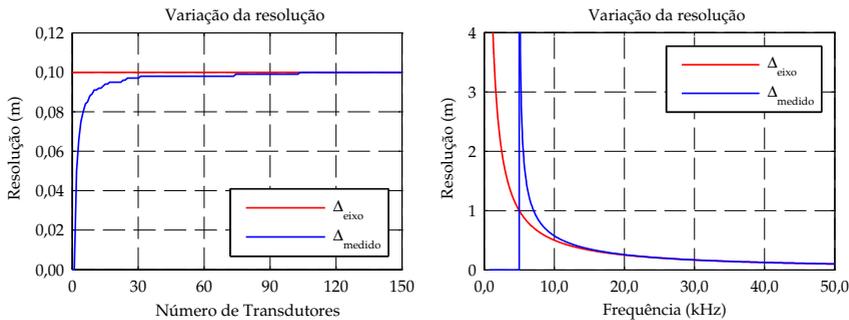
onde z é a distância entre o arranjo e o plano focal, λ é o comprimento de onda da frequência de análise, L é o comprimento do arranjo e θ é o ângulo do ponto focal. Analisando a resolução sobre o eixo, ou seja, para um ponto focal em frente ao arranjo, $\theta = 0$, e a Equação (6.2) se resume a

$$\Delta_{\text{eixo}} = \frac{z}{L} \lambda. \quad (6.3)$$

A dedução completa da Equação (6.2) pode ser encontrada em [163]. De acordo com essa equação, a resolução de um arranjo linear de transdutores para incidência normal depende apenas da distância entre o arranjo e o plano focal, do comprimento do arranjo e do comprimento de onda em questão. No entanto, duas aproximações importantes são realizadas para se chegar a essa equação. Primeiramente, é considerado que a resolução é consideravelmente pequena em relação às dimensões do arranjo. Em seguida, considera-se que o arranjo possui uma abertura contínua, ou seja, existem infinitos transdutores preenchendo seu comprimento.

As aproximações realizadas na dedução da Equação (6.3) podem afetar a previsão da resolução de arranjos discretos. Os erros associados à elas podem ser observados ao se avaliar os resultados oferecidos pela Equação (6.3) para arranjos com o mesmo tamanho mas diferentes número de transdutores, assim como para diferentes frequências. Tais erros são evidenciados através da comparação com o valor de resolução obtido através do PRA (Equação (6.1)). Para isso, o PRA do arranjo em questão é simulado e a distância entre o pico do lóbulo principal e o primeiro zero é medida. A

Figura 6.5 (a) mostra o resultado da comparação da resolução de Rayleigh obtida pela Equação (6.2) e medida pelo PRA simulado para vários arranjos com 0,30 m de comprimento, considerando uma onda plana de 50 kHz incidindo perpendicularmente e número de transdutores variando entre 1 e 150. A Figura 6.5 (b) mostra a comparação para um arranjo com 0,30 m de comprimento, com 500 transdutores e variando a frequência da onda incidente entre 0 kHz e 50 kHz.



(a) Variação do número de transdutores

(b) Variação da frequência

Figura 6.5.: Comparação entre resolução estimada pela Equação (6.3) (Δ_{eixo}) e medida através do PRA (Δ_{medido}).

Observa-se na Figura 6.5 (a) que o resultado da Equação (6.3) é constante e independentemente do número de transdutores utilizados para amostrar o arranjo. No entanto, a resolução de Rayleigh medida através do PRA varia de acordo com o número de transdutores utilizados. Conforme a densidade de transdutores aumenta, o resultado se aproxima do valor de Δ_{eixo} , tendência esperada uma vez que o arranjo começa a se assemelhar a uma abertura contínua. A densidade de transdutores utilizada na Figura 6.5 (b), embora fisicamente impraticável, possibilita uma análise do arranjo sem a influência do erro associado ao número de transdutores mostrado na Figura 6.5 (a). Como pode ser visto, para baixas frequências (considerando a relação entre comprimento de onda e tamanho do arranjo), a resolução medida é muito diferente da calculada pela Equação (6.3), contendo inclusive uma frequência

de corte. Com o aumento da frequência, os resultados medidos e calculados convergem entre si, até se tornarem praticamente idênticos (aproximadamente em 20 kHz).

Os desvios associados a Equação (6.3) podem causar erros na estimativa da resolução transversal de sonares de múltiplos feixes. Com intuito de obter uma ferramenta mais exata para o projeto de arranjos de transdutores uma nova equação foi proposta, que reduz os erros advindos das simplificações realizadas na dedução da Equação (6.3). A equação proposta é dada por

$$\Delta''_{\text{eixo}} = \frac{z}{L} \lambda \frac{M-1}{M} \frac{1}{\cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{L} \right) \right)}, \quad (6.4)$$

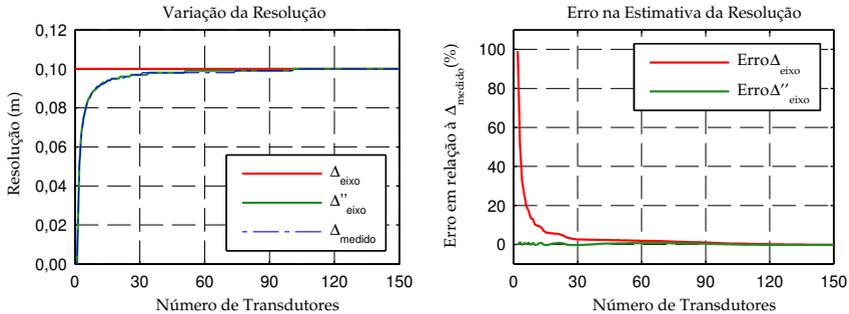
onde M representa o número de transdutores. A dedução completa da Equação (6.4) pode ser encontrada no Apêndice D e informações extras podem ser encontradas em [163].

6.3.2 Validação da equação proposta

Com objetivo de validar a abordagem proposta, os resultados obtidos pela Equação (6.4) foram comparados com os obtidos pela equação original da resolução (Equação (6.3)), assim como com os dados medidos pelo PRA. Inicialmente, buscou-se avaliar casos em que apenas o erro proveniente da amostragem do arranjo fosse perceptível. Para isso foram avaliados arranjos de 0,30 m de comprimento, para uma frequência de 50 kHz e número de transdutores variando entre 0 e 150. As Figuras 6.6 (a) e 6.6 (b) mostram os resultados obtidos.

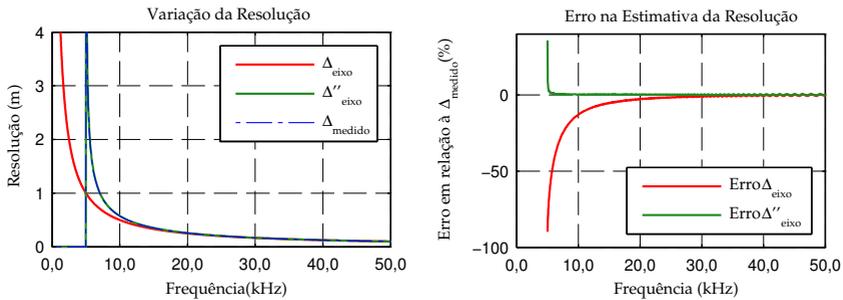
Observa-se na Figura 6.6 (a) que a equação corrigida da resolução apresenta valores muito mais próximos da resolução medida pelo PRA do que a equação original. Sua curva de erro apresenta limites inferiores a 1% para toda a faixa de número de transdutores estudada, enquanto a equação original chega a 100%, como pode ser observado na Figura 6.6 (b).

Com intenção de validar a correção para o desvio na frequência utilizou-se um arranjo de 0,30 m de comprimento, com 500 transdutores. A resolução desse arranjo foi avaliada para frequências variando de 500 Hz à 50 kHz sendo que as Figuras 6.7 (a) e 6.7 (b) mostram os resultados obtidos.



(a) Variação no número de transdutores (b) Erro em relação à resolução medida

Figura 6.6.: Comparação da resolução estimada pela nova equação (Δ''_{eixo}) com os dados da Figura 6.5 (a). Variação do número de transdutores e erro agregado.



(a) Variação na frequência (b) Erro em relação à resolução medida

Figura 6.7.: Comparação da resolução estimada pela equação (Δ''_{eixo}) com os dados da Figura 6.5 (b). Variação na frequência e erro agregado.

Os gráficos da Figura 6.7 mostram que as previsões (ou estimativas) realizadas pela equação proposta (Δ''_{eixo}) são muito mais próximas do valor medido pelo PRA do que as da equação

original (Δ_{eixo}). A equação corrigida da resolução também consegue representar a frequência de corte observada nos dados medidos, que nesse caso ocorre para:

$$\frac{c}{L f} = \pi, \quad (6.5)$$

onde c é a velocidade de propagação do som em que o arranjo está imerso.

Para frequências acima da frequência de corte o erro da equação proposta é inferior a 1%, superando o desempenho da equação original. As ondulações no erro vistas nos gráficos das Figuras 6.6 (b) e 6.7 (b) são decorrentes do cálculo numérico e não influenciam os resultados.

Pode-se observar através das Figuras 6.6 e 6.7 que, de maneira geral, a equação original para o cálculo da resolução de Rayleigh de arranjos (lineares e regulares) de transdutores oferece resultados próximos do real e é uma boa ferramenta para análise de seu desempenho. Porém, para casos específicos, como no caso de número reduzido de transdutores e para baixas frequências, essa equação pode não ser suficientemente exata na predição da resolução do arranjo. Para o projeto de dispositivos, no qual se deseja saber com precisão e exatidão a resolução do arranjo e o número de transdutores necessários para obtê-la, a equação proposta apresenta melhores resultados. Além disso, a inserção do parâmetro M na equação a torna passível de ser utilizada para escolher a quantidade de transdutores que será utilizada no arranjo. Outro ponto a se ressaltar é que a expressão dada pela Equação (6.4) pode ser aplicada a qualquer arranjo de transdutores, não somente aos arranjos de sonares, como antenas de telecomunicações e arranjos que realizam imageamento acústico [77].

6.4 Apontamento e conformação de feixes

Até este ponto, todas as discussões foram centradas unicamente nas características do arranjo de transdutores. Embora esse aparato traga algumas vantagens (discutidas nas seções anteriores) frente ao uso de um transdutor isolado, seu maior benefício advém

de seu uso combinado com técnicas de processamento de sinais. Através de algoritmos específicos é possível alterar digitalmente a direcionalidade do arranjo e obter (ou gerar) respostas de regiões específicas do espaço. Serão discutidos nessa seção o algoritmo de *beamsteering*¹¹, responsável por alterar a direcionalidade do arranjo, e o algoritmo de *beamforming*, responsável por obter respostas de regiões específicas do espaço.

6.4.1 *Beamsteering*

A utilização de um arranjo de transdutores sem nenhum tipo de processamento permite focar apenas a região imediatamente a frente do arranjo ($\theta = 0^\circ$). Muitas vezes, deseja-se que o arranjo foque uma região específica diferente da direção perpendicular. A técnica que permite alterar o ângulo de direcionalidade do arranjo é conhecida como *beamsteering*.

Para exemplificar o funcionamento da técnica, será utilizado o mesmo arranjo de três hidrofones descrito na Seção 6.2. O princípio de Lorentz também é válido para o algoritmo de *beamsteering*, tornando os passos que serão descritos válidos também para arranjos de projetores.

Considera-se, inicialmente, uma onda plana incidente sobre o arranjo numa direção θ conhecida. Deseja-se capturar o sinal dessa onda de forma maximizada, ou seja, de forma que o arranjo tenha maior sensibilidade na direção do ângulo θ . Como já demonstrado na Seção 6.2, os sinais recebidos pelos hidrofones estarão atrasados entre si devido às diferentes distâncias que a onda sonora deve viajar para atingir cada hidrofone, como pode ser visto na Figura 6.8 (a). Conhecendo-se o espaçamento entre os sensores e o ângulo de incidência (que é o ângulo que se deseja focar o arranjo), é possível calcular a diferença de distância percorrida pelo sinal recebido por cada hidrofone, dadas por

$$a_1 = d \operatorname{sen}(\theta), \quad (6.6.a)$$

$$a_2 = 2d \operatorname{sen}(\theta), \quad (6.6.b)$$

¹¹ Apontamento de feixe, em tradução livre.

onde d é o espaçamento entre os hidrofones e θ é o ângulo de incidência.

Considerando um arranjo com M hidrofones, numerados de 0 a $M - 1$, pode-se generalizar as Equações (6.6) para as distâncias de cada hidrofone. A equação generalizada é dada por

$$a_m = md \operatorname{sen}(\theta), \quad (6.7)$$

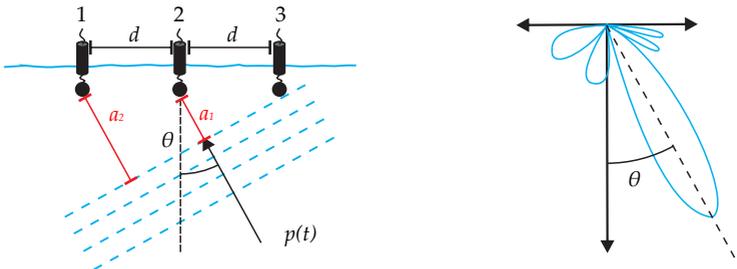
onde m é o índice do hidrofone, Figura 6.8 (a).

Conhecendo-se a distância que uma onda plana deve percorrer para atingir cada sensor e a velocidade de propagação do som no meio, é possível se calcular o tempo de atraso do sinal de cada sensor. Os tempos, de forma generalizada podem ser definidos por

$$\delta t_m = \left(\frac{md}{c} \right) \operatorname{sen}(\theta), \quad (6.8)$$

onde c é a velocidade de propagação do som no meio.

Ao defasar os sinais obtidos no terminal de cada hidrofone de acordo com os atrasos calculados uma compensação é realizada e se torna simples perceber que os sinais de todos os hidrofones ficarão alinhados no tempo. A soma dos sinais compensados resultará em uma interferência construtiva, maximizando a resposta do arranjo para a direção desejada e alterando seu padrão de direcionalidade, como pode ser visto na Figura 6.8 (b).



(a) Ondas incidindo sobre o arranjo com uma incidência θ . (b) Padrão de direcionalidade gerado pelo *beamsteering*.

Figura 6.8.: Exemplo de cálculo do algoritmo de *beamsteering*.

A grande vantagem da técnica de *beamsteering* é a possibilidade de se alterar a direcionalidade do arranjo de forma eletrônica e muito rápida. Além disso, todos os cálculos podem ser feitos durante o pós-processamento dos dados. Assim, pode-se realizar a avaliação de resultados para diferentes direções utilizando apenas um conjunto de dados, ou seja, o arranjo de hidrofones pode ser utilizado para avaliar os ecos de um único pulso enviado pelo projetor, advindos de várias direções, como pode ser observado na Figura 6.9.

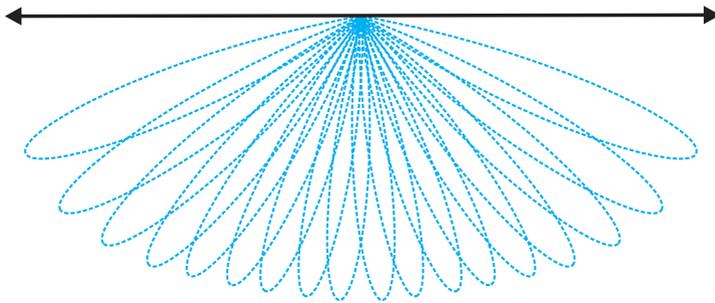


Figura 6.9.: Diversos feixes gerados pelo algoritmo de *beamsteering*.

6.4.2 *Beamforming*

O processo de *beamforming* [44, 62] consiste na utilização de arranjos de transdutores e da técnica de *beamsteering* para produzir feixes estreitos capazes de transmitir ou receber dados de diferentes ângulos de forma simultânea.

Em sonares de múltiplos feixes, a técnica de *beamforming* geralmente é utilizada para realizar a aquisição dos sinais dos sensores, com intuito de avaliar áreas específicas do fundo e obter os ecos advindos apenas daquela região. Assim, garante-se que o sinal captado para cada ponto da região ensonificada possui informações referentes apenas ao eco daquele ponto e desconsidera a influência de qualquer sinal vindo de outra direção. No entanto, a utilização dessa técnica se estende a outros campos da engenharia [164], como a indústria automobilística [77], aeronáutica [165, 166], a radioastronomia [167], entre outros.

Inúmeros algoritmos de *beamforming* já foram desenvolvidos para aplicações em diferentes áreas. Esse trabalho utilizará o algoritmo de atraso-e-soma¹², também conhecido como *beamforming* clássico, calculado no domínio do tempo [44]. O cálculo desse algoritmo no domínio da frequência ou a utilização de outros algoritmos pode trazer melhorias no tempo de cálculo computacional e na resposta gerada pelo dispositivo, mas não será abordado nesse trabalho. No algoritmo de atraso-e-soma o sinal oriundo de uma determinada direção é estimado como uma média ponderada de sinais temporais defasados [44], dado de forma geral por

$$b(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M w_m p_m(t - \delta t_m), \quad (6.9)$$

onde $b(t)$ é o sinal estimado advindo da direção de interesse, M representa o número de transdutores e w_m , p_m e δt_m são, respectivamente, o fator de ponderação, o sinal de pressão sonora e os atrasos calculados do m -ésimo transdutor.

Para descrever o algoritmo de maneira mais detalhada será utilizado como exemplo o arranjo em linha e igualmente espaçado, com M hidrofones, descrito na Seção 6.4.1. Um sinal harmônico de pressão é considerado, que medido por cada sensor, m , será chamado de $s_m(t)$. Para avaliar os sinais medidos, é importante ressaltar a diferença entre o valor instantâneo de pressão, dado por $s_m(t)$, e a amplitude do sinal, $A_m(t)$, referente ao instante em que esse valor foi obtido. A relação entre o sinal instantâneo e sua amplitude para um sensor qualquer pode ser dada por

$$s_m(t) = A_m(t) \cos(2\pi ft), \quad (6.10)$$

ou, seu correspondente

$$s_m(t) = A_m(t) \exp(j2\pi ft), \quad (6.11)$$

onde f é a frequência do sinal medido.

¹² Tradução livre do termo em inglês *Delay-and-Sum Beamforming*, ou DSB.

Considerando o processo de *beamsteering* para direcionar o feixe para uma direção específica, a Equação (6.8) pode ser reescrita em termos de um atraso de fase como

$$\delta f_m = \left(\frac{2\pi m d}{\lambda} \right) \text{sen}(\theta), \quad (6.12)$$

sendo λ o comprimento de onda em questão.

Através da Equação (6.12) é possível se obter o sinal do m -ésimo hidrofone com o atraso de fase requerido para formar um feixe na direção θ , dado por

$$b_m(t, \theta) = A_m(t) \exp \left(j \left(2\pi f t + \left(\frac{2\pi m d}{\lambda} \right) \text{sen}(\theta) \right) \right), \quad (6.13)$$

ou, utilizando a Equação (6.11), em termos do sinal instantâneo medido $s_m(t)$,

$$b_m(t, \theta) = s_m(t) \exp \left(j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) m d \text{sen}(\theta) \right). \quad (6.14)$$

O sinal estimado advindo do ângulo de interesse, θ , pode ser obtido através da média dos sinais de todos os hidrofones através da relação:

$$b(t, \theta) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M s_m(t) \exp \left(j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) m d \text{sen}(\theta) \right). \quad (6.15)$$

É possível notar que as Equações (6.15) e (6.9) são formas diferentes de descrever o mesmo conceito. As diferenças são originadas do termo exponencial da Equação (6.15) que representa o atraso aplicado no sinal, denotado de forma reduzida como $p_m(t - \delta t_m)$ na Equação (6.9) e do termo de ponderação que não foi adicionado na Equação (6.15).

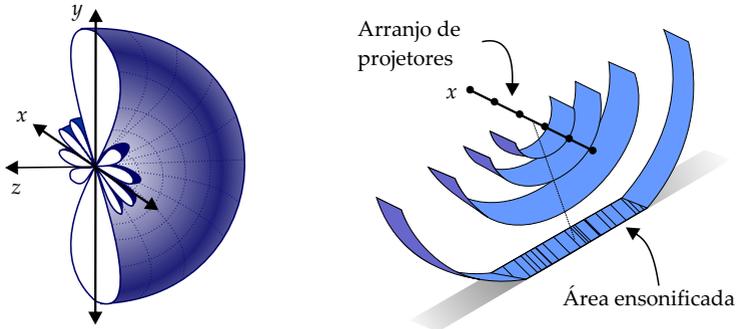
6.5 O arranjo Mills-Cross

É fundamental para o correto funcionamento de sonares de múltiplos feixes que os ecos medidos em cada posição se originem realmente daquela posição. Para atingir esse objetivo, os dispositivos utilizam, em geral, uma configuração de arranjo chamada de Mills-Cross [168]. O arranjo Mills-Cross consiste em um arranjo linear de hidrofones combinado de forma perpendicular com um arranjo linear de projetores.

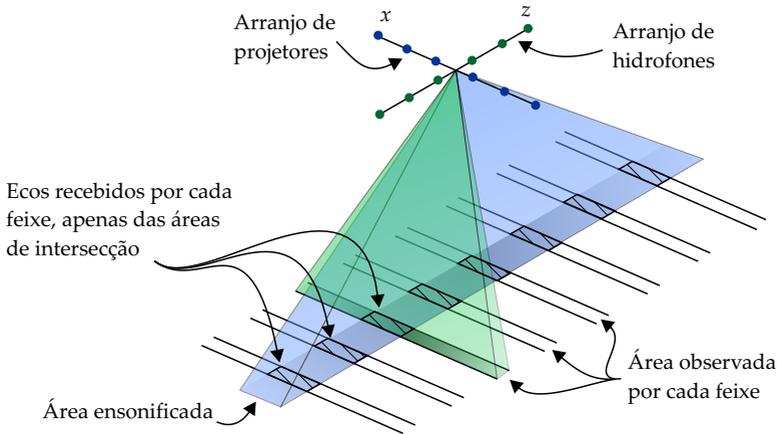
É importante ressaltar que qualquer arranjo linear tem a capacidade de separação direcional limitada a uma linha, ou faixa do espaço. O padrão de direcionalidade de um arranjo linear exibido na Figura 6.3 (c) é uma representação em duas dimensões. Para visualizar esse mesmo padrão em três dimensões é possível imaginar um corpo formado pela rotação da curva desenhada em torno do eixo x , formando uma imagem semelhante a um disco, como ilustrado na Figura 6.10 (a). A projeção desse padrão de direcionalidade em três dimensões sobre o fundo irá definir a área de ensonificação, que para esse caso resulta em uma faixa, como ilustrado na Figura 6.10 (b).

Ao dispor o arranjo de projetores e de sensores perpendicularmente, garante-se que as áreas ensonificadas e analisadas também são perpendiculares e, dessa forma, que apenas uma pequena região é analisada por feixe. A Figura 6.10 (c) ilustra o conceito.

O arranjo de projetores envia um sinal ao ambiente e ensonifica uma faixa do substrato marinho, representada pela cor azul na Figura 6.10 (c). Em seguida, o arranjo de sensores capta os dados dos ecos provenientes da região ensonificada. Posteriormente, o algoritmo de *beamforming* é utilizado, realizando uma varredura de várias faixas perpendiculares a área ensonificada, representadas pelo feixe verde. A intersecção entre essas linhas resultará nos pontos de medição (em hachurado). Dessa forma, é possível obter os sinais estimados de eco de uma linha de pontos perpendicular a posição do equipamento. Os sinais obtidos para cada ponto são semelhantes aos sinais medidos por um sonar de feixe único e, portanto, podem ser processados de forma análoga.



(a) Padrão de direcionalidade do arranjo de projetores. (b) Propagação sonora gerada pelo arranjo e área ensonificada.



(c) Pontos de análise gerados pela intersecção dos padrões de direcionalidade dos arranjos de projetores e de hidrofones.

Figura 6.10.: O funcionamento do arranjo Mills-Cross.

6.6 O algoritmo de imageamento

O algoritmo de imageamento que será descrito nesta seção representa todo o processamento para a criação das imagens de sonar de múltiplos feixes a partir dos sinais de pressão obtidos dos sensores. Assim, ele envolve desde a aplicação do *matched filter*

(descrito na Seção 5.3) até a aplicação dos algoritmos de *beamsteering* e *beamforming*. Duas etapas são envolvidas nesse processo: o pré-processamento e o processamento do arranjo¹³. Essas etapas estão sumarizadas na Figura 6.11.

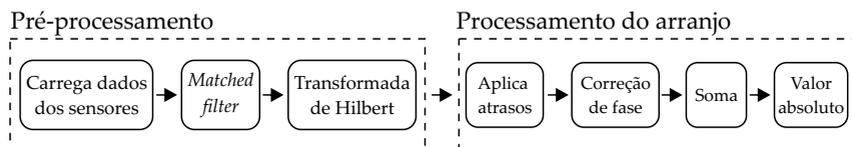


Figura 6.11.: Etapas do processo de imageamento.

Para representar os sinais matematicamente ao longo do processo será utilizada a nomenclatura $s_m^X(t)$, onde o subscrito m representa cada transdutor e o sobrescrito X irá representar a abreviação de alguma etapa no processo.

Primeiramente, o *matched filter* é aplicado no sinal de cada microfone, com objetivo de aprimorar a relação sinal ruído do sinal recebido. Como já visto no Capítulo 5, o filtro consiste na operação de correlação cruzada entre o sinal gravado, $s_m(t)$, e o sinal emitido, $s^e(t)$, e pode ser calculada através da operação de convolução na forma

$$s_m^M(t) = s_m(t) * s^e(-t), \quad (6.16)$$

onde $s_m^M(t)$ é o sinal filtrado pelo *matched filter* e $*$ representa a operação de convolução.

Na sequência o sinal filtrado é transformado em um sinal analítico [169]. Esse processo foi criado por Gabor [170] e é um artifício matemático que cria um sinal complexo a partir de um sinal real, através da Transformada de Hilbert. O objetivo dessa transformação é inserir uma fase no sinal filtrado para facilitar a aplicação dos atrasos durante o processamento de arranjo. A criação do sinal analítico pode ser feita através da transformada de

¹³ Tradução livre do termo *array processing*. O termo é usualmente utilizado para se referir a aplicação dos algoritmos de *beamsteering* e *beamforming* aos dados de um arranjo de transdutores.

Hilbert, e é dada por

$$s_m^A(t) = s_m^M(t) - jH\{s_m^M(t)\}, \quad (6.17)$$

na qual $s_m^A(t)$ é o sinal analítico e $H\{\cdot\}$ é a Transformada de Hilbert.

A etapa de processamento de arranjo consiste na aplicação dos atrasos calculados para cada ângulo nos sinais de cada transdutor e na subsequente soma desses sinais. Os atrasos de cada sinal para cada ângulo, $\delta t_m(\theta)$, podem ser calculados pela Equação (6.8). No entanto, é importante ressaltar que o sinal analítico processado é na verdade um sinal discreto amostrado por uma frequência de amostragem fs . Os atrasos calculados pela Equação (6.8), dessa forma, podem ser convertidos para um número de amostras as quais o sinal $s_m^A(t)$ deve ser defasado. Esse número de amostras deve ser inteiro para a correta defasagem do sinal. Assim, o atraso em número de amostras de cada transdutor (δn_m) pode ser calculado utilizando a frequência de amostragem através de

$$\delta n_m = \text{int}\{\delta t_m fs\}, \quad (6.18)$$

onde $\text{int}\{\cdot\}$ representa a parte inteira do número avaliado (menor inteiro próximo).

A truncagem do atraso pode gerar um erro de truncamento ($\overline{\delta t_m}$), que é dado (em segundos) pela relação

$$\overline{\delta t_m} = \frac{\delta t_m fs - \text{int}\{\delta t_m fs\}}{fs}. \quad (6.19)$$

Considerando agora o sinal analítico amostrado, os sinais atrasados para cada ângulo podem ser obtidos através de

$$s_m^S(n, \theta) = s_m^A(n - \delta n_m(\theta)), \quad (6.20)$$

onde $s_m^S(n, \theta)$ são os sinais atrasados de cada transdutor para cada ângulo θ .

O erro causado pela truncagem pode ser corrigido através da

modificação da fase instantânea do sinal analítico no domínio do tempo, obtida através da relação

$$s_m^C(n, \theta) = s_m^S(n, \theta) \exp(-j2\pi f_{mb} \overline{\delta t_m}), \quad (6.21)$$

onde f_{mb} é a frequência de meia banda (central) do sinal emitido e $s_m^C(n, \theta)$ é o sinal corrigido.

Uma média dos sinais apropriadamente atrasados para um ângulo alvo é realizada e o valor absoluto é então obtido,

$$s^B(n, \theta) = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M s_m^C(n, \theta) \right|^2, \quad (6.22)$$

onde $s^B(n, \theta)$ representa o sinal processado pelo algoritmo de *beamforming* para o ângulo θ . Esse processo é repetido para vários ângulos alvo (θ), de forma a criar uma matriz que pode ser plotada como uma figura. A Figura 6.12 mostra um exemplo de imagem gerada por esse processo.

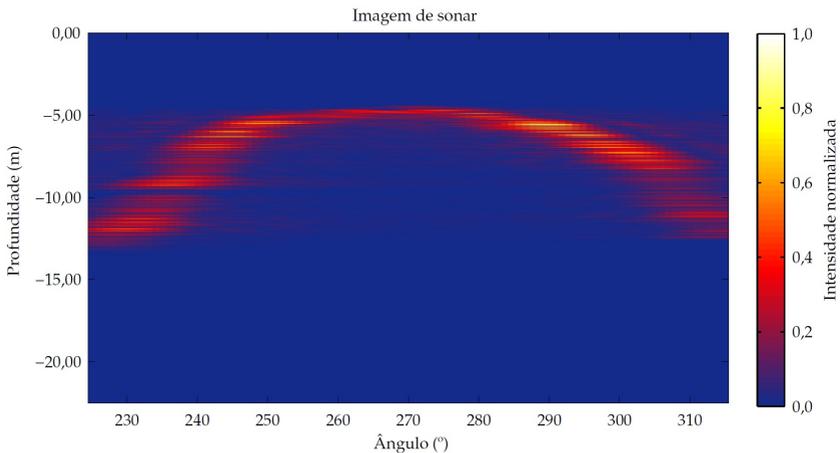


Figura 6.12.: Imagem de sonar de múltiplos feixes representada em coordenadas polares.

O gráfico da Figura 6.12 representa o fundo estimado em

coordenadas polares, fato que pode gerar erros na interpretação dos resultados obtidos pelo sonar de múltiplos feixes, uma vez que a distância percorrida pela onda para cada ângulo é diferente. No entanto, essa forma é a mais apropriada para realizar o processamento dos dados, pois é muito semelhante a matriz gerada pela composição de dados de um sonar de feixe único (como a da Figura 5.16, por exemplo). Dessa forma, todos os processamentos são realizados na matriz em coordenadas polares e posteriormente, para facilitar a visualização dos dados, as imagens geradas e perfis obtidos são convertidos para coordenadas cartesianas, de forma a representar de forma mais verossímil os dados obtidos. A Figura 6.13 mostra a mesma imagem da Figura 6.12 convertida para coordenadas cartesianas. Pode-se perceber que a imagem assume a forma de um semi-círculo, ressaltando os ângulos máximo e mínimo de abertura. Essa transformação faz com que a forma do fundo apareça alterada, uma vez que agora o eixo x é representado em unidades de distância e não de ângulo. O perfil de fundo é representado pelas cores em tons quentes, que representam a intensidade dos ecos provenientes de uma região específica do espaço.

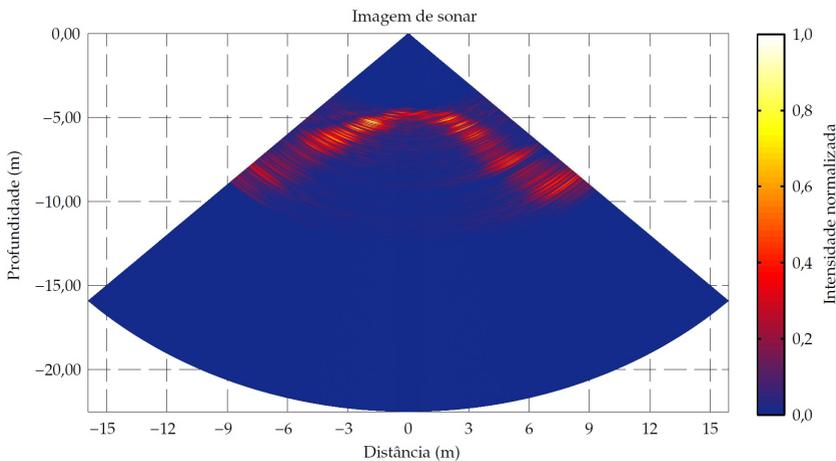


Figura 6.13.: Imagem de sonar de múltiplos feixes representada em coordenadas cartesianas.

Algumas observações podem ser feitas a respeito dos ângulos alvo da medição. Cada ângulo avaliado representa um feixe no algoritmo de *beamforming*. Dessa forma, para que o dispositivo tenha uma resolução transversal igual a resolução de Rayleigh calculada na Seção 6.3, a amostragem de feixes deve ser feita de forma que o espaçamento entre feixes seja menor do que a resolução calculada. Essa amostragem de feixes pode ser feita de forma que os ângulos dos feixes fiquem igualmente espaçados¹⁴ (o que resulta em uma maior densidade de feixes apontados para o nadir) ou que a distância entre os pontos que atingem o fundo fiquem igualmente espaçadas¹⁵ (o que resulta em uma densidade constante de feixes).

A abertura máxima do arranjo, ou seja, a diferença entre os valores extremos de θ deve ser escolhida com base no critério de Rayleigh para distorção da resolução [77]. Nesse trabalho a abertura máxima utilizada foi de 45° , o que resulta em uma distorção máxima de resolução de aproximadamente 150%.

6.7 Fator de coerência

Um dos principais erros do algoritmo de múltiplos feixes está relacionado à diferença de ordem de grandeza da resposta gerada pelo retroespalhamento em relação à resposta gerada pela reflexão especular. Como o arranjo de sensores utilizado para captar os ecos possui uma faixa dinâmica finita, os lóbulos laterais das respostas geradas pela reflexão especular são, muitas vezes, tão grandes ou até maiores que os lóbulos principais das respostas geradas pelo retroespalhamento.

Um dos métodos disponíveis para minimizar esse problema é o aumento da faixa dinâmica do arranjo, que em geral é feita através do aumento do número de sensores que o compõe. Essa alternativa, no entanto, pode se tornar muito custosa pois a relação de aumento do ganho do arranjo com o número de sensores é logarítmica.

Uma alternativa menos dispendiosa é a utilização de diferentes técnicas de processamento, capazes de localizar ecos mesmo em

¹⁴ Essa configuração é chamada na literatura internacional de *equi-angle*.

¹⁵ Essa configuração é chamada na literatura internacional de *equi-distant*.

situações de baixa faixa dinâmica. Funções de coerência já são extensivamente utilizadas e bem documentadas em acústica submarina [171] e podem fornecer melhorias significativas na localização de fontes em imagens de sonar. Entre essas técnicas, o fator de coerência [172] foi escolhido por sua semelhança com a técnica de *beamforming* e pela facilidade de sua implementação.

O fator de coerência é definido pela relação entre a soma coerente e a soma incoerente dos sinais sobre um arranjo e foi proposta por Hollman et al. [172] como um meio de quantificar a qualidade de cada *pixel* numa imagem médica de ultrassom. Ele também pode ser referido como fator de foco de Mallarrt-Fink em aplicações de ultrassom [173] ou como *semblance* quando utilizado para aplicações de análise sísmica [174].

Matematicamente, o fator de coerência pode ser calculado com base no sinal defasado de cada sensor, s_m^C , através da relação

$$CF(n, \theta) = \frac{1}{M} \frac{\left| \sum_{m=1}^M s_m^C(n, \theta) \right|^2}{\sum_{m=1}^M |s_m^C(n, \theta)|^2}. \quad (6.23)$$

Observando a Equação (6.23) é possível perceber a semelhança do fator de coerência com o *beamforming* (Equação (6.22)). O denominador da Equação (6.23) é responsável por analisar e escalar coerência dos sinais. Dessa forma, o fator de coerência varia entre 0 e 1, fornecendo valores próximos a 1 quando há maior coerência entre os sinais de cada sensor do arranjo. O resultado da Equação (6.23) pode tanto ser utilizado diretamente para a localização do fundo ou como um filtro, sendo multiplicado pelo resultado original da técnica de *beamforming*.

6.8 Perfis batimétricos em três dimensões

Como já discutido, o processamento dos dados do sonar de múltiplos feixes pode ser realizado de forma semelhante ao do

sonar de feixe único. Assim, os algoritmos de detecção de picos e de fundo descritos no Capítulo 5 podem ser aplicados na matriz resultante do processo de imageamento do sonar de múltiplos feixes. A principal diferença durante o processamento da detecção de fundo decorre do fato de as localizações dos picos encontrados se apresentarem em coordenadas polares, necessitando de uma conversão de coordenadas antes da aplicação do algoritmo. O resultado desse processo será um perfil de fundo, obtido para apenas um pulso enviado ao ambiente.

O mesmo conceito de deslocamento do dispositivo tratado na Seção 5.6 pode também ser aplicado no sonar de múltiplos feixes. Dessa forma, a composição de vários perfis obtidos pode ser feita para criar um perfil batimétrico de três dimensões, representando a profundidade de toda a área abaixo da região a qual o dispositivo se deslocou.

6.9 Exemplos com dados simulados

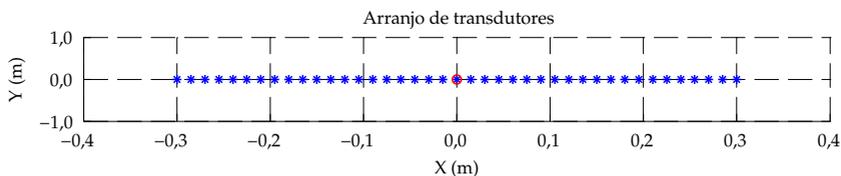
A validação dos algoritmos descritos nesse capítulo seguiu as mesmas métricas utilizadas para a validação dos algoritmos de sonar de feixe único, utilizando o método de simulação descrito no Capítulo 4 para a geração dos sinais de pressão sonora. Uma vez que o método de simulação implementado lida apenas com duas dimensões, optou-se por simplificar o arranjo de transdutores utilizado na técnica de múltiplos feixes, considerando-o uma fonte omnidirecional. Como apenas um plano do espaço é avaliado pelo modelo de simulação, garante-se que não há ondas incidindo no arranjo de sensores de outras direções diferentes das vindas desse plano, fato que permite o uso da simplificação. De forma prática, pode-se considerar que o arranjo de projetores está perpendicular ao plano simulado.

O perfil de fundo utilizado nos exemplos foi gerado através da soma do perfil de grande escala com o de pequena escala. O perfil de pequena escala utilizado em todos os resultados apresentados foi modelado através do espectro de Von Karman, utilizando os

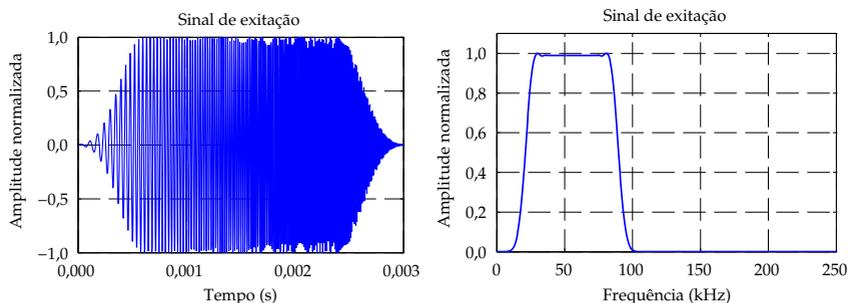
parâmetros $\gamma_1 = 4$, $K_0 = 0,5$ e w_1 para o qual a rugosidade assume valor RMS de 0,035 m, com angulação máxima de 20° . A rugosidade utilizada nesses resultados foi maior do que aquela utilizada no Capítulo 5 devido à dificuldade do algoritmo de múltiplos feixes em lidar com as diferenças de amplitude dos ecos causados pela reflexão especular e pelo retroespalhamento (ver Apêndice E). No entanto, o perfil de rugosidade utilizado nos exemplos seguintes ainda é realístico. O perfil de grande escala foi alterado em cada exemplo, sendo utilizados os mesmos perfis do Capítulo 5 para estudar a resposta dos algoritmos em diferentes situações e comparar com os resultados do sonar de feixe único.

O fundo foi modelado através do modelo de fluido equivalente, simulando uma areia, com valores de $c_p = 1.650$ m/s e $\rho_p = 2.046$ kg/m³. A coluna d'água foi considerada homogênea, com velocidade de propagação do som constante de $c_w = 1.500$ m/s e densidade $\rho_w = 1.000$ kg/m³. Como a velocidade do som é conhecida, optou-se por exibir todos os resultados com o eixo y representando a profundidade e não o tempo de propagação de duas vias.

Em todos os exemplos foi utilizado um arranjo com 41 sensores espaçados igualmente a cada 15 mm para amostrar o campo sonoro. Uma fonte omnidirecional posicionada no centro do arranjo de sensores foi utilizada para ensonificar o ambiente. A Figura 6.14 (a) ilustra o arranjo de sensores, representados pelos asteriscos azuis e a fonte omnidirecional, representada pelo círculo vermelho. O sinal de excitação utilizado foi um CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com tempo de pulso de 3 ms, frequência inicial de 10 kHz e frequência de modulação de 90 kHz. A frequência de amostragem, tanto para projeção quanto para recepção dos sinais, foi de 500 kHz. Esses parâmetros foram escolhidos para obter uma representatividade correta do fundo, buscando uma alta faixa dinâmica e pequena resolução radial e transversal. A Figura 6.14 (b) mostra o sinal de excitação no domínio do tempo e a Figura 6.14 (c) representa o mesmo sinal representado no domínio da frequência.



(a) Arranjo de transdutores utilizado.



(b) Sinal de excitação no domínio do tempo. (c) Sinal de excitação no domínio da frequência.

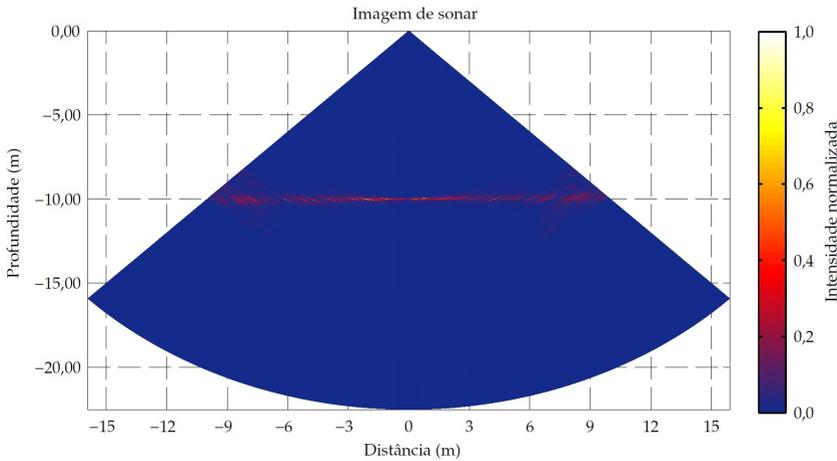
Figura 6.14.: Características do sistema de geração e recepção de dados.

A simulação do deslocamento do dispositivo foi realizada através de várias medições consecutivas, alterando a posição do conjunto fonte/receptor de acordo com uma resolução longitudinal pré-definida. As diferentes medições foram realizadas em duas dimensões, dessa forma a reflexão de outros pontos da superfície fora da faixa analisada não influenciam o resultado. Cada faixa também foi simulada de forma completamente independentes, não interferindo entre si. Dessa forma um eco distante de uma medição não é capturado por medições futuras.

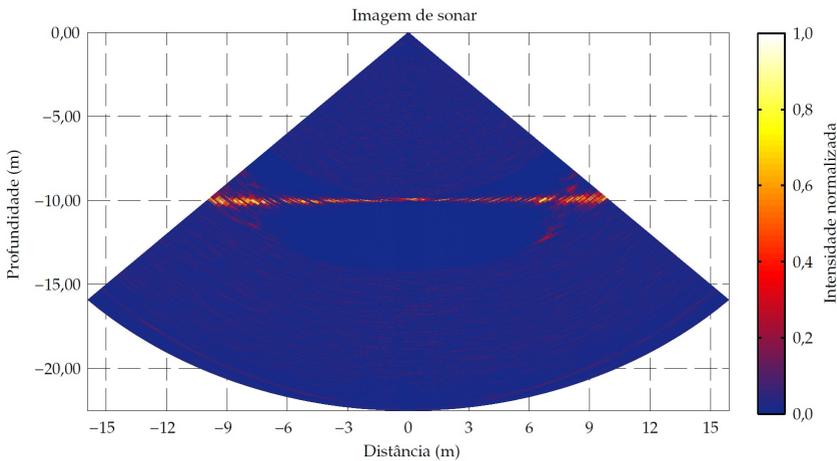
Inseriu-se ruído branco nos sinais captados por cada hidrofone em todas as rodadas de simulações. O ruído utilizado possui distribuição gaussiana e amplitude definida com base no sinal medido, de forma a garantir uma relação sinal-ruído desejada. A SNR utilizada nas simulações foi de 15 dB para simular um ambiente bastante ruidoso e testar a robustez da técnica.

O primeiro exemplo mostra o resultado do sonar de múltiplos feixes para um fundo plano, com 20 m de comprimento e 10 m

de profundidade. Foram utilizados o algoritmo de imageamento padrão descrito na Seção 6.6 e o algoritmo utilizando o fator de coerência para gerar os mapas de sonar, representados respectivamente pelos gráficos das Figuras 6.15 (a) e 6.15 (b).



(a) Imageamento padrão.



(b) Fator de coerência.

Figura 6.15.: Imagens de sonar geradas para um fundo plano, com 10 m de profundidade. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

A análise da Figura 6.15 mostra que a imagem gerada pelo fator de coerência possui um maior contraste do que a gerada pelo imageamento utilizando *beamforming*, ou seja, as reflexões são mais visíveis nessa imagem. Tal fato está de acordo com o intuito de utilização do fator, que é aplicado para aprimorar a localização de fontes do arranjo.

O conseqüente espalhamento (aumento da largura da faixa que representa o fundo) causado pelo uso do fator de coerência não se mostrou um problema para o algoritmo de detecção de fundo utilizado, como pode ser observado na comparação entre os resultados processados utilizando o algoritmo de *beamforming* e o fator de coerência exibida pela Tabela 6.1. Por esse motivo, a imagem de sonar gerada pelo fator de coerência foi utilizada como entrada no algoritmo de detecção de fundo, descrito na Seção 5.4.

A Figura 6.16 (a) mostra a comparação entre o fundo encontrado e o fundo real, enquanto a Figura 6.16 (b) mostra o erro da estimativa do perfil.

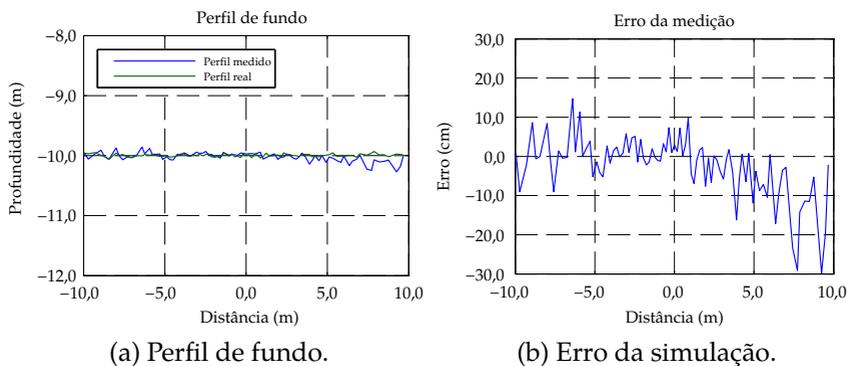


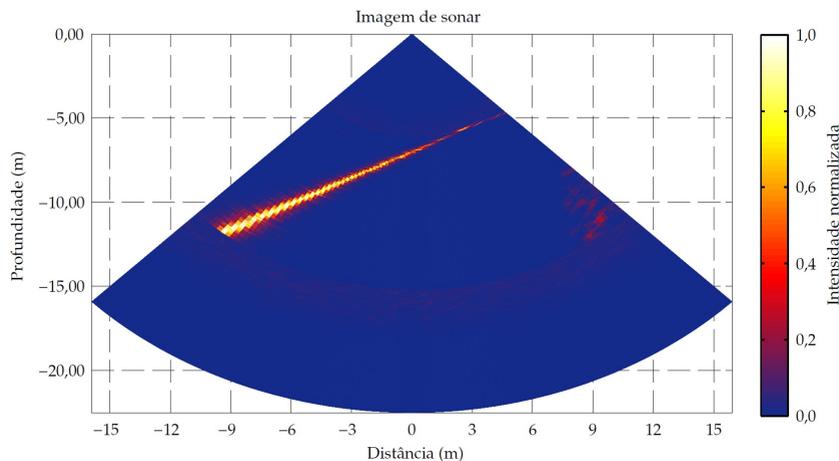
Figura 6.16.: Resultado da detecção de fundo para os dados de sonar de múltiplos feixes descritos na Figura 6.15.

Percebe-se que o erro da estimativa do perfil de fundo é mais acentuado nas bordas do perfil. Isso ocorre devido a distorção de resolução causada pelo ângulo de abertura do arranjo, comentado ao final da Seção 6.6. O desvio padrão entre o perfil simulado

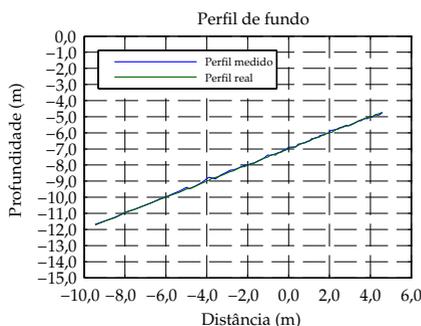
e o real foi de 7,62 cm, o que representa um erro relativo de aproximadamente 0,75%. Esse erro, muito maior do que o obtido ao utilizar o algoritmo de feixe único para simular o mesmo perfil ($\approx 0,01$ cm), ocorre devido a resolução de Rayleigh do arranjo, que para a profundidade de 10 m é de aproximadamente 0,24 m. No entanto, é importante ressaltar que, ao utilizar o algoritmo de múltiplos feixes, esse perfil foi obtido com apenas uma rodada de simulação, enquanto o resultado obtido pelo algoritmo de feixe único utilizou 160 rodadas de simulação (uma para cada posição da imagem). Assim, para gerar uma imagem em três dimensões utilizando o método de feixe único o cálculo seria impraticável.

A segunda simulação realizada utilizou um perfil de fundo inclinado, já avaliado no Capítulo 5. O intuito dessa simulação foi analisar a resposta do algoritmo para fundos com variação de profundidade. Baseado no resultado anterior, o fator de coerência foi utilizado para analisar esse perfil. As respostas obtidas pelo algoritmo de *beamforming*, bem como outros resultados, podem ser encontradas no Apêndice E. A Figura 6.17 mostra os resultados obtidos.

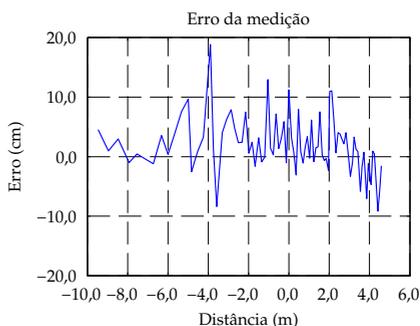
Fica evidente na Figura 6.17 (a) um aumento proporcional da faixa que representa o fundo em relação a sua profundidade. Isso ocorre devido à dependência da resolução de Rayleigh com a profundidade, que pode ser observada na Equação (6.4) (a profundidade é representada pela distância entre o arranjo e o plano focal). Tal efeito pode dificultar a localização precisa do fundo e de objetos depositos nele. Na Figura 6.17 (b) pode ser visto o perfil de fundo obtido com base na imagem de sonar e na Figura 6.17 (c) o erro dessa estimativa. A estima do fundo foi baseada nos dados gerados pelo fator de coerência e resultou em um desvio padrão entre a profundidade estimada e real de 4,60 cm. O erro encontrado nessa simulação, menor do que o obtido para um fundo plano, pode ser explicado pela menor área coberta pela simulação e pela menor profundidade em algumas posições, uma vez que a resolução transversal do arranjo é menor para esses casos resultando um erro menor.



(a) Imagem gerada pelo fator de coerência.



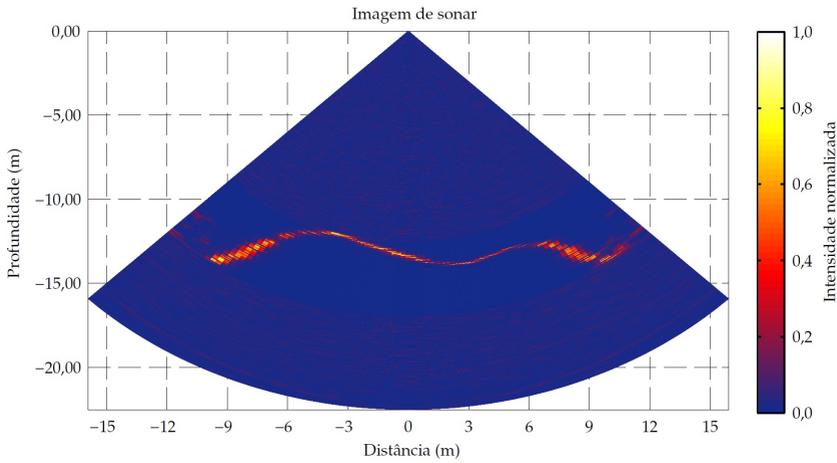
(b) Perfil de fundo.



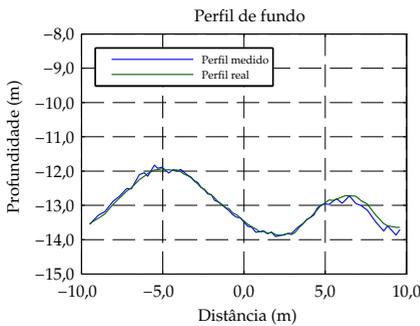
(c) Erro da simulação.

Figura 6.17.: Resultados gerados para um fundo inclinado. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

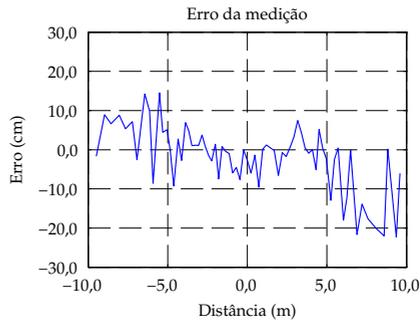
O último perfil de duas dimensões simulado teve como objetivo avaliar um fundo mais próximo do real, com inclinações suaves e pequena variação de profundidade. O perfil simulado foi idêntico ao do exemplo da Figura 5.20 do capítulo anterior e foi processado utilizando o fator de coerência. A Figura 6.18 mostra os resultados obtidos.



(a) Imagem gerada pelo fator de coerência.



(b) Perfil de fundo.



(c) Erro da simulação.

Figura 6.18.: Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo suave. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

Nota-se na Figura 6.18 (a) que o fundo termina abruptamente próximo da posição $x = \pm 10$ m, fato que já havia ocorrido na Figura 6.17. Isso ocorre pelo fato de o perfil utilizado no processo de geração dos dados de pressão se limitar ao comprimento de 20 m enquanto a abertura utilizada pelo arranjo permite avaliar maiores dimensões.

A Figura 6.18 (b) mostra a comparação entre o perfil estimado e o perfil real enquanto a Figura 6.18 (c) exibe o erro dessa estimativa. Percebe-se que, diferentemente do sonar de feixe único, os erros de estimativa não aumentam em regiões com grande inclinação e sim nas bordas da região de análise. Isso ocorre pois no sonar de feixe único a resolução da imagem é definida pela largura do pulso de retorno (eco), que aumenta em regiões de grande inclinação, além de ser distorcida pelo retroespalhamento. No sonar de múltiplos feixes, por outro lado, a resolução da imagem é definida pela resolução de Rayleigh do arranjo, que varia com os parâmetros da Equação (6.4) e sofre distorção para grandes ângulos de abertura (ver Apêndice E).

O desvio padrão entre o perfil estimado utilizando o fator de coerência e o perfil real da simulação da Figura 6.18 foi de 7,96 cm. Utilizando o imageamento padrão, com o algoritmo de *beamforming*, esse desvio sube para 10,17 cm. Esse aumento do desvio padrão foi observado em todos os exemplos simulados. Para mostrar o efeito do uso do fator de coerência nos exemplos anteriores, os valores de erro de estimativa de perfil dados pelo desvio padrão estão sumarizados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1.: Erro de estimativa de fundo para diferentes métodos.

Tipo de fundo	Desvio padrão	
	<i>Beamforming</i>	Fator de coerência
Plano	8,75 cm	7,62 cm
Inclinado	6,06 cm	4,60 cm
Suave	10,17 cm	7,96 cm

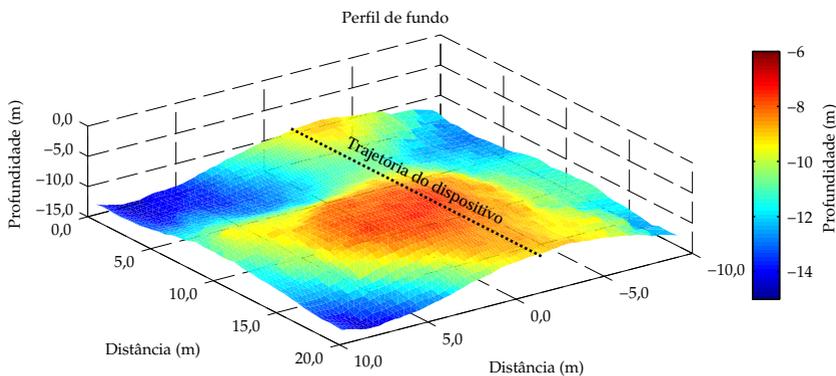
Por fim, foi realizado um conjunto de simulações emulando uma situação em que o dispositivo de sonar está se deslocando sobre um fundo modelado em três dimensões. As simulações foram realizadas em duas dimensões e os perfis encontrados foram compostos para estimar um perfil de fundo em três dimensões.

Essa abordagem não é a mais indicada, uma vez que desconsidera os efeitos da largura de feixe do arranjo projetor, mas fornece resultados válidos e muito próximos do real quando a largura de lóbulo do arranjo é pequena. Efeitos do uso de simulações em duas dimensões para extrapolar dados em três dimensões são descritos por Bell [126, 132].

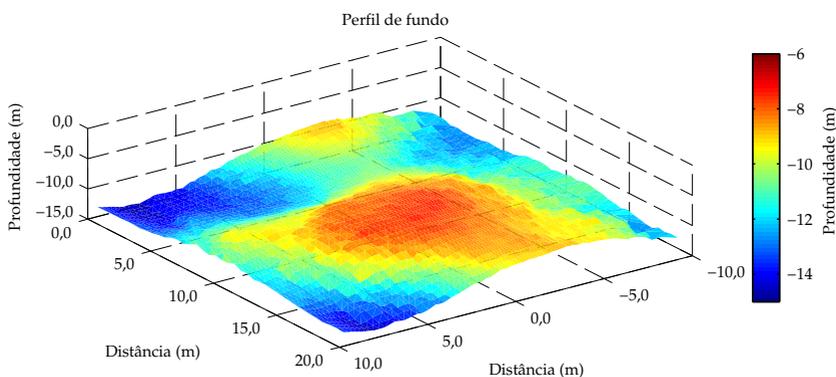
As simulações foram realizadas utilizando o algoritmo padrão de imageamento, com um CHIRP modulado por uma janela de Blackman-Harris adaptada como sinal de excitação, com tempo de pulso de 3 ms, frequência de 10 kHz e frequência de modulação de 90 kHz. A relação sinal-ruído utilizada foi de 15 dB, e o arranjo utilizado foi o ilustrado na Figura 6.14 (a). A resolução longitudinal utilizada foi de 0,5 m, o que equivale aproximadamente a um barco se deslocando com velocidade de 1 nó¹⁶, emitindo um pulso por segundo. O perfil de grande escala e a rugosidade do fundo foram ambos criados através do espectro de Von Karman de duas dimensões [10], apenas variando os parâmetros de entrada. A Figura 6.19 (a) mostra o perfil real utilizado como entrada no algoritmo de simulação para gerar os dados de pressão refletida. A Figura 6.19 (b) mostra o resultado da composição de dados de 40 perfis de fundo gerados pelo algoritmo de múltiplos feixes. Na Figura 6.19 (c) é mostrado a diferença entre o perfil real e o medido pela simulação, representando o erro de estimativa do perfil gerado pelos algoritmos utilizados.

Observa-se que os perfis real e medido por simulação apresentam um elevado grau de concordância, sendo difícil notar diferenças visíveis entre as Figuras 6.19 (a) e 6.19 (b). A Figura 6.19 (c) mostra que o erro é pequeno próximo da linha de trajetória do dispositivo e aumenta nas bordas, comportamento já observado e discutido nos exemplos anteriores. O desvio padrão da diferença entre o perfil real e estimado foi de 11,16 cm, para uma profundidade média de 12 m, valor com a mesma ordem de grandeza dos resultados apresentados na Tabela 6.1.

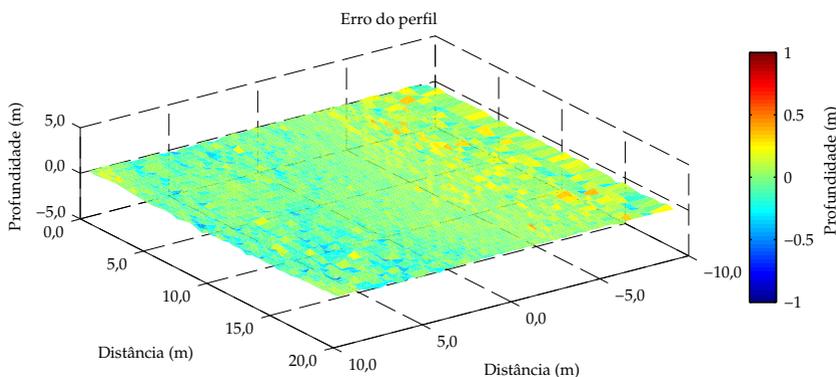
¹⁶ O nó é uma unidade náutica de velocidade comumente utilizada que obedece a relação $1 \text{ nó} = 0,5144 \text{ m/s}$.



(a) Perfil real.



(b) Perfil medido por simulação.



(c) Erro do perfil medido.

Figura 6.19.: Simulação de um ambiente 3D utilizando o sonar de múltiplos feixes.

6.10 Conclusões e discussões

Esse capítulo discutiu os principais parâmetros para o projeto de um sonar de múltiplos feixes, bem como descreveu os conceitos matemáticos necessários para o processamento dos dados obtidos e a geração de imagens e mapas de sonar. No âmbito do projeto de sonares, a equação desenvolvida para a estimativa da resolução de Rayleigh de arranjos de transdutores se mostrou precisa e exata, além de extremamente importante para o projeto de sistemas de identificação de camadas do substrato, que operam em frequências em que a equação original não oferece resultados representativos.

O algoritmo de imageamento descrito se mostrou robusto e capaz de gerar resultados com erros com ordem de grandeza de centímetros. Além disso, os resultados gerados puderam ser facilmente processados utilizando algoritmos de detecção de fundo implementados para o sonar de feixe único. Ainda quanto ao imageamento, o fator de coerência apresentou bons resultados e, em todos os casos estudados, resultou em melhores estimativas de perfis do que o processo de imageamento padrão utilizando apenas o *beamforming*. Dessa forma, o uso do fator de coerência é recomendado para o processamento de sonares de múltiplos feixes. Sua contrapartida, no entanto é a perda da informação de amplitude do sinal, pois sua resposta é dada em valores relativos. Para aplicações em casos cuja a amplitude do sinal é necessária, como a caracterização do substrato, o fator de coerência deve ser utilizado com cuidado, apenas como um filtro para os resultados fornecidos pelo algoritmo de *beamforming*.

O sistema de simulação como um todo se mostrou robusto e prático, gerando resultados satisfatórios para diferentes tipos de sinais, arranjos e fundos. Dessa forma, o *software* desenvolvido pode ser utilizado como ferramenta para avaliar arranjos e sinais de excitação que serão utilizados em dispositivos de sonar. No entanto, um ponto importante a ser ainda implementado é a simulação da propagação em um ambiente em três dimensões.

Um ponto crítico identificado durante as simulações, no entanto, foi a diferença de ordem de grandeza entre os ecos vindos de regiões que possuem reflexão especular e os originados em pontos onde há apenas retroespalhamento. Essa diferença de amplitude dificulta o processamento de múltiplos feixes e, dependendo da rugosidade do fundo, pode exigir o uso de arranjos com grande número de transdutores. Outras soluções podem ser investigadas para solucionar esse problema, como o uso de diferentes algoritmos de processamento ou de filtros que removam os lóbulos laterais que contaminam a imagem de sonar e impossibilitam a localização do fundo em casos de pequena rugosidade.

7 Considerações finais

Este capítulo contém uma síntese do conteúdo discutido ao longo do documento, bem como as principais considerações sobre o trabalho e recomendações a respeito do uso dos algoritmos descritos. Conclusões mais específicas acerca de cada tema abordado no trabalho podem ser consultadas nas seções “Conclusões” de seus respectivos capítulos. Ao final desse capítulo serão apresentadas melhorias que podem ser aplicadas nos algoritmos desenvolvidos, bem como recomendações para trabalhos futuros.

7.1 Conclusões

Esse trabalho apresentou um estudo inicial acerca de sonares ativos, com foco específico no mapeamento de áreas submersas. Um dispositivo de sonar é composto por uma carcaça, contendo toda a eletrônica e componentes necessários para seu funcionamento, e uma lógica de operação, geralmente inserida em placas de controle através de códigos programados. Esses códigos, ou algoritmos, regem a operação do sonar e são os principais responsáveis por transformar sinais elétricos aparentemente sem nenhum sentido prático em mapas facilmente interpretáveis. O principal objetivo do trabalho foi a implementação e avaliação de diversos desses algoritmos, responsáveis por gerar mapas de profundidade, corrigir erros durante a operação do sonar ou facilitar o projeto de novos dispositivos. Como pano de fundo, os desenvolvimentos foram direcionados por um objetivo maior do grupo de pesquisa, que almeja o desenvolvimento de um sonar de águas rasas capaz de mapear camadas da subsuperfície e localizar

objetos enterrados. Além disso, buscou-se gerar um documento com grande parte do embasamento teórico necessário para que engenheiros e cientistas novos nessa área possam iniciar nesse campo de estudos.

Para isso, inicialmente foram apresentados conceitos básicos de acústica e principalmente de acústica submarina, tratando do comportamento do som nesse meio e dos efeitos que podem influenciar o funcionamento de sonares. Uma revisão histórica, seguida do detalhamento das principais características de sonares, é então realizada. Vale ressaltar o aprofundamento dado à equação do sonar, que agrega em poucas páginas um aglomerado de informações que está dispersa na literatura, além de levantar considerações e limitações importantes ao seu uso, sumarizadas na Seção 3.5.7. Ao final do Capítulo 3 são levantados os principais tópicos atuais de pesquisa envolvendo sonares ativos para o monitoramento de superfícies, bem como trabalhos importantes nesses assuntos.

O Capítulo 4 descreve o modelo de simulação de propagação sonora no ambiente marinho e serve de alicerce do trabalho, o qual todos os algoritmos desenvolvidos utilizaram como base. O método de simulação utilizado, baseado na solução da integral de Kirchhoff-Helmholtz, foi escolhido pois é um modelo já validado na literatura, que oferece resultados acurados e que pode ser utilizado para simular a propagação sonora nas camadas da subsuperfície. Os resultados fornecidos pelo método representaram fielmente os fenômenos físicos esperados. Esses resultados se assemelham aos sinais de pressão sonora medidos por transdutores reais, e por isso permitem o estudo de algoritmos de sonar sem a necessidade de realizar experimentos em campo, que são logisticamente complexos e custosos.

No Capítulo 5 foram tratados os algoritmos utilizados nos sonares de feixe único. O método de imageamento e batimetria desse tipo de dispositivo é simples, o que permitiu um estudo mais aprofundado de outros algoritmos básicos utilizados em sonares, como o *matched filter*, a detecção de fundo e a correção

da movimentação do dispositivo. Também foram apresentados diferentes tipos de sinais de excitação que podem ser utilizados, e demonstrou-se a superioridade do CHIRP frente a pulsos tonais para o uso em ambientes ruidosos. Os algoritmos de batimetria e imageamento foram capazes de representar o perfil de fundo com erros na ordem de grandeza de centímetros e se mostraram uma ferramenta útil para realizar estudos acerca do tipo de sinal utilizado pelo sonar.

No Capítulo 6 os resultados mais completos são apresentados. O capítulo trata de sonares de múltiplos feixes, de arranjos de transdutores e dos algoritmos de imageamento que são utilizados nesses dispositivos. Os resultados desse capítulo utilizam tanto os algoritmos descritos no Capítulo 4 quanto no Capítulo 5, incorporando ainda os algoritmos de imageamento de múltiplos feixes. Além disso uma nova equação para a estimativa da resolução de Rayleigh de arranjos de transdutores foi desenvolvida, que estima com maior acurácia a resolução em situações de baixa frequência e em que um pequeno número de transdutores é utilizado. Essa equação certamente será de grande utilidade no desenvolvimento de arranjos para mapeamento de subsuperfície, que geralmente operam em baixas frequências.

Os resultados obtidos pelo algoritmo de múltiplos feixes foram capazes de representar os perfis de fundo em duas e três dimensões com erros na ordem de grandeza de centímetros. O uso desse tipo de algoritmo permite, por exemplo, mapear uma área de 100 m² (10 m x 10 m) em aproximadamente 10 segundos (considerando uma velocidade de deslocamento do dispositivo de 2 nós ou 1,02 m/s), o que mostra a grande vantagem desse dispositivo frente a sonares de feixe único. O algoritmo de imageamento de múltiplos feixes se mostrou uma ferramenta útil para o estudo da influência do arranjo de transdutores e do sinal de excitação na resposta do sonar, além de possibilitar a comparação com outros métodos de imageamento. O fator de coerência implementado, por exemplo, trouxe vantagens ao processamento, diminuindo o erro da estimativa do perfil de fundo e gerando imagens de sonar com

maior contraste entre o fundo e o ruído.

De forma geral, o *software* (mais detalhes a respeito da implementação do *software* podem ser encontrados no Apêndice A) criado para simular todos os resultados apresentados se mostrou robusto e funcional, possibilitando a análise de uma gama de situações e ambientes e gerando resultados acurados em um tempo de processamento relativamente baixo (cerca de 6,5 minutos para casos complexos de imageamento em duas dimensões utilizando o algoritmo de múltiplos feixes). Dessa forma, junto com esse documento, o *software* desenvolvido se apresenta como a maior contribuição desse trabalho.

O estudo, elaboração e execução de cada etapa de pesquisa descrita nesse documento foi de extrema importância para o autor alcançar a compreensão dos conceitos e fenômenos abordados nesse trabalho, que se encontram dispersos na literatura. Ao longo da pesquisa vários artigos foram lidos e alguns publicados [163, 175], e o objetivo final dessa pesquisa somente será completo quando o conhecimento adquirido pelo autor seja repassado, através desse documento, para outros pesquisadores ingressando nessa área de estudos. Nesse sentido, algumas sugestões são apresentadas no que diz respeito a trabalhos futuros.

7.2 Trabalhos futuros

Por ser um trabalho muito abrangente e realizado em um curto espaço de tempo, muitos métodos e conceitos não puderam ser devidamente aprofundados. Por esse motivo, para registrar os estudos básicos que ainda necessitam ser feitos e a possibilidade de novos trabalhos na área, a descrição dos trabalhos futuros será dividida em duas partes: sugestões de aprimoramentos que podem ser feitos nos algoritmos apresentados nesse trabalho e a sugestão de tópicos atuais de pesquisa na área de sonares ativos para mapeamento de regiões subaquáticas.

No que diz respeito ao aprimoramento dos algoritmos apresentados no trabalho, existem ainda muitas melhorias que podem ser

feitas ao modelo de simulação da propagação sonora. Entre as mais básicas, pode-se citar a inserção da reflexão na superfície, para avaliar casos de múltiplas reflexões, e a melhoria do método de otimização de velocidade de simulação, através do cálculo apenas das frequências que compõem o sinal de excitação. Outros efeitos que acontecem durante a propagação também podem ser implementados, como o perfil variável de velocidade de propagação do som ao longo da coluna d'água, bolhas, ondas internas, espalhamento de volume, entre outros. Outros pontos importantes são a implementação do método em três dimensões, a comparação com o *software* utilizado pela Marinha Americana e a inserção da reflexão em camadas da subsuperfície, o que permitiria ao modelo simular dados para sonares de detecção dessas camadas.

Quanto aos algoritmos desenvolvidos para sonares de feixe único, pode-se melhorar o algoritmo de detecção de fundo e de espalhadores. Além disso, pode-se desenvolver algoritmos de remoção de picos¹ nos perfis de fundo, de forma a pós-processar o perfil encontrado e aprimorar a localização do fundo. Quanto a correção da movimentação do dispositivo, uma implementação utilizando *quaternions*² seria mais recomendada e robusta.

No que concerne a sonares de múltiplos feixes, existe um grande espaço para pesquisa em outros algoritmos de imageamento que podem ser utilizados, com intuito de aprimorar a relação sinal-ruído do arranjo e compensar a grande diferença de amplitude entre ecos originários de reflexões especulares e do retroespalhamento. A equação desenvolvida para o cálculo da resolução de Rayleigh de arranjos de transdutores pode ser estendida para arranjos irregulares, e dessa forma ela poderia ser utilizada como critério de avaliação em métodos de otimização de arranjos. O uso de arranjos não lineares também é um ponto importante a ser estudado e pode trazer melhorias para uma certa faixa de

¹ Esses algoritmos são geralmente chamados de algoritmos de remoção de *spikes*.

² *Quaternion* é um sistema numérico que amplia os números complexos. É utilizado tanto na matemática teórica quanto na aplicada para cálculos envolvendo rotações tridimensionais [176].

frequências na relação sinal-ruído final da medição.

No que diz respeito a tópicos atuais de pesquisa em sonares ativos, ainda há muito espaço para novas descobertas e novos modelos de caracterização de sedimentos utilizando sonar. Outros temas frequentemente abordados são sonares interferométricos e sonares de abertura sintética. Para este último, muita pesquisa ainda esta sendo realizada quanto a correção e rastreamento de sua posição durante as medições, pois esse é um fator chave no funcionamento da técnica. O uso de sonares em águas rasas ainda está pouco desenvolvido quando comparado a outros ambientes, sendo os efeitos de ondas internas, bolhas e múltiplos caminhos pontos chave para aprimorar o uso de sonares nesses ambientes. Por fim, as pesquisas com sistemas de sísmica em três dimensões para águas rasas ainda estão se iniciando e os primeiros protótipos foram desenvolvidos nos últimos anos. Dessa forma, muitas dúvidas e problemas ainda cercam esse tipo de dispositivo.

Referências Bibliográficas

- [1] Comissão de defesa do consumidor, meio ambiente e minorias, *Conferência das Nações Unidas sobre Meio Ambiente e Desenvolvimento: Agenda 21*. Tradução do Ministério das Relações Exteriores, 1995.
(Citado na página 45)
- [2] R. J. Urick, *Principles of Underwater Sound*. Peninsula Pub, 3rd ed., Aug. 1996.
(Citado nas páginas 46, 77, 78, 80, 81, 82, 84, 89, 93, 94, 100, 104 e 105)
- [3] Departamento de Botânica da Universidade de Coimbra, “Breve caracterização do meio marinho.” Relatório técnico.
(Citado na página 47)
- [4] Open University, *The Ocean Basins: Their Structure and Evolution*. Open University Oceanography, Butterworth-Heinemann, 2nd ed., Apr. 1998.
(Citado nas páginas 47 e 48)
- [5] T. Garrison and T. S. Garrison, *Essentials of Oceanography*. Brooks/Cole Pub Co, 2nd ed., Jul. 2000.
(Citado na página 47)
- [6] L. A. P. de Souza, “Revisão crítica da aplicabilidade dos métodos geofísicos na investigação de áreas submersas rasas,” Master’s thesis, Universidade de São Paulo, 2006.
(Citado na página 47)
- [7] D. L. Inman, “Nearshore processes,” in *Encyclopedia of Science and Technology*, vol. 9, McGraw-Hili, 1971.
(Citado na página 47)

- [8] B. Katsnelson, V. Petnikov, and J. Lynch, *Fundamentals of Shallow Water Acoustics*. The Underwater Acoustics Series, Springer, Feb. 2012.
(Citado nas páginas 48, 51, 101 e 121)
- [9] D. L. Inman, "Nearshore processes." Coastal Morphology Group, Integrative Oceanography Division, Scripps Institution of Oceanography, 2002. Relatório Técnico.
(Citado na página 48)
- [10] D. Jackson and M. Richardson, *High-Frequency Seafloor Acoustics*. The Underwater Acoustics Series, Springer, Dec. 2006.
(Citado nas páginas 48, 69, 73, 88 e 230)
- [11] M. Ainslie, *Principles of Sonar Performance Modelling*. Springer Praxis Books / Geophysical Sciences, Springer, Aug. 2010.
(Citado nas páginas 49, 59, 63, 64, 66, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 88, 100, 101, 102 e 103)
- [12] D. V. Moura, "Uma análise da soberania na plataforma continental brasileira," *Âmbito Jurídico*, Rio Grande, vol. XII, no. 63, 2009. Disponível em: http://www.ambito-juridico.com.br/site/index.php?n_link=revista_artigos_leitura&artigo_id=6069. Acessado em maio 2015.
(Citado na página 50)
- [13] "Petrobras: Pré-Sal:
<http://www.petrobras.com.br/pt/nossas-atividades/areas-de-atuacao/exploracao-e-producao-de-petroleo-e-gas/pre-sal/>.
Acessado em maio de 2015."
(Citado na página 50)
- [14] "Operação Amazônia Azul:
<https://www.marinha.mil.br/sites/default/files/hotsites/op-am-azul/index.html>. Acessado em maio de 2015."
(Citado na página 50)

- [15] “O submarino nuclear brasileiro:
[http://www.naval.com.br/blog/destaque/submarinos/
submarino-nuclear-brasileiro-quo-vadis/](http://www.naval.com.br/blog/destaque/submarinos/submarino-nuclear-brasileiro-quo-vadis/). Acessado
em maio de 2015.”
(Citado na página 50)
- [16] J. A. Scales, *Theory of Seismic Imaging*. Lecture Notes in Earth
Sciences, Springer, Jun. 1995.
(Citado nas páginas 51 e 89)
- [17] S. N. Y. Gerges, *Ruído: Fundamentos e Controle*. Florianópolis,
Brasil: NR Editora, 2 ed., 2000.
(Citado na página 55)
- [18] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders,
Fundamentals of Acoustics. Wiley, 3 ed., 1982.
(Citado nas páginas 56, 57, 58 e 59)
- [19] L. L. Beranek, *Acoustics*. Amer Inst of Physics, Dec. 1986.
(Citado na página 57)
- [20] D. T. Blackstock, *Fundamentals of physical acoustics*. John Wiley
& Sons, 2000.
(Citado nas páginas 58, 59 e 76)
- [21] F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt,
Computational Ocean Acoustics. Modern Acoustics and Signal
Processing Series, Springer, 2nd ed., Jul. 2011.
(Citado nas páginas 60, 64, 66, 93, 96, 102, 118 e 119)
- [22] Bureau International des Poids et Mesures, “The Internatio-
nal System of Units (SI),” pp. 127–128, 2006.
(Citado na página 64)
- [23] R. Francois and G. Garrison, “Sound absorption based on
ocean measurements: Part i: Pure water and magnesium
sulfate contributions,” *The Journal of the Acoustical Society of
America*, vol. 72, no. 3, pp. 896–907, 1982.
(Citado na página 64)

- [24] R. Francois and G. Garrison, "Sound absorption based on ocean measurements. part ii: Boric acid contribution and equation for total absorption," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 72, no. 6, pp. 1879–1890, 1982.
(Citado na página 64)
- [25] W. H. Thorp, "Analytic description of the low-frequency attenuation coefficient," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 42, no. 1, pp. 270–270, 1967.
(Citado na página 64)
- [26] J. Horton, *Fundamentals of Sonar*. U.S. Naval Institute 1959, 2nd ed., 1959.
(Citado na página 64)
- [27] R. P. Hodges, *Underwater Acoustics: Analysis, Design and Performance of Sonar*. Wiley, Jul. 2010.
(Citado nas páginas 64, 71, 82, 84, 89, 93, 94, 95, 99, 102, 104 e 105)
- [28] R. W. Fox and A. T. McDonald, *Introduction to fluid mechanics*, vol. 7. John Wiley & Sons New York.
(Citado na página 65)
- [29] H. Medwin and C. S. Clay, *Fundamentals of acoustical oceanography*. Academic Press, 1997.
(Citado na página 66)
- [30] K. V. Mackenzie, "Discussion of sea water sound-speed determinations," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 70, no. 3, pp. 801–806, 1981.
(Citado na página 66)
- [31] R. Rashed, "A pioneer in anaclastics: Ibn sahl on burning mirrors and lenses," *Isis*, pp. 464–491, 1990.
(Citado na página 68)
- [32] J. W. S. B. Rayleigh, *The theory of sound*, vol. 2. Macmillan, 1896.
(Citado na página 69)

- [33] F. Gassmann, "Über die elastizität poröser medien. vierteljahresschr. d.," *Naturforsch. Ges. Zürich*, vol. 96, no. 1, pp. 1–22.
(Citado na página 69)
- [34] M. A. Biot, "General theory of three-dimensional consolidation," *Journal of applied physics*, vol. 12, no. 2, pp. 155–164, 1941.
(Citado na página 69)
- [35] M. M. Bousfield, "Comparação de resposta acústica obtida a partir de diferentes modelos e propagação de ondas em substratos marinhos," Projeto de fim de curso: Oceanografia, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, 2014.
(Citado nas páginas 69, 70, 121, 122 e 182)
- [36] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*. Modern Acoustics and Signal Processing Series, Springer, 3rd ed., Mar. 2003.
(Citado nas páginas 70, 125, 126, 127, 142 e 146)
- [37] K. L. Williams and D. R. Jackson, "Bistatic bottom scattering: model, experiments, and model/data comparison," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 103, no. 1, pp. 169–181, 1998.
(Citado nas páginas 73, 280 e 283)
- [38] E. I. Thorsos, "The validity of the Kirchhoff approximation for rough surface scattering using a Gaussian roughness spectrum," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 83, pp. 78–92, Jan. 1988.
(Citado nas páginas 73, 125, 131 e 142)
- [39] T. Von Karman, "Progress in the statistical theory of turbulence," *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 34, no. 11, p. 530, 1948.
(Citado na página 74)
- [40] E. Morfiadakis, G. Glinou, and M. Koulouvari, "The suitability of the von Karman spectrum for the structure of

turbulence in a complex terrain wind farm,” *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, vol. 62, no. 2, pp. 237–257, 1996.

(Citado na página 74)

- [41] G. Steininger, C. W. Holland, S. E. Dosso, and J. Dettmer, “Seabed roughness parameters from joint backscatter and reflection inversion at the malta plateau,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 134, no. 3, pp. 1833–1842, 2013.

(Citado na página 74)

- [42] K. E. Gilbert, “A stochastic model for scattering from the near-surface oceanic bubble layer,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 94, no. 6, pp. 3325–3334, 1993.

(Citado na página 74)

- [43] H. Kuttruff, *Acoustics: An Introduction*. CRC Press, 2007.

(Citado nas páginas 75 e 76)

- [44] W. D. Fonseca, *Beamforming Considerando Difração Acústica em Superfícies Cilíndricas*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, May. 2013.

(Citado nas páginas 75, 76, 108, 201, 203, 210 e 211)

- [45] J. D. Colladon and J. C. F. Sturm, “Mémoire sur la compression des liquides,” in *Annales de Chimie et de Physique*, 1827.

(Citado na página 78)

- [46] J. Curie and P. Curie, “Développement, par pression, de l’électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées,” *Comptes Rendus*, vol. 91, pp. 294–295, 1880.

(Citado na página 78)

- [47] D. Cushing and G. Kerkut, *The Detection of Fish: International Series of Monographs in Pure and Applied Biology*. Elsevier Science, 2013.

(Citado na página 80)

- [48] W. D. Hackmann, *Seek & Strike: Sonar, anti-submarine warfare and the Royal Navy 1914-54*. Unipub, 1984.
(Citado na página 80)
- [49] “Proquest:
<http://search.proquest.com/> Acessado em outubro de 2014.”
(Citado na página 81)
- [50] R. Müller, “A numerical study of the role of the tragus in the big brown bat,” *Acoustical Society of America Journal*, vol. 116, pp. 3701–3712, Dec. 2004.
(Citado na página 81)
- [51] P. Blondel, *The Handbook of Sidescan Sonar*. Springer, Feb. 2012.
(Citado na página 82)
- [52] N. N. de Moura, *Detecção e classificação de sinais de sonar passivo usando métodos de separação de fontes*. PhD thesis, COPPE - UFRJ, Jan. 2013.
(Citado na página 82)
- [53] B. K. Branstetter and E. I. Mercado, “Sound localization by cetaceans,” *International Journal of Comparative Psychology*, vol. 19, 2006.
(Citado na página 82)
- [54] R. Morrissey, J. Ward, N. DiMarzio, S. Jarvis, and D. Moretti, “Passive acoustic detection and localization of sperm whales (*physeter macrocephalus*) in the tongue of the ocean,” *Applied Acoustics*, vol. 67, pp. 1091 – 1105, 2006.
(Citado na página 82)
- [55] J. Traer, P. Gerstoft, and W. S. Hoodgkiss, “Ocean bottom profiling with ambient noise: A model for the passive fathometer,” *Acoustical Society of America Journal*, vol. 129, pp. 1825–1836, Apr. 2011.
(Citado na página 83)

- [56] W. H. Smith and K. M. Marks, "Seafloor in the Malaysia airlines flight MH370 search area," *Eos, Transactions American Geophysical Union*, vol. 95, no. 21, pp. 173–174, 2014.
(Citado na página 83)
- [57] "Malaysia Airlines Flight2015:
<http://www.cbsnews.com/malaysia-airlines-flight-370/>
Acessado em maio de 2015."
(Citado na página 83)
- [58] L-3 Communications SeaBeam Instruments, 141 Washington Street East Walpole, MA 02032-1155, *Multibeam Sonar - Theory of Operation*, 2000.
(Citado nas páginas 84, 85, 89, 93 e 198)
- [59] P. Blondel, *The handbook of sidescan sonar*. Springer Science & Business Media, 2010.
(Citado na página 85)
- [60] J. Augustin and X. Lurton, "Image amplitude calibration and processing for seafloor mapping sonars," in *Oceans 2005-Europe*, vol. 1, pp. 698–701, IEEE, 2005.
(Citado na página 85)
- [61] A. Savini, *Side-Scan Sonar as a Tool for Seafloor Imagery: Examples from the Mediterranean Continental Margin*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
(Citado na página 85)
- [62] D. H. Johnson and D. E. Dudgeon, *Array Signal Processing: Concepts and Techniques*. Prentice Hall, 1st ed., Feb. 1993.
(Citado nas páginas 86, 197, 198, 200, 201, 203 e 210)
- [63] J. Gazagnaire, "A 3-D forward-look sonar simulation model," Master's thesis, Florida Atlantic University, May 2003.
(Citado na página 87)
- [64] J. Cuschieri, L. LeBlanc, M. Singer, and P. Beaujean, "Development of a 3-d forward look electronically scanned sonar system," in *OCEANS '96. MTS/IEEE. Prospects for the*

- 21st Century. Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 778–783 vol.2, Sep. 1996.
(Citado na página 87)
- [65] G. Barrault, “Modeling the forward look sonar,” Master’s thesis, Florida Atlantic University, Dec. 2000.
(Citado na página 87)
- [66] J. M. Bull, M. Gutowski, J. K. Dix, T. J. Henstock, P. Hogarth, T. G. Leighton, and P. R. White, “Design of a 3D Chirp sub-bottom imaging system,” *Marine Geophysical Researches*, vol. 26, no. 2-4, pp. 157–169, 2005.
(Citado nas páginas 89 e 196)
- [67] C. J. Brown, B. J. Todd, V. E. Kostylev, and R. A. Pickrill, “Image-based classification of multibeam sonar backscatter data for objective surficial sediment mapping of Georges Bank, Canada,” *Continental Shelf Research*, vol. 31, no. 2, pp. S110–S119, 2011.
(Citado na página 92)
- [68] C. Sherman and J. Butler, *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. The Underwater Acoustics Series, Springer, May 2011.
(Citado na página 95)
- [69] R. T. de Carvalho, G. G. Azevedo, and J. A. Cordioli, “Simulation of underwater environments using the discrete Huygens modeling,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 135, no. 4, pp. 2304–2304, 2014.
(Citado na página 98)
- [70] R. S. de Carvalho and J. A. Cordioli, “Simulation of underwater acoustics and sediment wave propagation using the discrete Huygens modeling (DHM),” in *Forum Acusticum*, Sep. 2014.
(Citado na página 98)
- [71] A. D. Waite, *Sonar for Practising Engineers*. Wiley, 3rd ed., Nov. 2001.
(Citado nas páginas 99, 100, 103, 104 e 105)

- [72] X. Lurton, "Backscatter measurement by seafloor-mapping sonars: Basics and challenges," in *GEOHAB Workshop*, May 2013.
(Citado nas páginas 101 e 126)
- [73] S. Patek and R. Caldwell, "Extreme impact and cavitation forces of a biological hammer: strike forces of the peacock mantis shrimp *Odontodactylus scyllarus*," *Journal of Experimental Biology*, vol. 208, no. 19, pp. 3655–3664, 2005.
(Citado na página 102)
- [74] H. Nyquist, "Thermal agitation of electric charge in conductors," *Phys. Rev.*, vol. 32, pp. 110–113, Jul. 1928.
(Citado na página 102)
- [75] L. F. Catanzaro, J. A. Baptista Neto, M. S. D. Guimarães, and C. G. Silva, "Distinctive sedimentary processes in Guanabara Bay - SE/Brazil, based on the analysis of echo-character (7.0 kHz)," *Revista Brasileira de Geofísica*, vol. 22, pp. 69 – 83, Apr. 2004.
(Citado na página 103)
- [76] I. Popescu, M. D. Batist, G. Lericolais, H. Nouzé, J. Poort, N. Panin, W. Versteeg, and H. Gillet, "Multiple bottom-simulating reflections in the black sea: Potential proxies of past climate conditions," *Marine Geology*, vol. 227, pp. 163 – 176, 2006.
(Citado na página 103)
- [77] W. D. Fonseca, "Desenvolvimento e aplicação de sistema para obtenção de imagens acústicas pelo método do beamforming para fontes em movimento," Master's thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, Fev. 2009.
(Citado nas páginas 105, 207, 210 e 219)
- [78] J. R. Underbrink, "Practical considerations in focused array design for passive broad-band source mapping applications," Master's thesis, Pennsylvania State University, Pennsylvania, USA, May 1995.
(Citado na página 105)

- [79] P. Sijtsma, "Acoustic beamforming for the ranking of aircraft noise," *VKI/VALIANT Lecture Series on "Aircraft Noise"*, Mar. 2012. Brussels, Bélgica.
(Citado na página 106)
- [80] C. A. Wiley, "Pulsed doppler radar methods and apparatus," 1965. US Patent 3,196,436.
(Citado na página 109)
- [81] G. A. Gilmour, "Synthetic aperture side-looking sonar system," 1978. US Patent 4,088,978.
(Citado na página 109)
- [82] M. P. Hayes and P. T. Gough, "Synthetic aperture sonar: a review of current status," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 34, no. 3, pp. 207–224, 2009.
(Citado na página 109)
- [83] J. Groen and J. Sabel, "Interaction between autofocussing and synthetic aperture processing: a study based on simulations and experimental rail data," in *Proc. 6th European Conf. on Underwater Acoustics (ECUA), Gdansk, Poland*, pp. 24–27, 2002.
(Citado na página 110)
- [84] R. Bamler, "A comparison of range-Doppler and wavenumber domain SAR focusing algorithms," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 4, pp. 706–713, 1992.
(Citado na página 110)
- [85] P.-C. Li, E. Ebbini, and M. O'Donnell, "A new filter design technique for coded excitation systems," *Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 693–699, 1992.
(Citado na página 110)
- [86] X. Zhang, J. Tang, and H. Zhong, "Multireceiver correction for the chirp scaling algorithm in synthetic aperture sonar," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 39, no. 3, pp. 472–481, 2014.
(Citado na página 110)

- [87] H. J. Callow, T. Saebo, and R. E. Hansen, "Towards robust quality assessment of SAS imagery using the DPCA algorithm," in *Oceans 2005-Europe*, vol. 2, pp. 1095–1100, IEEE, 2005.
(Citado na página 110)
- [88] P. Barclay, M. Hayes, and P. Gough, "Bathymetry reconstruction for a free-towed synthetic aperture sonar," in *Proceedings of the World Congress on Ultrasonics*, pp. 519–522, 2003.
(Citado na página 110)
- [89] T. M. Marston, J. L. Kennedy, and P. L. Marston, "Autofocusing circular synthetic aperture sonar imagery using phase corrections modeled as generalized cones," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 136, no. 2, pp. 614–622, 2014.
(Citado na página 110)
- [90] J. Dillon and V. Myers, "Baseline estimation for repeat-pass interferometric synthetic aperture sonar," in *EUSAR 2014; 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar; Proceedings of*, pp. 1–4, VDE, 2014.
(Citado na página 110)
- [91] F. Lombardini, M. Montanari, and F. Gini, "Reflectivity estimation for multibaseline interferometric radar imaging of layover extended sources," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1508–1519, 2003.
(Citado na página 110)
- [92] I. P. Kirsteins, "Blind separation of signal and multipath interference for synthetic aperture sonar," in *OCEANS 2003. Proceedings*, vol. 5, pp. 2641–2648, IEEE, 2003.
(Citado nas páginas 110 e 166)
- [93] A. Friedman, S. Mitchell, T. Kooij, and K. Scarbrough, "Circular synthetic aperture sonar design," in *Oceans 2005-Europe*, vol. 2, pp. 1038–1045, IEEE, 2005.
(Citado na página 110)

- [94] B. G. Ferguson, K. W. Lo, and R. J. Wyber, "Advances in high-frequency active sonars for countering asymmetric threats in littoral waters," in *OCEANS 2006*, pp. 1–6, IEEE, 2006.
(Citado na página 110)
- [95] J. Kennedy, T. Marston, K. Lee, J. Lopes, and R. Lim, "A rail system for circular synthetic aperture sonar imaging and acoustic target strength measurements: Design/operation/-preliminary results," *Review of Scientific Instruments*, vol. 85, no. 1, p. 014901, 2014.
(Citado na página 110)
- [96] R. Fandos, A. M. Zoubir, and K. Siantidis, "Unified design of a feature-based ADAC system for mine hunting using synthetic aperture sonar," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 5, pp. 2413–2426, 2014.
(Citado na página 110)
- [97] J. Sawas and Y. Petillot, "Cascade of boosted classifiers for automatic target recognition in synthetic aperture sonar imagery," in *Proceedings of Meetings on Acoustics*, vol. 17, pp. 070–074, Acoustical Society of America, 2014.
(Citado na página 110)
- [98] L. R. LeBlanc, L. Mayer, M. Rufino, S. G. Schock, and J. King, "Marine sediment classification using the chirp sonar," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 91, no. 1, pp. 107–115, 1992.
(Citado nas páginas 110 e 149)
- [99] A. D. Skarke, "Application of chirp sonar acoustic reflection coefficient for sea floor sediment classification: Results from the Delaware estuary," Master's thesis, University of Delaware, 2007.
(Citado na página 111)
- [100] J. H. Clarke, "Toward remote seafloor classification using the angular response of acoustic backscattering: a case study from multiple overlapping gloria data," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 19, no. 1, pp. 112–127, 1994.

(Citado na página 111)

- [101] S. Dugelay, X. Lurton, and J. Augustin, “A new method for seafloor characterization with multibeam echosounders: Image segmentation using angular backscattering,” in *3rd Eur. Conf. Underwater Acoustics*, pp. 439–444, 1996.
(Citado na página 111)
- [102] X. Lurton, J. Augustin, S. Dugelay, L. Hellequin, and M. Voisset, “Shallow-water seafloor characterization for high-frequency multibeam echosounder: Image segmentation using angular backscatter,” *High Frequency Acoustics in Shallow Water*, pp. 313–321, 1997.
(Citado na página 111)
- [103] L. Hellequin, J.-M. Boucher, and X. Lurton, “Processing of high-frequency multibeam echo sounder data for seafloor characterization,” *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 28, no. 1, pp. 78–89, 2003.
(Citado na página 111)
- [104] D. G. Simons and M. Snellen, “A bayesian approach to seafloor classification using multi-beam echo-sounder backscatter data,” *Applied Acoustics*, vol. 70, no. 10, pp. 1258–1268, 2009.
(Citado na página 111)
- [105] M. Snellen, K. Siemes, and D. G. Simons, “Model-based sediment classification using single-beam echosounder signals,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 129, no. 5, pp. 2878–2888, 2011.
(Citado nas páginas 111 e 149)
- [106] A. Amiri-Simkooei, M. Snellen, and D. G. Simons, “River-bed sediment classification using multi-beam echo-sounder backscatter data,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 126, no. 4, pp. 1724–1738, 2009.
(Citado nas páginas 111 e 195)

- [107] S. Pinson, L. Guillon, and C. Holland, "Range dependent sediment sound speed profile measurements using the image source method," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 134, no. 1, pp. 156–165, 2013.
(Citado nas páginas 111 e 138)
- [108] S. Pinson and C. Holland, "Seafloor sound-speed profile and interface dip angle characterization by the image source method," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 136, no. 2, pp. 596–603, 2014.
(Citado na página 112)
- [109] S. Pinson and C. Holland, "Layer filtering for seafloor scatterers imaging," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 137, no. 5, pp. EL355–EL359, 2015.
(Citado na página 112)
- [110] "Deeper:
<https://buydeeper.com/deeper> Acessado em maio de 2015."
(Citado na página 112)
- [111] "Fish Hunter:
<http://www.fishhunter.com/about-fishhunter-fishfinder/>
Acessado em março de 2015."
(Citado nas páginas 112 e 150)
- [112] "SonarHub:
<http://www.lowrance.com/en-US/Products/Sonar/SonarHub-Sounder-Module-en-us.aspx>
Acessado em março de 2015."
(Citado nas páginas 112, 113 e 150)
- [113] "Edgetech:
<http://www.edgetech.com/> Acessado em maio de 2015."
(Citado na página 113)
- [114] "L3 Marine Power and Systems:
<http://www.l-3mps.com/> Acessado em maio de 2015."
(Citado nas páginas 113 e 114)

- [115] “Odom Hydrographic:
<http://odomhydrographic.com/> Acessado em maio de 2015.”
(Citado nas páginas 113 e 115)
- [116] “Kongsberg Simrad:
<http://www.simrad.com/> Acessado em maio de 2015.”
(Citado na página 113)
- [117] J. V. Gardner, P. Dartnell, and K. J. Sulak, *Multibeam mapping of the west Florida shelf, Gulf of Mexico*. US Geological Survey, 2001.
(Citado na página 115)
- [118] E. Coiras and J. Groen, *Simulation and 3D Reconstruction of Side-Looking Sonar Images*. Advances in Sonar Technology, InTech Open Access Publisher, 2009.
(Citado nas páginas 117, 118, 119, 120 e 122)
- [119] P. C. Etter, “Advanced applications for underwater acoustic modeling,” *Advances in Acoustics and Vibration*, vol. 2012.
(Citado na página 118)
- [120] A. J. Duncan and A. L. Maggi, “A consistent, user friendly interface for running a variety of underwater acoustic propagation codes,” in *Proceedings of ACOUSTICS*, pp. 471–477, 2006.
(Citado na página 118)
- [121] A. L. Maggi and A. J. Duncan, *AcTUP V2. 2L - Acoustic Toolbox User-interface & Post-processor - Installation & User Guide*. Centre for Marine Science & Technology.
(Citado na página 118)
- [122] C. L. Pekeris, “Theory of propagation of explosive sound in shallow water,” *Geological Society of America Memoirs*, vol. 27, pp. 1–116, 1948.
(Citado nas páginas 119 e 121)

- [123] C. P. A. Wapenaar and A. J. Berkhout, "Representations of seismic reflection data," *Journal of seismic exploration*, vol. 2, pp. 123–131, May. 1993.
(Citado nas páginas 120, 123, 124, 125, 126, 127 e 142)
- [124] E. Pouliquen, O. Bergem, and N. Pace, "Time-evolution modeling of seafloor scatter. i. concept," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 105, no. 6, pp. 3136–3141, 1999.
(Citado na página 120)
- [125] O. Bergem, E. Pouliquen, G. Canepa, and N. Pace, "Time-evolution modeling of seafloor scatter. ii. numerical and experimental evaluation," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 105, no. 6, pp. 3142–3150, 1999.
(Citado na página 120)
- [126] J. Bell, *A Model for the Simulation of Sidescan Sonar*. PhD thesis, Heriot-Watt University, Sep. 1995.
(Citado nas páginas 120, 230, 279 e 283)
- [127] V. J. Katz, "The History of Stokes' Theorem," *Mathematics Magazine*, vol. 52, no. 3, pp. pp. 146–156, 1979.
(Citado na página 123)
- [128] W. A. Strauss, "Partial differential equations. An introduction," *New York*, 1992.
(Citado na página 123)
- [129] A. Sommerfeld, *Partial Differential Equations in Physics*, vol. 1 of *Pure and Applied Mathematics: A Series of Monographs and Textbooks*. Academic Press, Feb. 1949.
(Citado na página 123)
- [130] J. Goodman, *Introduction to Fourier Optics*. Roberts and Company Publishers, 3rd ed., Dec. 2004.
(Citado nas páginas 123 e 126)
- [131] F. J. Fahy, *Foundations of engineering acoustics*. Academic Press, 2000.
(Citado na página 125)

- [132] J. Bell and L. Linnett, "Simulation and analysis of synthetic sidescan sonar images," *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 144, pp. 219–226, Aug. 1997.
(Citado nas páginas 128 e 230)
- [133] K. Watanabe, *Integral Transform Techniques for Green's Function*. Springer, Aug. 2013.
(Citado na página 130)
- [134] B. P. Lathi, *Linear Systems and Signals*. Oxford University Press, 2nd ed., Jul. 2004.
(Citado nas páginas 133, 198 e 286)
- [135] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp. 377–382, Nov. 1981.
(Citado na página 135)
- [136] MATLAB R2012a. MathWorks, Website:
<http://www.mathworks.com/products/matlab/>.
(Citado na página 144)
- [137] LabVIEW 2013. National Instruments, Website:
<http://www.ni.com/labview/pt/>.
(Citado nas páginas 145 e 168)
- [138] J. Dybedal and R. Boe, "Ultra high resolution sub-bottom profiling for detection of thin layers and objects," in *OCEANS'94. Oceans Engineering for Today's Technology and Tomorrow's Preservation. Proceedings*, vol. 1, pp. 1–634, IEEE, 1994.
(Citado na página 149)
- [139] A. A. Neto, "Uso da sísmica de reflexão de alta resolução e da sonografia na exploração mineral submarina," *Revista Brasileira de Geofísica*, vol. 18, no. 3, pp. 241–256, 2000.
(Citado na página 149)

- [140] M. N. V. S. S. Kumar, *Development of Submarine/AUV Underwater Navigation Techniques using Imaging Sonar*. PhD thesis, Andhra University, Nov. 2013.
(Citado nas páginas 149, 156 e 158)
- [141] “Odom Hydrographic:
<http://odomhydrographic.com/product/transducers/>
Acessado em março de 2015.”
(Citado na página 150)
- [142] G. C. Buttazzo, *Hard real-time computing systems: predictable scheduling algorithms and applications*, vol. 24. Springer Science & Business Media, 2011.
(Citado na página 152)
- [143] “Dicionário Priberam:
<http://www.priberam.pt/> Acessado em maio de 2015.”
(Citado na página 152)
- [144] J. E. Ehrenberg and T. C. Torkelson, “FM slide (chirp) signals: a technique for significantly improving the signal-to-noise performance in hydroacoustic assessment systems,” *Fisheries Research*, vol. 47, no. 2, pp. 193–199, 2000.
(Citado nas páginas 154, 155, 157 e 166)
- [145] R. L. Easton Jr., *Fourier Methods in Imaging*. Wiley, 1st ed., Jun. 2010.
(Citado na página 156)
- [146] M. Gutowski, J. Bull, T. Henstock, J. Dix, P. Hogarth, T. Leighton, and P. White, “Chirp sub-bottom profiler source signature design and field testing,” *Marine Geophysical Researches*, vol. 23, no. 5-6, pp. 481–492, 2002.
(Citado nas páginas 156 e 158)
- [147] D. O. North, “An analysis of the factors which determine signal/noise discrimination in pulsed-carrier systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, no. 7, pp. 1016–1027, 1963.
(Citado na página 156)

- [148] K. Shin and P. J. Hammond, *Fundamentals of Signal Processing for Sound and Vibration Engineers*. Wiley, 1st ed., Apr. 2008.
(Citado nas páginas 156 e 157)
- [149] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, 1978.
(Citado na página 162)
- [150] M. Johansson, "The Hilbert transform," *Mathematics Master's Thesis. Växjö University, Suecia.*, vol. 19, 1999.
(Citado na página 167)
- [151] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, *Signals and systems*. Prentice-Hall, 1997.
(Citado na página 168)
- [152] S. W. Smith, *The Scientist & Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Pub, 1st ed., 1997.
(Citado na página 168)
- [153] J. J. Breman *et al.*, *Marine geography: GIS for the oceans and the seas*. ESRI Press (ESRI), 2002.
(Citado na página 176)
- [154] G. B. Arfken, *Mathematical methods for physicists*. Academic press, 2013.
(Citado na página 176)
- [155] W. Premerlani and P. Bizard, "Direction cosine matrix IMU: Theory," *DIY DRONE: USA, Relatório técnico*, pp. 13–15, 2009.
(Citado na página 176)
- [156] L. Hellequin, J.-M. Boucher, and X. Lurton, "Processing of high-frequency multibeam echo sounder data for seafloor characterization," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 28, no. 1, pp. 78–89, 2003.
(Citado na página 195)
- [157] D. Eleftherakis, A. Amiri-Simkooei, M. Snellen, and D. G. Simons, "Improving riverbed sediment classification using

- backscatter and depth residual features of multi-beam echosounder systems,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 131, no. 5, pp. 3710–3725, 2012.
(Citado na página 195)
- [158] M. Snellen, D. Eleftherakis, A. Amiri-Simkooei, R. L. Koomans, and D. G. Simons, “An inter-comparison of sediment classification methods based on multi-beam echosounder backscatter and sediment natural radioactivity data,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 134, no. 2, pp. 959–970, 2013.
(Citado na página 195)
- [159] T. Missiaen, W. Versteeg, and J. Henriët, “A new 3D seismic acquisition system for very high and ultra high resolution shallow water studies,” *First break*, vol. 20, no. 4, 2002.
(Citado na página 196)
- [160] J. Kunisch, “Implications of Lorentz reciprocity for ultra-wideband antennas,” in *Ultra-Wideband, 2007. ICUWB 2007. IEEE International Conference on*, pp. 214–219, IEEE, 2007.
(Citado na página 198)
- [161] L. Rayleigh, “XXXI. Investigations in optics, with special reference to the spectroscope,” *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 8, no. 49, pp. 261–274, 1879.
(Citado na página 201)
- [162] I. Solomon, A. Knight, and M. Greening, “Sonar array signal processing for sparse linear arrays,” in *Signal Processing and Its Applications, 1999. ISSPA '99. Proceedings of the Fifth International Symposium on*, vol. 2, pp. 527–530, 1999.
(Citado na página 202)
- [163] J. P. Ristow, W. D. Fonseca, J. A. Cordioli, and G. Barrault, “Uma nova abordagem para a estimativa da resolução de arranjos de transdutores para sonares,” in *XI Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina*, (Rio de Janeiro), pp. 256–263, Nov. 2014.

(Citado nas páginas 203, 205, 238, 285 e 289)

- [164] U. Michel *et al.*, “History of acoustic beamforming,” in *Berlin Beamforming Conference*, pp. 20–21, 2006.
(Citado na página 210)
- [165] S. S. Lee and J. Bridges, “Phased-array measurements of single flow hot jets,” *AIAA paper*, vol. 2842, p. 2005, 2005.
(Citado na página 210)
- [166] P. A. Ravetta, R. A. Burdisso, and W. F. Ng, “Wind tunnel aeroacoustic measurements of a 26%-scale 777 main landing gear model,” in *10th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference and Exhibit*, 2004.
(Citado na página 210)
- [167] T. K. Gunaratne and L. T. Bruton, “Broadband beamforming of dense aperture array (DAA) and focal plane array (FPA) signals using 3D spatio-temporal filters for applications in aperture synthesis radio astronomy,” *Multidimensional Systems and Signal Processing*, vol. 22, no. 1-3, pp. 213–236, 2011.
(Citado na página 210)
- [168] B. Mills and A. Little, “A high-resolution aerial system of a new type,” *Australian Journal of Physics*, vol. 6, no. 3, pp. 272–278, 1953.
(Citado na página 213)
- [169] B. Boashash, “Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. i. Fundamentals,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 4, pp. 520–538, 1992.
(Citado na página 215)
- [170] D. Gabor, “Theory of communication. Part 1: The analysis of information,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 93, no. 26, pp. 429–441, 1946.
(Citado na página 215)

- [171] A. E. A. Blomberg, C. Nilsen, A. Austeng, and R. E. Hansen, "Adaptive sonar imaging using aperture coherence," *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, vol. 38, no. 1, pp. 98–108, 2013.
(Citado na página 220)
- [172] K. Hollman, K. Rigby, and M. O'Donnell, "Coherence factor of speckle from a multi-row probe," in *Ultrasonics Symposium, 1999. Proceedings. 1999 IEEE*, vol. 2, pp. 1257–1260, IEEE, 1999.
(Citado na página 220)
- [173] R. Mallart and M. Fink, "Adaptive focusing in scattering media through sound-speed inhomogeneities: The van Cittert Zernike approach and focusing criterion," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 96, no. 6, pp. 3721–3732, 1994.
(Citado na página 220)
- [174] N. S. Neidell and M. T. Taner, "Semblance and other coherency measures for multichannel data," *Geophysics*, vol. 36, no. 3, pp. 482–497, 1971.
(Citado na página 220)
- [175] J. P. Ristow, G. Barrault, J. A. Cordioli, G. G. Azevedo, A. H. Klein, and M. Bousfield, "Simulation and analysis of acoustic impedance measurement techniques for marine sediments using sonar," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 135, no. 4, pp. 2302–2302, 2014.
(Citado na página 238)
- [176] B. A. Rosenfeld, "A history of non-Euclidean geometry: Evolution of the concept of a geometric space," *Stereographic Projection, Springer, New York*, vol. 42, pp. 121–130, 1988.
(Citado na página 239)
- [177] D. R. Jackson, D. P. Winebrenner, and A. Ishimaru, "Application of the composite roughness model to high-frequency bottom backscattering," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 79, no. 5, pp. 1410–1422, 1986.
(Citado na página 280)

- [178] Brüel & Kjær, "Technical Review - Beamforming, No. 1 2004," tech. rep., Brüel & Kjær Sound & Vibration Measurement A/S, 2004.

(Citado na página 285)

Apêndices

A *Software* desenvolvido

O *software* desenvolvido tem como objetivo suprir as necessidades durante o estudo e desenvolvimento de projetos envolvendo sonares. Dessa forma busca oferecer suporte em vários níveis, entre eles: projeto de sistemas – possibilitando a simulação de diferentes configurações de geometria de arranjos de transdutores, tipos de sinal enviado, algoritmos de processamento, entre outros; aquisição e geração de dados – realizando a interface com *hardwares* de aquisição da National Instruments®; análise e processamento de dados – permitindo a utilização de sinais reais medidos ou simulados em outros softwares para avaliar os algoritmos desenvolvidos.

O software foi programado utilizando a linguagem de programação LabVIEW e segue um modelo modular, ou seja, suas funcionalidades são divididas em módulos e esses podem funcionar de maneira independente ou integrada. O módulo principal é o elemento integrador, e é responsável por controlar todos os outros módulos, além de realizar o gerenciamento dos arquivos gerados. Esse modelo permite um fácil controle e gestão do processo de desenvolvimento do software, uma vez que a adição de novos módulos não interfere nos outros módulos. Dessa maneira o software pode crescer ou ser alterado, inclusive por diferentes programadores, mantendo a consistência e organização do código.

Além disso, as funções desenvolvidas para um módulo podem ser facilmente reaproveitadas em outros módulos, sendo facilmente acessíveis. A alteração dessas funções em nada altera os módulos uma vez que suas entradas, saídas e sua função permaneçam

as mesmas. A Figura A.1 exibe um diagrama contendo os módulos programados, sua hierarquia e funcionalidades. Nas próximas seções os módulos que compõe o *software* serão descritos separadamente.

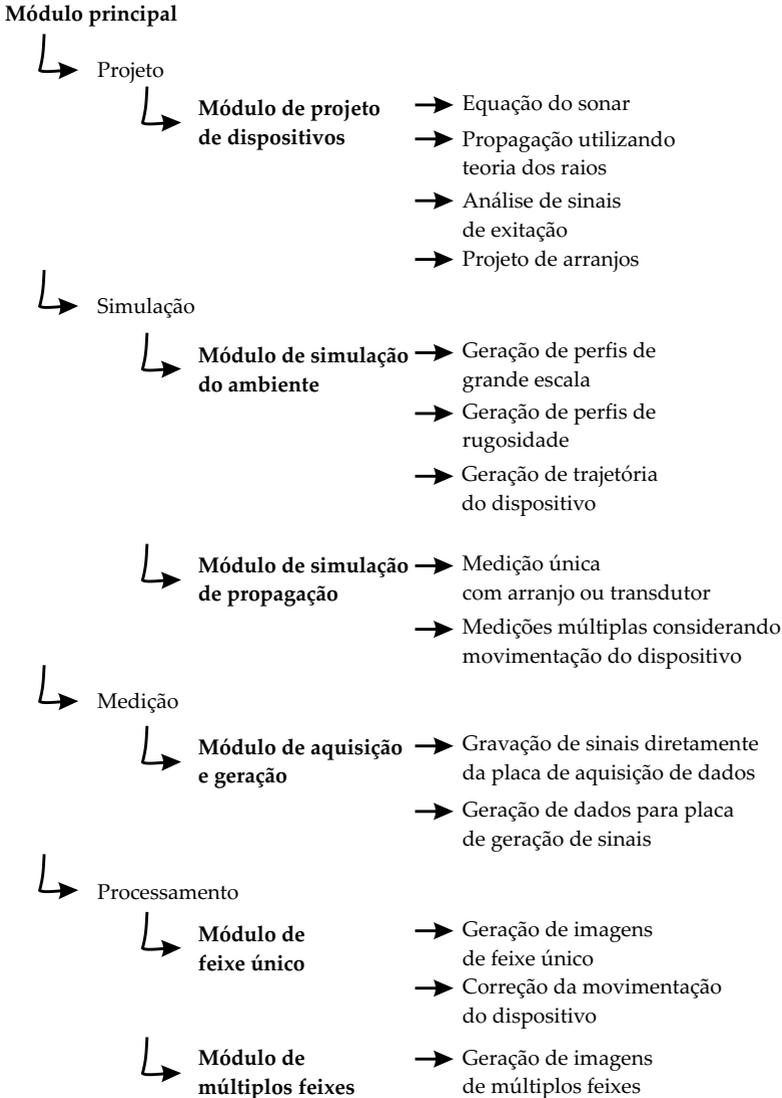


Figura A.1.: Hierarquia dos módulos desenvolvidos e suas funções.

A.1 Módulo principal

Função

Integração dos módulos desenvolvidos e interface inicial com o usuário.

Descrição

Faz a chamada de cada módulo e gerencia os arquivos gerados, criando um projeto com hierarquia de pastas que pode ser facilmente gerenciado, exportado ou importado. A Figura A.2 exhibe o painel frontal do módulo principal.

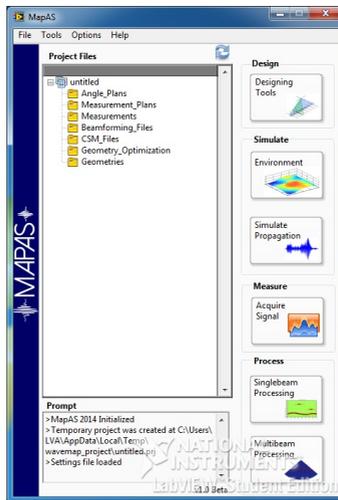


Figura A.2.: Painel frontal do módulo principal.

A.2 Módulo de projeto de dispositivos

Função

Prover informações necessárias durante a fase inicial de projeto de novos dispositivos de sonar.

A.3 Módulo de simulação do ambiente

Função

Gerar perfis de grande escala e de pequena escala realistas, para serem utilizados na simulação da propagação sonora.

Descrição

É capaz de gerar perfis de grande e pequena escala (rugosidade) em duas dimensões utilizando o espectro de Von Karman e a lei da potência, além disso possui ferramentas para edição do perfil de grande escala, como a criação de desníveis. Com base no perfil 2D gerado, é possível escolher a trajetória, a velocidade e a taxa de emissão de pulsos do dispositivo para, então, gerar os perfis que serão “vistos” pelo algoritmo de simulação de propagação para cada pulso enviado ao ambiente. A Figura A.4 ilustra o módulo de simulação de ambiente e um perfil de fundo gerado por ele.

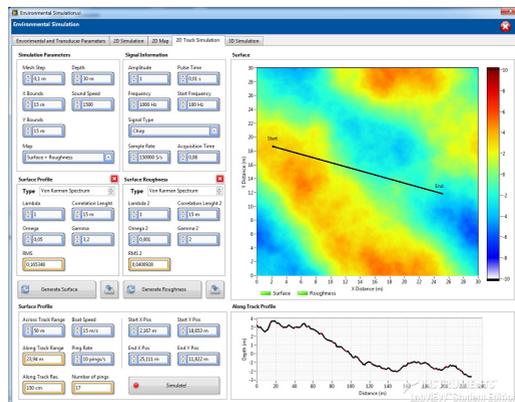


Figura A.4.: Painel frontal do módulo de simulação do ambiente.

A.4 Módulo de simulação de propagação

Função

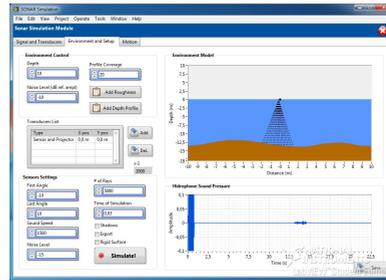
Gerar dados de pressão sonora ao longo do tempo, simulando dados obtidos por sensores de sonares.

Descrição

Possibilita a simulação da propagação sonora em ambientes com os perfis de fundo gerados pelo módulo de simulação de ambiente. Utiliza a resolução da integral de Kirchhoff-Helmholtz para obter os campos de pressão em diversos pontos do ambiente, o que possibilita o uso para gerar dados tanto de sonares de feixe único como de múltiplos feixes. A Figura A.5 exibe o painel frontal e as funcionalidades do módulo de simulação de propagação.



(a) Definição do tipo de sinal gerado.



(b) Simulação da propagação e obtenção dos sinais de eco.

Figura A.5.: Interface gráfica do módulo de simulação de propagação.

A.5 Módulo de aquisição e geração

Função

Realizar a interface entre os programas desenvolvidos a as placas de aquisição e geração de sinal da National Instruments.

Descrição

Realiza a medição de dados brutos no domínio do tempo e os salva em arquivos binários. Também é capaz de gerar sinais para transdutores simultaneamente à realização da aquisição de dados. A Figura A.6 exibe a interface do módulo de aquisição e geração.

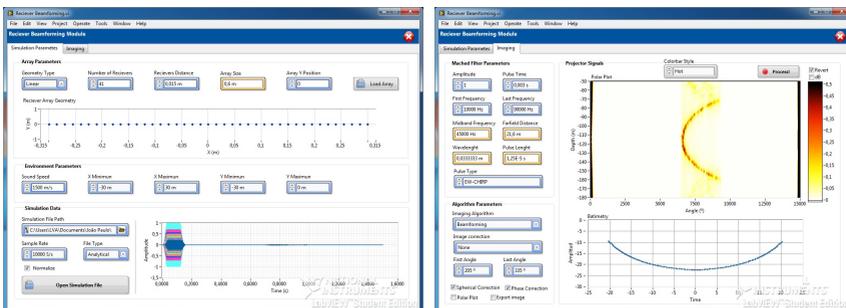
A.7 Módulo de múltiplos feixes

Função

Gerar imagens de sonar de múltiplos feixes com base em dados simulados ou medidos.

Descrição

Processa os dados obtidos pelo módulo de simulação de propagação ou de medição para formar imagens de sonar de múltiplos do ambiente analisado utilizando o algoritmo de *beamforming* ou o fator de coerência. Possui também um algoritmo de detecção de fundo para estimar o perfil de profundidade para cada ponto de medição e a posição de pontos espalhadores. Utiliza informações de movimentação do dispositivo para gerar perfis de profundidade em três dimensões. A Figura A.8 mostra o painel frontal do módulo de múltiplos feixes.



(a) Definição do arranjo de transdutores utilizado.

(b) Processamento de múltiplos feixes.

Figura A.8.: Painel frontal do módulo de múltiplos feixes.

B Exemplos de aplicação da equação do sonar

Como mencionado no Capítulo 3, a equação do sonar é utilizada principalmente para três funções: a predição de desempenho do sistema, o projeto do sistema de sonar e a estimativa de um mapa de força de retroespalhamento. Neste apêndice serão apresentados exemplos de aplicação dessas três funções.

Predição de desempenho

Considera-se um sonar de feixe único operando na frequência de 50 kHz que utiliza um projetor com 600 W de potência, capaz de gerar sinais acústicos de até 196 dB (ref. 1 μ Pa), operando a plena capacidade, com direcionalidade de 10°. O receptor opera para essa direcionalidade com um ganho de 10 dB. Deseja-se obter a profundidade máxima de operação desse dispositivo, considerando que operará em um ambiente com ruído máximo de 80 dB (ref. 1 μ Pa), e que o fundo possui força de retroespalhamento mínima de 5 dB/m². O algoritmo de detecção de fundo utilizado pelo dispositivo possui eficiência garantida para casos em que a relação sinal-ruído é superior à 10 dB.

Substituindo os valores na equação do sonar ativo (Equação (3.3)), tem-se:

$$\text{SNR} = \text{SL} - 2\text{Tl} + \text{BS} + \text{TA} - \text{NL} + \text{DI}, \quad (\text{B.1.a})$$

$$10 = 196 - 2\text{Tl} + 5 + \text{TA} - 80 + 10. \quad (\text{B.1.b})$$

Tanto o parâmetro TL quanto o parâmetro TA dependem da profundidade de operação. A área de fundo ensonificada pelo transdutor é dada por um círculo com raio definido pelo ângulo de abertura e pela profundidade de profundidade, ou seja,

$$TA = 2\pi (\tan(5^\circ) D)^2. \quad (\text{B.2})$$

onde D é a profundidade. A perda por transmissão é definida pela soma das perdas por propagação (Equação (2.17)) e por atenuação (Equação (2.24)). Para calcular a perda por atenuação inicialmente a atenuação é calculada utilizando a Equação (2.25), que fornece o resultado de $\alpha = 17,5 \text{ nepers/km} = 0,0175 \text{ nepers/m}$. Utilizando a Equação (2.24) para calcular a perda por transmissão, tem-se

$$TL = 20 \log_{10} D + 8,686 \cdot 0,0175 D. \quad (\text{B.3})$$

Substituindo as Equações (B.3) e (B.3) na Equação (B.1) e resolvendo para encontrar D , chega-se ao valor $D \approx 185 \text{ m}$, que é a profundidade máxima de operação do dispositivo.

Projeto de sonares

Considerando o exemplo anterior, deseja-se que o dispositivo seja capaz de detectar profundidades de até 250 m. Existem duas possibilidades para alcançar esse objetivo: o aumento do ganho do transdutor (via troca de transdutor ou eletrônica) ou a troca do projetor. Considerando que o aumento do ganho do transdutor aumentará também o ruído medido, optou-se por especificar um novo transdutor. Nessa situação a equação do sonar é resolvida considerando uma profundidade de 400 m:

$$\text{SNR} = \text{SL} - 2(\text{GL} + \text{AL}) + \text{BS} + \text{TA} - \text{NL} + \text{DI}, \quad (\text{B.4.a})$$

$$10 = \text{SL} - 2(47,95 + 38,06) + 5 + 28,74 - 80 + 10. \quad (\text{B.4.b})$$

$$\text{SL} = 218,30 \text{ dB} \quad (\text{B.4.c})$$

Considerando que o novo projetor irá operar em plena capacidade, pode-se utilizar a Equação (3.13) para calcular a potência elétrica necessária para obter um sinal com tal amplitude. Considerando uma eficiência eletro-acústica de 60%, a potência da fonte será:

$$SL = 170,80 + 10 \log_{10} (P_e \times \eta_{ea}), \quad (\text{B.5.a})$$

$$218,30 = 170,80 + 10 \log_{10} (P_e \times 0,60) \quad (\text{B.5.b})$$

$$P_e = 93,7 \text{ kW} \quad (\text{B.5.c})$$

Mapa de retroespalhamento

Um sonar de múltiplos feixes possui um projetor capaz de gerar um nível de 206 dB (ref. 1 μ Pa) dentro da água, além de 30 sensores para recepção de ecos acústicos. Uma campanha de medições foi realizada para mapear uma região. O ruído de fundo medido durante essa medição foi de 60 dB. Como resultado da medição, foram geradas duas matrizes contendo a profundidade (D) e a amplitude do eco (A) para cada posição. Deseja-se obter um mapa de retroespalhamento da região.

Considerando que as profundidades medidas são pequenas (menores que 40 m), as perdas por atenuação podem ser desconsideradas e uma matriz de perda de transmissão pode ser obtida através da Equação (2.17) de da matriz de profundidades na forma,

$$TL = 20 \log_{10} D. \quad (\text{B.6})$$

O índice de direcionalidade do arranjo pode ser obtido com base na Equação (3.25), que para 30 sensores fornece o resultado de 14,77 dB. A matriz de retroespalhamento pode ser obtida através

da compensação dos níveis obtidos, ou seja

$$\text{SNR} = \text{SL} - 2(\text{GL} + \text{AL}) + \text{BS} + \text{TA} - \text{NL} + \text{DI}, \quad (\text{B.7.a})$$

$$\mathbf{A} = 206 - 2\text{TL} + \mathbf{BS} + 0 - 60 + 14,77, \quad (\text{B.7.b})$$

$$\mathbf{BS} = \mathbf{A} + 2\text{TL} - 160,77 \quad (\text{B.7.c})$$

C Modelo de Jackson

O método de simulação baseado na aproximação de Kirchhoff, apresentado no Capítulo 4, oferece previsões precisas e exatas para casos de baixo ângulo de incidência da onda no substrato. Essa aproximação é válida para simulações de sonares de feixe único e de múltiplos feixes, mas não atende os requisitos para simulações de sonares de varredura lateral. Para a simulação desse tipo de dispositivo é necessário um modelo que forneça previsões apropriadas para grandes ângulos de abertura, mas não é necessário que o modelo gere dados no domínio do tempo, pois apenas as amplitudes e atrasos na chegada de cada sinal são necessários para o processamento [126].

Este apêndice apresenta o modelo de Jackson, que pode ser utilizado para simulações de sonares de varredura lateral. Esse modelo utiliza uma abordagem estatístico-energética para representar a rugosidade. Desse forma, para simplificar os cálculos que serão exibidos a seguir, foi utilizada uma lei da potência simples para criar o espectro de rugosidade.

C.1 O modelo de Jackson

Como já mencionado, a aproximação de Kirchhoff é válida apenas para ângulos de incidência próximos da normal. Para os casos de grandes ângulos em relação a normal, o modelo de pequenas perturbações¹ é o mais apropriado. Esse modelo, entretanto, não oferece bons resultados para pequenos ângulos de

¹ Tradução livre do termo em inglês *Small-Roughness Perturbation Approximation*, ou apenas *Perturbation Model*.

incidência. Buscando superar esse problema, Jackson [37, 177] desenvolveu um modelo que considera ambas as aproximações para avaliar a superfície. Esse modelo ficou conhecido como “modelo de Jackson”.

O modelo biestático de Jackson incorpora termos para o corte transversal de espalhamento da superfície e do volume², σ_{br} e σ_{bv} respectivamente. Nele, a força de espalhamento biestática total (SS) é dada por

$$SS(\theta_s, \phi_s, \theta_i) = 10 \log [\sigma_{br}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) + \sigma_{bv}(\theta_s, \phi_s, \theta_i)], \quad (C.1)$$

onde θ_i é o ângulo de incidência, θ_s é o ângulo de reflexão e ϕ_s é o ângulo biestático. O corte transversal de espalhamento da superfície, por sua vez, é dado através da interpolação entre os resultados fornecidos pelos modelos de perturbação e de Kirchhoff, e pode ser calculado como [37]

$$\sigma_{br}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) = \left[\sigma_{kr}^{\zeta}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) + \sigma_{pr}^{\zeta}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) \right]^{1/\zeta}, \quad (C.2)$$

onde σ_{kr} é o corte transversal fornecido pelo modelo de Kirchhoff, σ_{pr} é o corte transversal fornecido pelo modelo de pequenas perturbações e ζ é a constante de interpolação, sendo utilizado $\zeta = -2$ para a correta interpolação dos modelos.

Para obtenção do corte transversal de espalhamento do modelo de Kirchhoff (σ_{kr}) e do modelo de pequenas perturbações (σ_{pr}), uma abordagem estatístico-energética é utilizada, que considera diretamente o espectro da rugosidade para o cálculo do coeficiente de reflexão. Inicialmente, são calculados os parâmetros geométricos do problema, que representam a variação dos componentes transversais (Δ_r) e verticais (Δ_z) do número de onda em consequência do espalhamento e a magnitude dessas mudanças (Δ). Esses parâmetros são dados, respectivamente, por

²Dos termos em inglês *roughness interface scattering cross-section* e *roughness volume scattering cross-section*.

$$\Delta_r = \frac{1}{2} [\cos^2(\theta_i) - 2 \cos(\theta_i) \cos(\theta_s) \cos(\phi_s) + \cos^2(\theta_s)]^{1/2}, \quad (\text{C.3.a})$$

$$\Delta_z = \frac{1}{2} [\text{sen}(\theta_i) + \text{sen}(\theta_s)], \quad (\text{C.3.b})$$

$$\bar{\Delta} = \sqrt{\Delta_r^2 + \Delta_z^2} \quad (\text{C.3.c})$$

C.1.1 Modelo de Kirchhoff

Considerando uma rugosidade com espectro obedecendo uma lei simples de potência, dada pela Equação (2.38), o corte transversal de espalhamento dado pela aproximação de Kirchhoff pode ser calculado como

$$\sigma_{\text{kr}}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) = \frac{|R(\theta_{\text{is}})|^2}{8\pi} \left(\frac{\bar{\Delta}^2}{\Delta_r \Delta_z} \right)^2 \times \int_0^\infty e^{-qu^{2\beta}} J_0(u) u \, du, \quad (\text{C.4})$$

onde R é o coeficiente de reflexão, J_0 é a função de Bessel de ordem zero,

$$q = 2k^2 \Delta_z^2 C_h^2 (2k \Delta_r)^{-2\beta}, \quad (\text{C.5})$$

e

$$\beta = \frac{\gamma_2}{2} - 1. \quad (\text{C.6})$$

A integral da Equação (C.4) é chamada de integral de Kirchhoff e é calculada através da função de Bessel de ordem zero, J_0 . Como o limite superior da integral é infinito, a variável de integração, u , deve ser truncada quando o integrando convergir para zero. O ângulo θ_{is} representa o ângulo de incidência o qual ocorre reflexão especular entre o projetor e o receptor, e pode ser calculado como $\theta_{\text{is}} = \text{sen}^{-1}(\bar{\Delta})$. O parâmetro γ_2 é o expoente espectral de duas

dimensões da rugosidade e o valor de q é obtido através da função estrutural da rugosidade, C_h^2 , definida como

$$C_h^2 = \frac{2\pi w_2 \Gamma(2 - \beta) 2^{-2\beta}}{h_0^{\gamma^2} \beta (1 - \beta) \Gamma(1 + \beta)}, \quad (C.7)$$

onde $\Gamma(\cdot)$ representa a Função Gama.

C.1.2 Pequenas perturbações

O corte transversal de espalhamento dado pelo modelo de pequenas perturbações pode ser calculado através da equação

$$\sigma_{pr}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) = \frac{1}{4} k^4 |1 + R(\theta_i)|^2 |1 + R(\theta_s)| |C|^2 W(2k\Delta_r), \quad (C.8)$$

onde k é o número de onda, $2k\Delta_r$ é o chamado “número de onda de Bragg”, W é a função espectral da rugosidade e C é dado por

$$C = \left(\frac{1}{m} - 1 \right) \left[\cos(\theta_i) \cos(\theta_s) \cos(\phi_s) - \frac{K(\theta_s)K(\theta_i)}{m} \right] + 1 - \frac{\kappa^2}{m}. \quad (C.9)$$

Na Equação (C.9), m representa a relação entre a densidade do sedimento e da água,

$$\kappa = n(1 + j\kappa), \quad (C.10)$$

e

$$K(\theta) = \sqrt{\kappa^2 - \cos^2(\theta)}, \quad (C.11)$$

onde κ é a relação entre o número de onda imaginário e o número de onda real para o sedimento e n é a relação entre a velocidade de propagação do som na água e no sedimento.

C.1.3 Corte transversal do volume

O corte transversal de espalhamento do volume pode ser calculado também pelo modelo de pequenas perturbações. Ele é relacionado ao espalhamento do volume de sedimento³, σ_v , pela equação

$$\sigma_{bv}(\theta_s, \phi_s, \theta_i) = \frac{|1 + R(\theta_i)|^2 |1 + R(\theta_s)|^2 \sigma_v}{2k m^2 \text{Im}\{K(\theta_s) + K(\theta_s)\}}. \quad (\text{C.12})$$

O espalhamento do volume de sedimento, por sua vez, é dado por

$$\sigma_v = \frac{\pi}{2} k^4 |\mu \kappa^2 + \cos(\theta_i) \cos(\theta_s) \cos(\phi_s) - K(\theta_s) K(\theta_s)|^2 W_{pp}(\Delta k), \quad (\text{C.13})$$

onde

$$\Delta k = k |4\Delta_r^2 + (\text{Re}\{K(\theta_s) + K(\theta_s)\})^2|^{1/2}, \quad (\text{C.14})$$

μ é a relação entre a compressibilidade e a densidade de flutuações no sedimento e W_{pp} é o espectro de flutuações de densidade no sedimento, que também é dado por uma lei de potência simples (conforme descrito no Capítulo 2)

$$W_{pp}(k) = \frac{w_3}{(h_0 k)^{\gamma_3}}. \quad (\text{C.15})$$

Em ambos os modelos o coeficiente de reflexão, $R(\theta)$, utilizado foi o coeficiente de Rayleigh para a teoria de fluidos equivalentes (ver Seção 2.3.1). Mais detalhes a respeito do modelo biestático de Jackson podem ser encontrados em [37, 126].

³ Do termo em inglês *sediment volume scattering cross-section*.

C.2 Utilização do modelo

A simulação de dados para sonares de varredura lateral pode ser feita utilizando a teoria de raios, uma vez que seu algoritmo não necessita de um sinal temporal completo. O algoritmo básico de processamento de sonares de varredura lateral necessita apenas das perdas de intensidade do pulso original ao longo do tempo, que podem ser facilmente obtidas através da teoria de raios. O modelo de Jackson, por sua vez, pode ser facilmente incorporado a teoria de raios, utilizando a força de espalhamento calculada na Equação (C.1) para calcular a perda no sinal de um raio que atinge o fundo com um determinado ângulo de incidência. Dessa forma, para cada raio traçado é possível calcular a perda de intensidade devido à interação com o ambiente (perda por espalhamento e perda por transmissão) e o tempo de propagação. Com essas duas informações pode-se construir o sinal de decaimento do pulso ao longo do tempo.

D Equação corrigida da resolução de arranjos

A resolução de Rayleigh de um arranjo linear é bastante difundida na literatura, sendo dada pela equação¹:

$$\Delta_{\text{Ray}}(\theta) = \frac{z \lambda}{L} \frac{1}{\cos^3(\theta)} , \quad (\text{D.1})$$

onde z é a distância entre o arranjo e o plano focal, λ é o comprimento de onda da frequência de análise, L é o comprimento do arranjo e θ é o ângulo do ponto focal. Analisando a resolução sobre o eixo, ou seja, para um ponto focal em frente ao arranjo, $\theta = 0$ e a Equação (D.1) se resume a

$$\Delta_{\text{eixo}} = \frac{z}{L} \lambda . \quad (\text{D.2})$$

Como visto no Capítulo 6, a Equação (D.2) apresenta erros para os casos em que um pequeno número de transdutores é utilizado ou quando o comprimento de onda da frequência analisada possui a mesma ordem de grandeza do comprimento do arranjo. Esses erros se apresentam na forma de uma superestimação da resolução para os casos em que o arranjo possui poucos transdutores e uma subestimação da resolução para as baixas frequências.

O fenômeno da superestimação da resolução (exibido na Figura 6.5 (a)) pode ser explicado analisando a equação utilizada para calcular o PRA dos arranjos e medir sua resolução. Essa equação é baseada na Equação (6.1), porém considera apenas a componente x

¹ A dedução completa da equação pode ser encontrada em [163, 178]

do vetor de número de onda, podendo ser dada por

$$W(\mathbf{k}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \exp \left\{ \frac{j 2\pi f \operatorname{sen}(\theta) x_m}{c} \right\} . \quad (\text{D.3})$$

onde x_m representa a posição do transdutor m no eixo x .

Percebe-se que a Equação (D.3) pode ser representada como a média dos valores de uma função seno, com frequência f , amostrada nos pontos $(\operatorname{sen}(\theta) x_m)/c$ [134]. A critério de exemplo, para um arranjo de 0,30 m de comprimento, analisando uma onda plana de incidência normal com frequência de 1500 Hz e considerando $c = 1500$ m/s, ter-se-á um comprimento de onda completo projetado sobre o arranjo, como pode ser visto na Figura D.1. A média desses valores deveria ser igual a zero, mas isso não ocorre pois o valor inicial da sequência é repetido no último elemento. A média passa a se aproximar de zero a medida que o número de transdutores no arranjo aumenta, uma vez que o valor do elemento duplicado é disperso entre os outros elementos.

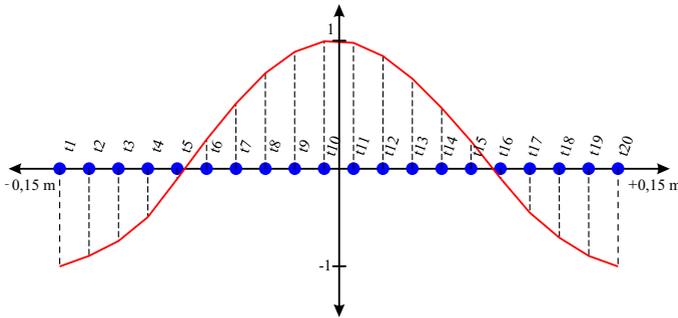


Figura D.1.: Valores de $W(\theta)$ para cada um dos transdutores.

O comportamento mencionado anteriormente evidencia o problema gerado pela amostragem espacial. Embora seja representado por um ponto em uma determinada posição, um transdutor em um arranjo é, para critérios de cálculo, um elemento com uma determinada dimensão. O tamanho desse elemento é dado pela distância que separa cada um dos transdutores. Dessa maneira, é possível perceber que o tamanho efetivo do arranjo (L') na verdade é

diferente da distância que separa os transdutores extremos (L), uma vez que o tamanho dos elementos que compõem o arranjo deve ser considerado no cálculo de seu tamanho efetivo.

Ao aumentar o número de transdutores em um arranjo com comprimento fixo, o tamanho do elemento diminui, e o tamanho efetivo do arranjo se aproxima de seu tamanho físico. Essa tendência é evidenciada na Figura D.2.

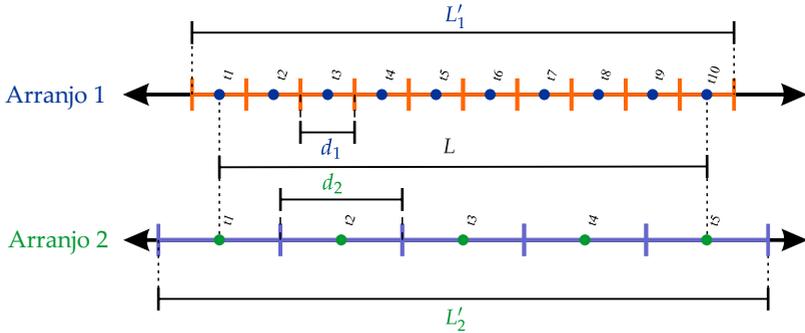


Figura D.2.: Definição do tamanho do elemento e da relação com D' e D .

Matematicamente, o tamanho efetivo (L') de um arranjo linear regular (igualmente espaçado) pode ser calculado com base no tamanho do elemento (d) por:

$$L' = Md = M \left(\frac{L}{M-1} \right) . \quad (\text{D.4})$$

A Equação (D.4) pode ser substituída na original da resolução (Equação (D.2)), de forma a corrigir os erros associados à amostragem espacial do arranjo, tomando-se

$$\Delta'_{\text{eixo}} = \frac{z}{L} \cdot \lambda \cdot \frac{M-1}{M} . \quad (\text{D.5})$$

O erro no domínio frequência, representado na Figura 6.5 (b), está associado à aproximação que assume o lóbulo principal estreito em relação ao comprimento do arranjo. Como a largura de lóbulo é

inversamente proporcional à frequência, para baixas frequências essa consideração não é válida. Ao se aumentar a frequência, a largura de lóbulo diminui, logo, a consideração passa a ser válida e as previsões feitas pela Equação (D.2) tornam-se mais exatas.

Para analisar esse erro, considera-se um lóbulo delimitado por dois vetores de número de onda de mesmo módulo, $|\mathbf{k}_1| = |\mathbf{k}_2| = k$, sendo \mathbf{k}_1 apontado para o pico do lóbulo e \mathbf{k}_2 para o primeiro zero do PRA. O ângulo formado entre esses dois vetores é dado por ϕ , e define a largura do lóbulo. Quando ϕ não é diferencial, observa-se dois triângulos formados pelos vetores de número de onda, com seus respectivos catetos Δ e Δ' . Quanto mais largo o lóbulo, maior a diferença entre Δ e Δ' como pode ser visto na Figura D.3 (a). Na dedução da Equação (D.2) considerou-se ϕ diferencial ($\phi = d\phi$), e nesse caso $\Delta \approx \Delta'$, Figura D.3 (b).

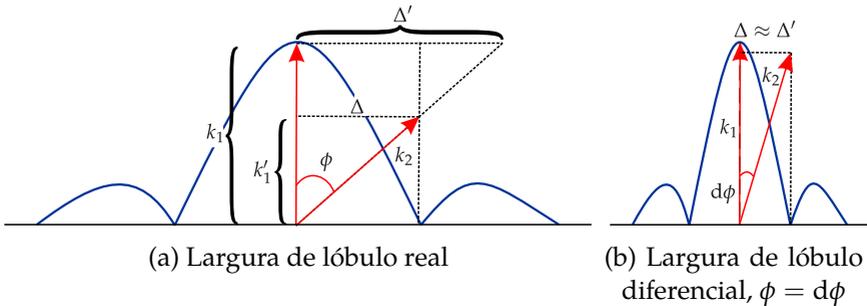


Figura D.3.: Erro na estimativa da resolução para lóbulos largos (baixa frequência).

Para casos em que a aproximação acima não é válida, pode-se obter Δ' a partir das relações:

$$\Delta' = \tan(\phi) k_1, \tag{D.6.a}$$

$$\Delta = \tan(\phi) k'_1, \tag{D.6.b}$$

$$k'_1 = \cos(\phi) k_2, \tag{D.6.c}$$

e a relação Δ' / Δ pode ser dada por:

$$\frac{\Delta'}{\Delta} = \frac{\tan(\phi) k_1}{\tan(\phi) \cos(\phi) k_2} , \quad (\text{D.7})$$

e, assim,

$$\Delta' = \Delta \frac{1}{\cos(\phi)} , \quad (\text{D.8})$$

onde ϕ é a largura do lóbulo em graus. Para se calcular ϕ , pode-se utilizar a relação para o cálculo do primeiro zero do PRA, dada por [163]

$$K_{\min}^0 = \frac{2\pi}{L} \quad (\text{D.9})$$

na qual K_{\min}^0 é a posição do primeiro zero do PRA. Considerando $K_{\min}^0 = k_x = k \cdot \text{sen}(\phi)$, tem-se

$$\frac{2\pi f}{c} \text{sen}(\phi) = \frac{2\pi}{L} , \quad (\text{D.10})$$

$$\phi = \text{sen}^{-1} \left(\frac{c}{L f} \right) . \quad (\text{D.11})$$

Substituindo a Equação (D.11) em (D.8), chega-se a correção para os erros na frequência:

$$\Delta' = \Delta \cdot \frac{1}{\cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{c}{L f} \right) \right)} , \quad (\text{D.12})$$

e finalmente, utilizando a Equação (D.12) em combinação com a Equação (D.5), obtêm-se a equação final, corrigida, que define a resolução em arranjos lineares e regulares de transdutores:

$$\Delta''_{\text{eixo}} = \frac{z}{L} \lambda \frac{M-1}{M} \frac{1}{\cos \left(\text{sen}^{-1} \left(\frac{\lambda}{L} \right) \right)} . \quad (\text{D.13})$$

E Resultados complementares

Este apêndice apresenta resultados de sonar complementares aos discutidos nas Seções 5.7 e 6.9. No que concerne os sonares de feixe único, são apresentadas diversas imagens de sonar geradas para o mesmo ambiente, mas utilizando diferentes sinais de excitação. Os tópicos relacionados ao sonar de múltiplos feixes são: os resultados apresentados na Seção 6.9 processados utilizando o algoritmo de *beamforming* e o efeito da rugosidade do superfície na detecção do fundo.

E.1 Sonar de feixe único

Os resultados exibidos na Seção 5.7 Utilizaram diferentes tipos de sinal de excitação para analisar diferentes ambientes. Esta seção irá utilizar vários tipos de sinais de excitação para analisar o mesmo ambiente. Dessa forma é possível atestar a robustez do algoritmo e avaliar a influência do sinal de excitação nas respostas geradas pelo algoritmo.

O ambiente utilizado utiliza o fundo suave descrito na Seção 5.7, com rugosidade modelada através do espectro de Von Karman, utilizando os parâmetros $\gamma_1 = 4$, $K_0 = 0,1$ e w_1 correspondente ao valor RMS de 0,025 m, com angulação máxima de 10° . o substrato foi modelado através do modelo de fluido equivalente com valores de $c_p = 1.650$ m/s e $\rho_p = 2.046$ kg/m³. A coluna d'água foi considerada homogênea, com velocidade de propagação do som constante de $c_w = 1.500$ m/s e densidade $\rho_w = 1.000$ kg/m³. Inseriu-se ruído branco nos sinais de todas as rodadas de simulação, com distribuição gaussiana e amplitude para uma relação sinal-

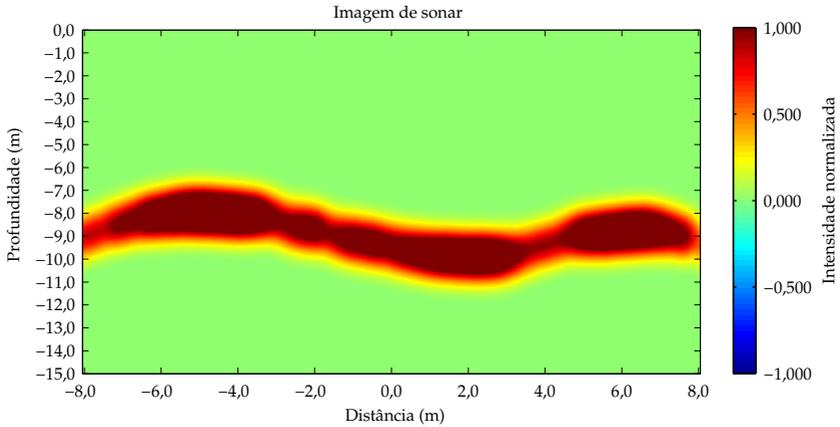
ruído de 10 dB.

Os sinais de excitação utilizados foram: CHIRP modulado por uma gaussiana, com frequência inicial de 500 Hz, frequência de modulação de 1 kHz, tempo de pulso de 5 ms e frequência de amostragem de 100 kHz; CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 60 kHz, frequência de modulação de 50 kHz, tempo de pulso de 1 ms e frequência de amostragem de 500 kHz; CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 100 kHz, frequência de modulação de 150 kHz, tempo de pulso de 1 ms e frequência de amostragem de 500 kHz; CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 200 kHz, frequência de modulação de 400 kHz, tempo de pulso de 1 ms e frequência de amostragem de 2 MHz. As Figuras E.1, E.2, E.3 e E.1 mostram, respectivamente os resultados para cada um dos sinais.

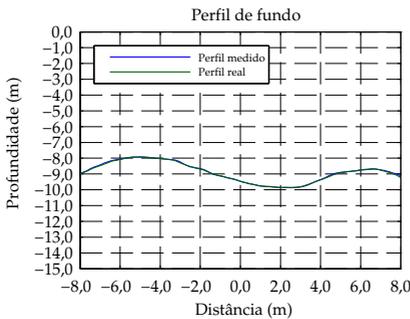
A análise das respostas mostra que o algoritmo de localização de fundo é robusto tanto para baixas frequências quanto para altas frequências, sendo o desvio padrão dos erros foi inferior à 10 cm para todos os sinais de excitação ensaiados. Para frequências de modulação próximas de 80 kHz o algoritmo de detecção de fundo se mostrou menos eficiente, uma vez que essa banda é a mais influenciada pela rugosidade utilizada. A Tabela E.1 sumariza os desvios padrão encontrados.

Tabela E.1.: Erro de estimativa de fundo para diferentes sinais de excitação.

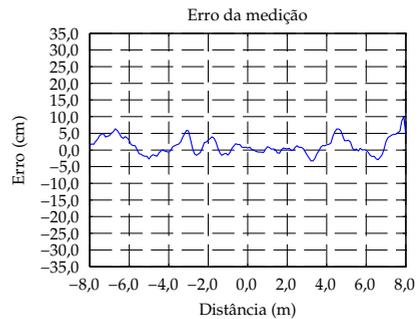
Sinal de excitação	Desvio Padrão
CHIRP com modulação de 1 kHz	2,56 cm
CHIRP com modulação de 80 kHz	7,70 cm
CHIRP com modulação de 150 kHz	3,14 cm
CHIRP com modulação de 400 kHz	2,47 cm



(a) Mapa de sonar de feixe único.

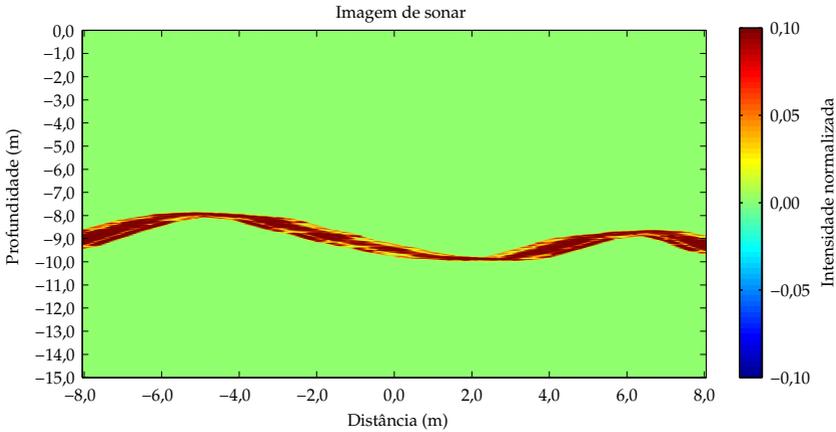


(b) Perfil de fundo.

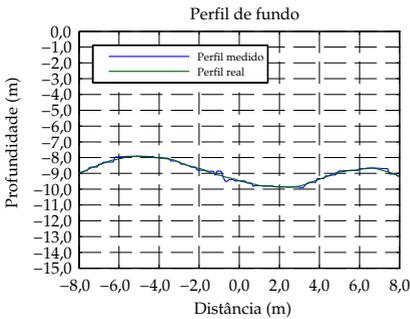


(c) Erro da simulação.

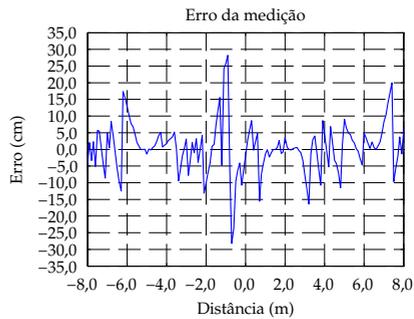
Figura E.1.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave. CHIRP modulado por uma gaussiana, com frequência inicial de 500 Hz, frequência de modulação de 1 kHz e tempo de pulso de 5 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 100 kHz. Desvio padrão de 2,56 cm em relação a profundidade exata.



(a) Mapa de sonar de feixe único.

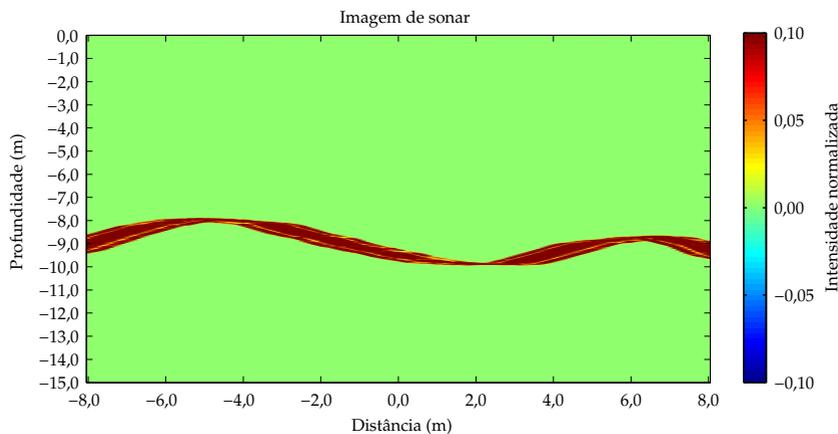


(b) Perfil de fundo.

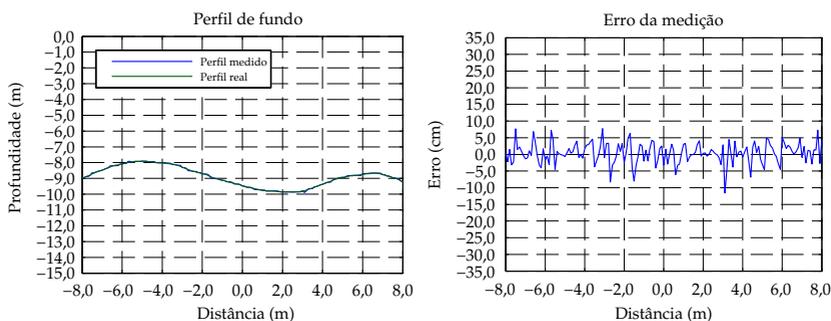


(c) Erro da simulação.

Figura E.2.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 80 kHz, frequência de modulação de 80 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 500 kHz. Desvio padrão de 7,70 cm em relação a profundidade exata.



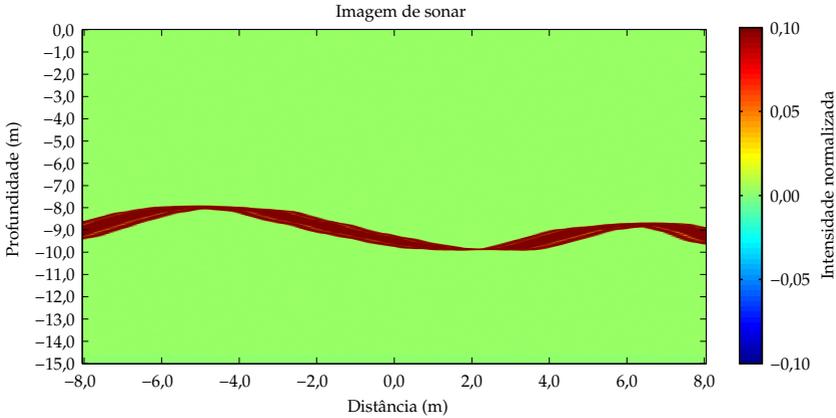
(a) Mapa de sonar de feixe único.



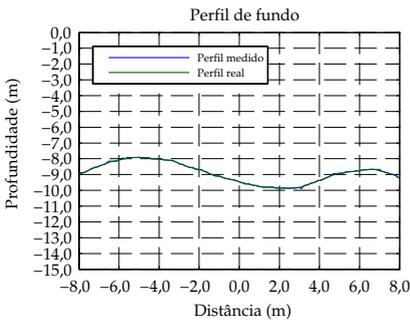
(b) Perfil de fundo.

(c) Erro da simulação.

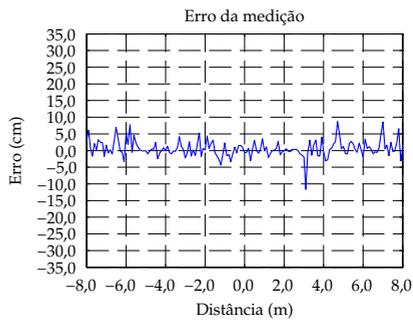
Figura E.3.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 100 kHz, frequência de modulação de 150 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 500 kHz. Desvio padrão de 3,14 cm em relação a profundidade exata.



(a) Mapa de sonar de feixe único.



(b) Perfil de fundo.



(c) Erro da simulação.

Figura E.4.: Resultado do algoritmo de feixe único para um fundo suave. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris modificada, com frequência inicial de 200 kHz, frequência de modulação de 400 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Direcionalidade de $9,8^\circ$, resolução longitudinal de 0,1 m, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 2 MHz. Desvio padrão de 2,47 cm em relação a profundidade exata.

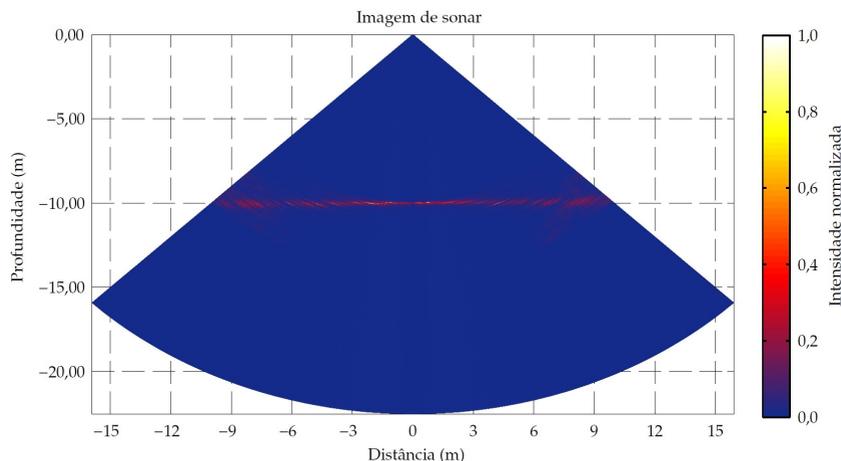
E.2 Sonar de múltiplos feixes

Esta seção apresenta resultados complementares ao Capítulo ???. São exibidos os resultados da Seção 6.9 processados utilizando o

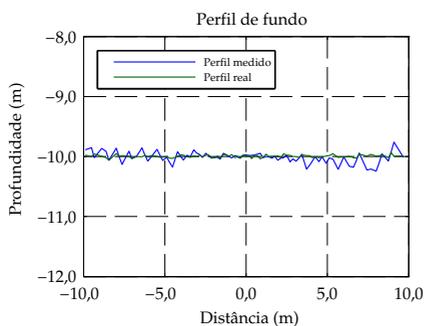
algoritmo de *beamforming*, bem como resultados de para diferentes amplitudes de rugosidade.

E.2.1 Resultados utilizando o algoritmo de *beamforming*

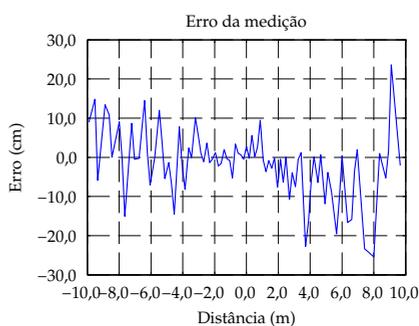
Caso apresentado na Figura 6.15, processado utilizando o algoritmo de *beamforming*.



(a) Imagem gerada pelo algoritmo de *beamforming*.



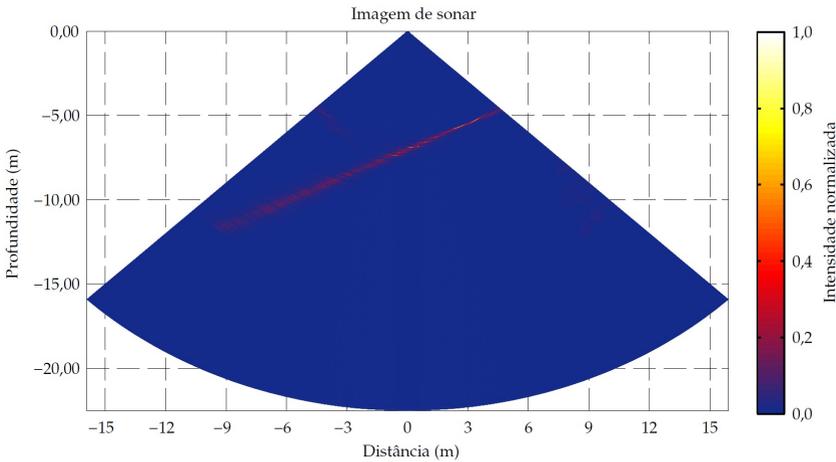
(b) Perfil de fundo.



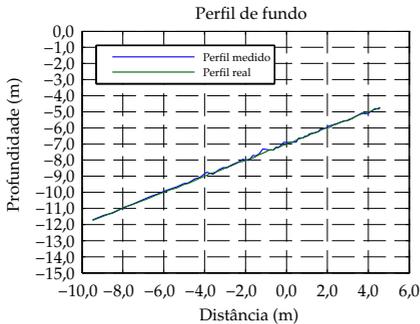
(c) Erro da simulação.

Figura E.5.: Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo plano. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

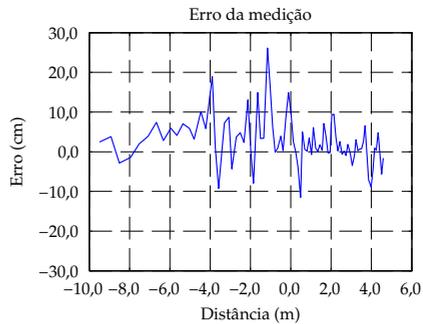
Caso apresentado na Figura 6.17, processado utilizando o algoritmo de *beamforming*.



(a) Imagem gerada pelo algoritmo de *beamforming*.



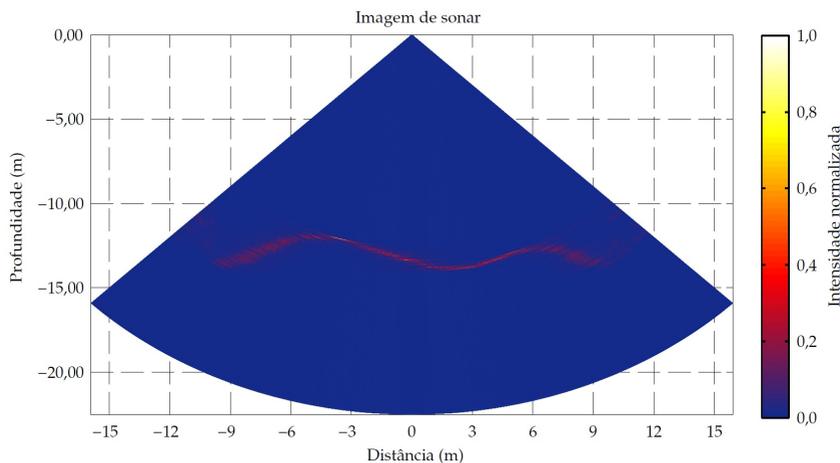
(b) Perfil de fundo.



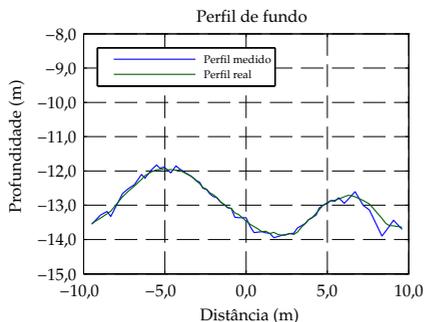
(c) Erro da simulação.

Figura E.6.: Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo plano. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

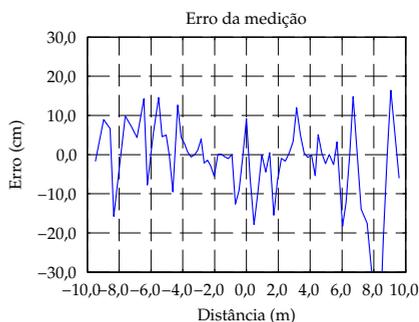
Caso apresentado na Figura 6.18, processado utilizando o algoritmo de *beamforming*.



(a) Imagem gerada pelo algoritmo de *beamforming*.



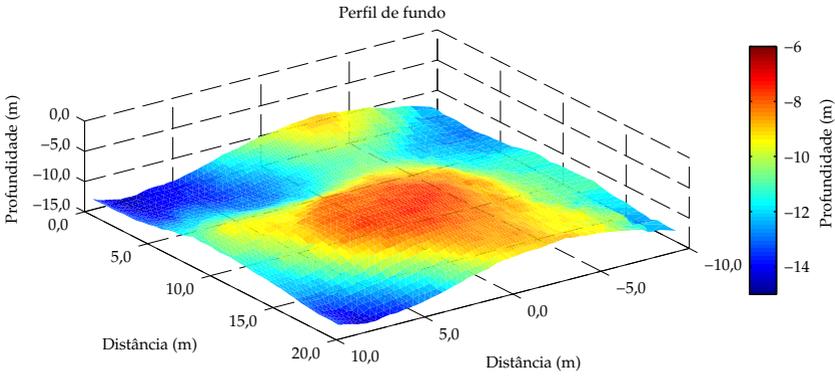
(b) Perfil de fundo.



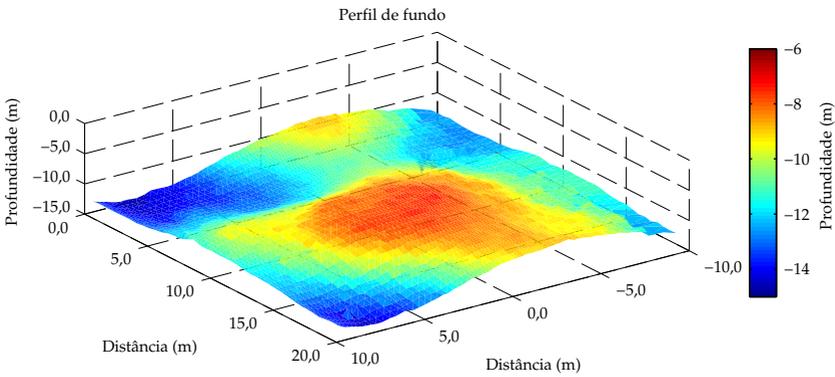
(c) Erro da simulação.

Figura E.7.: Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo plano. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 10 kHz, frequência de modulação de 90 kHz e tempo de pulso de 3 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 15 dB, frequência de amostragem de 500 kHz.

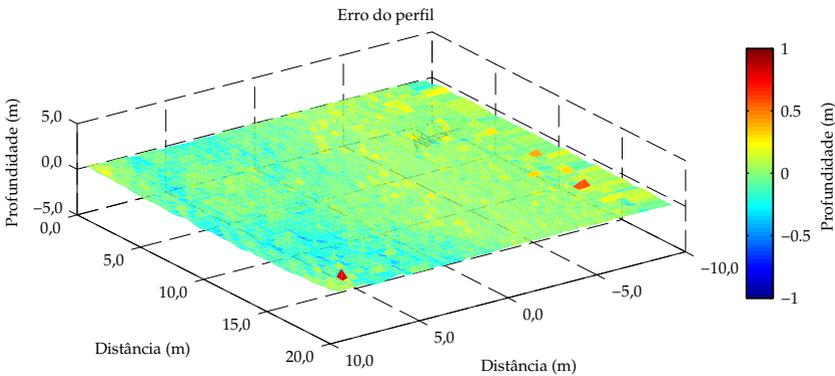
Caso apresentado na Figura 6.19, processado utilizando o fator de coerência.



(a) Perfil real.



(b) Perfil simulado.



(c) Erro do perfil.

Figura E.8.: Simulação de um ambiente 3D utilizando o sonar de múltiplos feixes.

E.2.2 Efeito da rugosidade

Um fenômeno que pode gerar erros e dificultar a obtenção de resultados válidos utilizando sonares de múltiplos feixes é a grande diferença de amplitude entre os ecos gerados pela reflexão especular e aqueles gerados pelo espalhamento. Essa diferença de amplitudes faz com que, para muitas situações, os lóbulos secundários gerados por reflexões especulares tenham tamanho comparável ou até maior do que os lóbulos principais de respostas geradas por ecos advindos do fenômeno de espalhamento, Figura E.9.

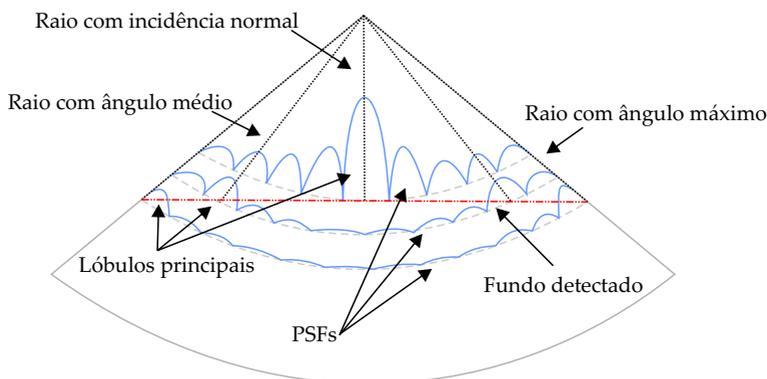
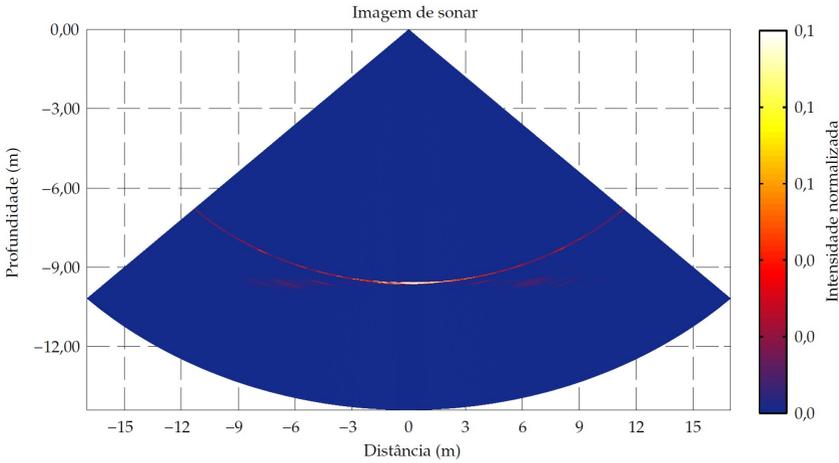


Figura E.9.: Efeito dos lóbulos laterais originários da reflexão especular na detecção de fundo.

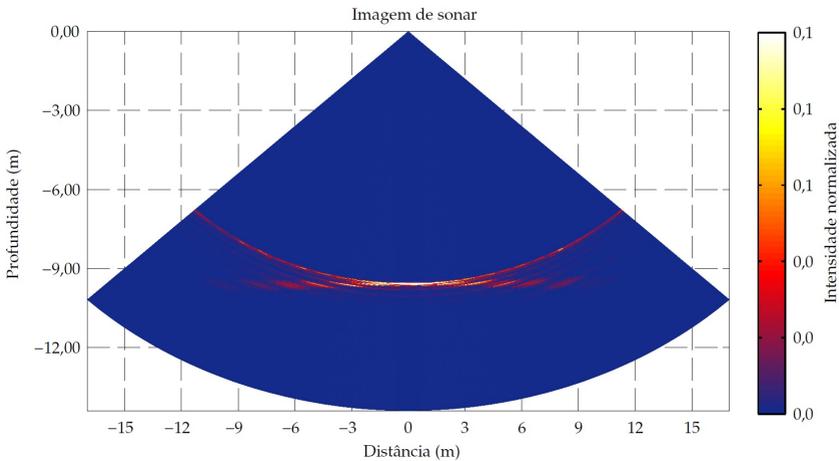
Para fundos com pequena rugosidade, é imprescindível que o arranjo possua alta faixa dinâmica, de forma a reduzir os lóbulos laterais gerados pelas reflexões especulares. Uma das formas mais simples de cumprir esse requisito é o aumento do número de hidrofones do arranjo. Essa solução, porém, pode aumentar consideravelmente os custos do dispositivo.

Para observar o efeito de fundos com pequena rugosidade no sonar de múltiplos feixes, foram simulados dois perfis planos utilizando o algoritmo de *beamforming*, com rugosidade definida pelo espectro de von Karman com os parâmetros $\gamma_1 = 4$, $K_0 = 0,1$ e w_1 correspondente ao valor RMS de 0,025 m e $\gamma_1 = 4$, $K_0 = 0,5$ e

w_1 correspondente ao valor RMS de 0,030 m. A Figura E.10 mostra os resultados obtidos.



(a) Rugosidade RMS de 0,025 m.



(b) Rugosidade RMS de 0,030 m.

Figura E.10.: Resultados do algoritmo de múltiplos feixes gerados para um fundo plano. CHIRP modulado por uma janela Blackman-Harris adaptada, com frequência inicial de 150 kHz, frequência de modulação de 100 kHz e tempo de pulso de 1 ms. Arranjo com 41 sensores, relação sinal-ruído do ambiente de 10 dB, frequência de amostragem de 800 kHz.

Observa-se na Figura E.10 (a) que o fundo praticamente não é detectável e os lóbulos laterais gerados pela reflexão especular, que acontece no ponto (0,-9), superam as reflexões do fundo. Na Figura E.10 (b) a rugosidade é maior e por esse motivo os ecos gerados pelo espalhamento tem maior amplitude. Percebe-se que o fundo passa a ser distinguível, embora a influência dos lóbulos laterais da resposta da reflexão especular ainda sejam fortes. Conforme o ângulo de incidência aumenta (ou diminui), a resposta do espalhamento passa a ser mais fraca, e o fundo deixa de ser perceptível.

Outra solução para a localização do fundo em situações de fundo com pequena rugosidade é o uso do fator de coerência. A Figura E.11 mostra os mesmos dados simulados na Figura E.10 (a) mas desta vez processados com o fator de coerência. Pode-se observar que a utilização do fator de coerência torna o fundo detectável, e diminui a influência dos lóbulos laterais. Isso ocorre pois os lóbulos laterais estão correlacionados apenas para uma posição do espaço, e são filtrados pelo denominador do fator de coerência.

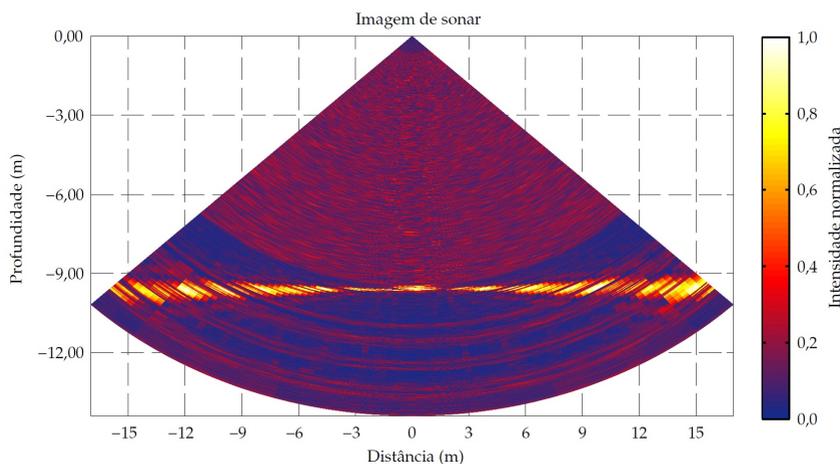


Figura E.11.: Fundo com rugosidade RMS de 0,030 m processado com o fator de coerência.

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-graduação em Engenharia Mecânica,
Departamento de Engenharia Mecânica, do
Centro Tecnológico da Universidade Federal
de Santa Catarina, como requisito para
obtenção do Título de Mestre em Engenharia
Mecânica

Orientador: Prof. Dr. Julio Cordioli
Co-orientador: Prof Dr. William D'A. Fonseca
Co-orientador: Ph.D. Samuel Pinson