

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

Mateus Sousa Dias

**SONDAGEM, CARACTERIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DO
CANAL ACÚSTICO SUBMARINO EM ÁGUAS RASAS**

NITERÓI
2015

Mateus Sousa Dias

**SONDAGEM, CARACTERIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DO
CANAL ACÚSTICO SUBMARINO EM ÁGUAS RASAS**

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

Orientadora: Prof^a. Dra. Leni Joaquim de Matos

NITERÓI
2015

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

D541 Dias, Mateus Sousa

Sondagem, caracterização e simulação do canal acústico submarino em águas rasas / Mateus Sousa Dias. – Niterói, RJ : [s.n.], 2015.

93 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2015.

Orientador: Leni Joaquim de Matos

1. Sistema de telecomunicações. 2. Comunicação acústica submarina. 3. Propagação de sinal. I. Título.

CDD 621.382

MATEUS SOUSA DIAS

**SONDAGEM, CARACTERIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DO
CANAL ACÚSTICO SUBMARINO EM ÁGUAS RASAS**

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

BANCA EXAMINADORA

Aprovada em 17 de dezembro de 2015.

Prof.^a Leni Joaquim de Matos - Orientadora
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Maurício Weber Benjô da Silva
Universidade Federal Fluminense - UFF

Ângelo Antônio Caldeira Canavitsas
PETROBRAS

NITERÓI

2015

Esta dissertação é dedicada
aos meus amados pais, Fábio e Neuza, pelo amor, dedicação e carinho.

Agradecimentos

À Prof.^a Dra. Leni Joaquim de Matos, por sua enorme dedicação e apoio na orientação, sempre disposta a partilhar seu vasto conhecimento e experiência com seus alunos.

Aos professores Eduardo Vale e Júlio César Rodrigues Dal Bello, pela oportunidade na participação no projeto.

A todos que participaram na realização e planejamento da campanha de medições, alunos e ex-alunos da UFF, em especial Vinícius Puga, Paula Pinna e Pedro Vieira.

À Universidade Federal Fluminense, pelos auxílios concedidos.

À Marinha do Brasil, pela disponibilização de equipamentos e dispositivos para a realização das medições, sempre incentivando a busca por inovação e excelência, em especial ao Tenente Guarino, Engenheiro Jefferson, Comandante Messias e Comandante Simões.

A todos os professores e funcionários do Departamento e da PGSS em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações, pelos ensinamentos e pela colaboração.

Aos meus pais, Fábio e Neuza, por tudo que tenho e pela pessoa que sou. Todo objetivo que conquistei e conquistarei são deles.

Resumo

A área de pesquisa voltada para o desenvolvimento da comunicação acústica submarina vem ganhando destaque nos últimos anos e este trabalho é um dos resultados da parceria entre a Marinha do Brasil e Universidade Federal Fluminense, cujo objetivo maior reside na otimização de sistemas acústicos de comunicação submarina. Uma das etapas para se conquistar tal objetivo consiste no estudo do canal acústico submarino, buscando-se entender que fatores possuem impacto significativo na propagação, como extrair parâmetros que auxiliem em sua caracterização e que modelo matemático pode ser utilizado para representar o canal.

À vista disso, são apresentados resultados obtidos pelo processamento dos dados relativos às medições no meio submarino, incluindo parâmetros bem difundidos na comunidade científica para a caracterização do canal de propagação do sinal, tais como retardo, espalhamento de retardo e espalhamento Doppler. Finalmente, é proposto um modelo de simulação que representa o canal sondado de águas rasas em baixas frequências.

Palavras-chave: canal acústico submarino; UWAC; dispersão em UWAC; simulação.

Abstract

The research area dedicated to underwater acoustic communication development has been gaining interest in recent years.

This work is one of the results obtained through a partnership between Marinha do Brasil and Universidade Federal Fluminense, whose greater objective consists in the underwater communication acoustic systems optimization. One of the steps required in order to achieve such goal resides in studying the underwater acoustic channel, searching better comprehension of factors that significantly impact the propagation; how to obtain parameters that aid in its characterization and which mathematical model can be used to represent the channel itself.

In sight of this, results obtained through in field measurements are shown here, in form of well-known parameters, such as delay, delay spread and Doppler spread. Ultimately, a simulation model is proposed, with the expectation that it will be able to trustworthily represent the sounded channel.

Keywords: underwater acoustic channel; UWAC; UWAC dispersion; simulation.

Sumário

1	Introdução	16
1.1	MOTIVAÇÃO	16
1.2	HISTÓRICO E ESTADO DA ARTE DA COMUNICAÇÃO ACÚSTICA SUBMARINA	17
1.3	OBJETIVOS	19
1.4	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	19
2	CANAL ACÚSTICO SUBMARINO	21
2.1	ONDAS ACÚSTICAS	21
2.2	PERDAS DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS VS ONDAS ACÚSTICAS NO MEIO SUBMARINO	22
2.3	VELOCIDADE DO SOM	24
3	TEORIA DE PROPAGAÇÃO NO CANAL MÓVEL	27
3.1	EFEITOS DE MULTIPERCURSO	28
3.1.1	MODELOS DE ESPALHAMENTO	31
3.2	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA ESTREITA	34
3.2.1	PERDA DO PERCURSO (<i>PATH LOSS</i>)	35
3.2.2	DESVANECIMENTO EM GRANDE ESCALA (SOMBREAMENTO)	37
3.2.3	DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	38
3.2.3.2	RAYLEIGH	39
3.2.3.3	RICE	42
3.2.3.4	NAKAGAMI	44
3.2.4	TAXA DE CRUZAMENTO DE NÍVEL E DURAÇÃO MÉDIA DE <i>FADING</i>	46
3.3	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA LARGA	49
3.3.1	TEORIA DE CANAL	49
3.3.1.1	CANAIS DETERMINÍSTICOS	50
3.3.1.2	CANAIS LINEARES ALEATORIAMENTE VARIÁVEIS NO TEMPO	53
3.3.2	PARÂMETROS DE DISPERSÃO	58
3.3.2.1	PARÂMETROS DE DISPERSÃO TEMPORAIS	58
3.3.2.2	PARÂMETROS DE DISPERSÃO NA FREQUÊNCIA	59
4	CAMPANHA DE MEDIÇÕES	61
4.1	DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE MEDIÇÃO	61
4.2	DESCRIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO	63
4.3	DESCRIÇÃO DOS SINAIS DE SONDAGEM	68
5	PROCESSAMENTO DOS DADOS E ANÁLISE DOS RESULTADOS	72
5.1	ANÁLISE DA CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA ESTREITA	72
5.2	ANÁLISE DA CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA LARGA	83

5.3 ANÁLISE DE COBERTURA DE SINAL PARA O CANAL DE ÁGUAS RASAS	84
5.4 ANÁLISE DE MODELOS DE SIMULAÇÃO DO CRM.....	86
6 CONCLUSÃO.....	91
REFERÊNCIAS	93
APÊNDICE	96
A.1 PROGRAMAS DO MATLAB	96

Lista de Figuras

Figura 1 - Esquemático da Plataforma Continental. (Fonte: [1]).....	16
Figura 2 - Comparativo entre ondas longitudinais e transversais. (Fonte: [5]).....	22
Figura 3 - Coeficiente de atenuação vs frequência.	23
Figura 4 - Esquemático de cenário com multipercursos no canal rádio móvel. (Fonte: [8])	27
Figura 5 - Esquemático de cenário com multipercursos no canal acústico submarino. (Fonte: [9])	28
Figura 6 - Componentes sem diferença de fase.	29
Figura 7 - Componentes com diferença de fase de 60°.....	29
Figura 8 - Componentes com diferença de fase de 120°.....	30
Figura 9 - Componentes com diferença de fase de 180°.....	30
Figura 10 - Envoltória de sinal real em ambiente de multipercurso.	31
Figura 11 - Representação cartesiana do Modelo de Aulin para onda que chega ao receptor. (Fonte: [12])	33
Figura 12 - Distinção entre fenômenos de multipercurso.....	35
Figura 13 - Espalhamento esférico (Fonte: [http://www.dosits.org/science/advancedtopics/spreading/])	36
Figura 14 - Espalhamento cilíndrico (Fonte: [http://www.dosits.org/science/advancedtopics/spreading/])	36
Figura 15 - Propagação acústica submarina quando ocorre inversão de velocidade.	37
Figura 16 - Perfis de velocidade em diferentes regiões. (Fonte: [6]).....	37
Figura 17 - Função densidade de probabilidade gaussiana.....	39
Figura 18 - Função densidade de probabilidade de Rayleigh (Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution)	42
Figura 19 - Função densidade de probabilidade de Rice (Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Rice_distribution)	44
Figura 20 - Função densidade de probabilidade de Nakagami-m, com $\Omega=1$. (Fonte: [8])	46
Figura 21 - Taxa de cruzamento de nível e duração média de fading (Fonte: [10])	47
Figura 22 - Modelo de linha de retardo no domínio do tempo. (Fonte: [8]).....	51
Figura 23 - Modelo de linha de conversão no domínio da frequência. (Fonte: [8])	51
Figura 24 - Relação entre funções que caracterizam o canal.....	53
Figura 25 - Relação entre funções de correlação.....	54
Figura 26 - Relação entre funções de correlação em canais WSSUS	57
Figura 27 - Carta Náutica da região de medição.	61
Figura 28 - Pontos de medição do dia 07. (Fonte: <i>Google Earth</i> [®]).....	62
Figura 29 - Pontos de medição do dia 08. (Fonte: <i>Google Earth</i> [®]).....	62
Figura 30 - Esquemático do experimento	63
Figura 31 - Projetor <i>Lubell LL1424HP</i> (Fonte: http://www.lubell.com/LL1424HP.html).....	64
Figura 32 - Visão frontal e traseira do Amplificador <i>Crown CDi 6000</i>	64
Figura 33 - Casador de impedância <i>BI-6001</i>	65
Figura 34 - Resposta em frequência do casador de impedância <i>BI-6001</i>	65
Figura 35 - Interface de aquisição NI USB-6212 BNC	66
Figura 36 - Diagramas vertical e horizontal do hidrofone <i>Reson TC4032</i>	67
Figura 37 - Hidrofone <i>Reson TC4032</i> . (Fonte: http://www.teledyne-reson.com/)	68
Figura 38-Exemplo de sinal <i>chirp</i>	69
Figura 39 - Representação da resposta do canal com efeito de <i>aliasing</i> temporal.....	70
Figura 40 - Representação da resposta do canal sem efeito de <i>aliasing</i> temporal.....	71
Figura 41 - Exemplo de sinal filtrado pelo Filtro de Média Móvel	73
Figura 42 - Efeito do Filtro de Média Móvel.	74
Figura 43 - Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 3 kHz.....	75
Figura 44-Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 6 kHz.	75
Figura 45-Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 3 kHz.	76
Figura 46-Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 6 kHz.	76
Figura 47-Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 3 kHz.	77
Figura 48-Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 6 kHz.	77
Figura 49-Medição de 08-Oct-2014-11-44-12, profundidade de 5 m, 3 kHz.	78
Figura 50-Medição de 08-Oct-2014-11-44-12, profundidade de 5 m, 6 kHz.	78
Figura 51 - Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 3 kHz.	80
Figura 52 - Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 6 kHz.	80
Figura 53 - Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 3 kHz.	81
Figura 54 - Medição de 08-Oct-2014-11-13-28, profundidade de 5 m, 6 kHz.	81
Figura 55-Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 6 kHz.	82

Figura 56–Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 20 m, 6 kHz.	82
Figura 57–Medição de 08-Oct-2014-11-13-28, profundidade de 5 m, 3 kHz.	83
Figura 58 - Atenuação x Distância percorrida 3 e 6 kHz a 25 metros	85
Figura 59 - Atenuação x Distância percorrida 3 e 6 kHz a 40 metros	85
Figura 60 - Comparação de atenuação entre frequências sondadas.....	85
Figura 61 - Retardo de deslocamento.	87
Figura 62 - Distribuição de Nakagami para as amplitudes de multipercursos média do canal sondado.	89
Figura 63 – Matriz dos chirps recebidos filtrados a 25 metros, chirp de 1 a 8 kHz.....	90

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Velocidade do som em diferentes líquidos.....	25
Tabela 2 - Dados operacionais da <i>Lubell LL-1424HP</i>	63
Tabela 3 - Especificações técnicas do amplificador <i>Crown Cdi 6000</i>	64
Tabela 4- Especificações Técnicas da interface NI USB-6212 BNC	66
Tabela 5 - Dados operacionais do Reson TC4032.....	67
Tabela 6 - Erro Médio Quadrático para transmissão em 3 kHz.....	79
Tabela 7 - Erro Médio Quadrático para transmissão em 6 kHz.....	79
Tabela 8 - Parâmetros temporais calculados para <i>chirps</i> de 1 a 8 kHz.....	83
Tabela 9 - Parâmetros de frequência calculados para <i>chirps</i> de 2 a 4 kHz.....	84
Tabela 10 - Parâmetros de frequência calculados para <i>chirps</i> de 5 a 7 kHz	84
Tabela 11 - FDP da amplitude dos multipercursos.....	88
Tabela 12 - Valores médios do parâmetro m da distribuição de Nakagami.	88
Tabela 13 - Valores médios do parâmetro Ω da distribuição de Nakagami.	89

Lista de Equações

Equação 1 - Fator de Absorção	23
Equação 2–Modelo geral para atenuação	24
Equação 3–Velocidade da onda.....	24
Equação 4 – Modelo de Mackenzie para velocidade da onda sonora.....	25
Equação 5 – Modelo para sinal recebido composto por multipercursos.....	31
Equação 6 – Expressão genérica para campo eletromagnético	33
Equação 7 – Expressão de campo eletromagnético do modelo de Aulin em transmissão de sinal CW	33
Equação 8–Expressão de campo recebido após deslocamento do receptor	33
Equação 9 – Componentes em quadratura detector por dado receptor	34
Equação 10–Expressões de ω_n e θ_n	34
Equação 11 – Modelo de perda do percurso em dBdeslocamentodo receptor	35
Equação 12 – Amplitude da onda após i-ésima obstrução do receptor	38
Equação 13 – Expressão de campo recebido após enésima obstrução do receptor	38
Equação 14 – Variável aleatória x deslocamento do receptor	39
Equação 15 – Função densidade de probabilidade da variável aleatória x	39
Equação 16–Portadora genérica em forma exponencial	40
Equação 17 – Sinal resultante como soma de multipercursos	40
Equação 18–Desenvolvimento de Rayleigh	40
Equação 19 – Componentes em quadratura de ambiente Rayleigh	40
Equação 20 – Relação entre componentes em quadratura	40
Equação 21 – Probabilidade conjunta de x e y	41
Equação 22 – Probabilidade conjunta de r e θ	41
Equação 23– Função densidade de probabilidade de Rayleigh	41
Equação 24 – Modelo de sinal recebido de Rice	42
Equação 25 – Sinal recebido de Rice	43
Equação 26 – Função densidade de probabilidade de Rice	43
Equação 27 – Função de Bessel de zerésima ordem modificada.....	43
Equação 28–Função densidade de probabilidade de Nakagami	44
Equação 29 – Parâmetro ω de distribuição de Nakagami	45
Equação 30 – Parâmetro m da distribuição de Nakagami	45
Equação 31 – Função Gamma	45
Equação 32 – Expressão genérica para taxa de cruzamento de nível	47
Equação 33–Taxa de cruzamento de nível de Rayleigh	47
Equação 34 – Fator ρ	48
Equação 35–Taxa de cruzamento de nível de Rice	48
Equação 36–Taxa de cruzamento de nível de Nakagami	48
Equação 37 – Expressão genérica para duração média de desvanecimento	48
Equação 38–Duração média de fading para canais Rayleigh	48
Equação 39 – Duração média de fading para canais Rice	48
Equação 40 – Função de Marcum	49
Equação 41 – Duração média de fading para Nakagami-m.....	49
Equação 42 – Expressão genérica para sinal real	50
Equação 43 – Envoltória complexa da saída do canal linear variante no domínio de tempo	50
Equação 44 - Envoltória complexa da saída do canal linear variante no domínio da frequência	51
Equação 45 - Função de transferência variante no tempo	52
Equação 46– Função de relação entre retardo e Doppler	52
Equação 47 – Relação entre funções determinísticas de cacterização do canal	52
Equação 48 – Função de autocorrelação do sinal de saída	53
Equação 49–Funções de correlação do sistema.....	54
Equação 50 – Expressões de R_h e RT após consideração de canal do receptor	55
Equação 51 – RS e RH após consideração de canal WSSdo receptor	55
Equação 52 – Densidade espectral de potência cruzadasdeslocamento do receptor.....	55
Equação 53 – Funções de autocorrelação R_h e RS deslocamento do receptor	56
Equação 54 – Densidades espectrais de potência Ph e PS deslocamento do receptor	56
Equação 55 – Funções de correlação para canais WSSUSdeslocamento do receptor	56
Equação 56 – Autocorrelação na saída do canal	57

Equação 57 – Autocorrelação de saída do canal para sinal de entrada impulsional	57
Equação 58 – Retardo médio num sistema contínuo	58
Equação 59 – Retardo médio num domínio discreto	58
Equação 60 – Espalhamento de retardo para domínio contínuo	59
Equação 61 – Espalhamento de retardo num domínio discreto	59
Equação 62 – Deslocamento Doppler	59
Equação 63 – Espalhamento Doppler	59
Equação 64 – Erro Médio Quadrático deslocamento do receptor	74
Equação 65 – Modelo matemático para canal UWB deslocamento do receptor	86
Equação 66 – Após convolução	86
Equação 67 – Modelo MSML para resposta ao impulso do canal	86
Equação 68 – Modelo MSML após propriedade de convolução	87
Equação 69 – Função distorção	87
Equação 70 – Instante onde ocorre o impulso	87

1 INTRODUÇÃO

A comunicação submarina vem se tornando um tópico de crescente interesse para diversos setores. Projetos de monitoramento ambiental, exploração do oceano profundo na busca por recursos e missões militares têm atraído a necessidade por desenvolvimento de tecnologia em sistemas de comunicação submarina, entretanto, o Brasil ainda se encontra em estágio inicial em tais campos, uma vez que a telemetria submarina é baseada em extensos e custosos experimentos no mar para elaboração e avaliação dos modelos de simulação.

1.1 MOTIVAÇÃO

O Litoral Brasileiro possui mais de 7400 km de extensão, banhado a leste pelo oceano Atlântico. A chamada “plataforma continental”, região do fundo marítimo, é iniciada na costa e avança para o mar, conforme mostra a Figura 1, e possui largura média de 90 quilômetros e profundidade média de 200 metros [1].

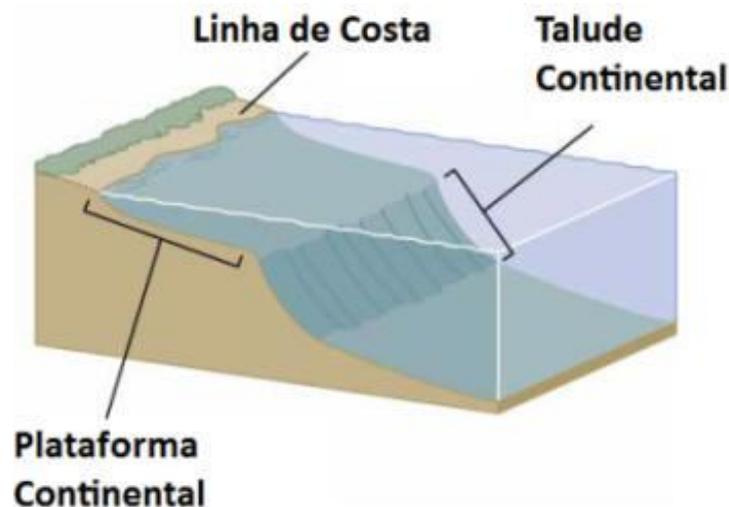


Figura 1 - Esquemático da Plataforma Continental. (Fonte: [1])

Devido a sua localização geográfica, o litoral brasileiro possui significativo poder estratégico. Existe intenso transporte marítimo ao longo do ano, desempenhando importante papel na exportação do país, além de outras atividades econômicas, como pesca e turismo. Essa região recebe ainda mais destaque graças à atividade petrolífera, cuja influência na economia nacional é cada vez mais evidente. Pode-se acrescentar, a esta lista, a tarefa de vigilância costeira, uma vez que o aumento no comércio internacional é invariavelmente acompanhado

por um aumento da criminalidade internacional. Atividades como contrabando, terrorismo, tráfico de pessoas e drogas são questões vitais para as autoridades governamentais. Considerando-se a já citada extensão do litoral brasileiro, tais atividades ilegais têm as vias navegáveis como um potencial meio.

Dentro desse contexto, torna-se uma tarefa fácil ponderar a importância do estabelecimento de uma sólida base de conhecimento da comunicação submarina e posterior desenvolvimento de tecnologia para sua execução. Infelizmente, no atual cenário, o Brasil ainda se encontra dependente de importação de produtos e conhecimento. Estudos como o adiado nesta dissertação representam um importante passo no desenvolvimento de tecnologia nacional.

1.2 HISTÓRICO E ESTADO DA ARTE DA COMUNICAÇÃO ACÚSTICA SUBMARINA

Pode-se afirmar que o estudo da acústica submarina teve início em Aristóteles, um dos primeiros a notar que o som pode ser ouvido debaixo da água de forma semelhante como no ar. Leonardo da Vinci notou fenômeno semelhante [2], ao observar que navios poderiam ser ouvidos a grandes distâncias em meio submarino, entretanto, somente através das pesquisas de Marin Mersenne e Galileu, ocorridas quase 200 anos após as observações de da Vinci, o conhecimento sobre o processo acústico sofreu avanços significativos, estabelecendo-se a fundação para o estudo da acústica.

Em 1687, Sir Issac Newton, através da publicação de *Princípios Matemáticos da Filosofia Natural*, desenvolveu a teoria matemática de como a onda sonora se desloca. Mesmo Newton mantendo foco na propagação da onda em meio aéreo [2], a mesma teoria matemática se aplica ao som em meio submarino. Durante os anos 1800, foram realizadas as primeiras medições bem sucedidas da velocidade do som na água. A partir daí, diversos cientistas começaram a imaginar aplicações práticas para a acústica submarina, sendo a primeira delas a determinação da profundidade do mar através de ecos. Décadas depois, por volta de 1878, John Willian Strut, mais conhecido como Lorde Rayleigh, foi o primeiro a formular a equação de propagação da onda.

Durante a Primeira Guerra Mundial, ocorrida entre 1914-1918, o uso de submarinos e minas subaquáticas influenciou profundamente o desenvolvimento da acústica submarina. Em 1917, Paul Langevin, um físico francês, utilizou o efeito piezoelétrico para montar um sistema de eco-batimento [2]. Em 1918, ecos foram recebidos de um submarino pela primeira vez em distâncias superiores a 1500 metros. Já durante a Segunda Guerra Mundial, 1935-1949, os avanços neste campo, assim como em diversas outras áreas de pesquisa, foram envoltos em

segredos e sigilo. Os principais esforços foram destinados à realização de medições e análise de fatores que influenciam o desempenho de sistemas de eco-batimento, que mais tarde passariam a ser conhecidos como “*sonar*”, como um acrônimo para *SOund Navigantion And Ranging*.

Entre as décadas de 60 e 70, melhorias significativas no método matemático foram alcançadas. Nesta época, o uso da forma parabólica da equação de onda [2] permitiu soluções numéricas eficientes para investigações teóricas e predições práticas em ambientes com forte dependência do alcance. Antes do final da década de 70, foram publicadas algumas tentativas de modems acústicos [2]. Sistemas analógicos foram desenvolvidos, mas eram, basicamente, alto-falantes mais sofisticados que, obviamente, não eram capazes de mitigar a distorção introduzida pelo canal submarino altamente reverberante. Neste momento, seguindo a tendência da radiocomunicação de desenvolver técnicas para combater o *fading* atmosférico, começaram a ser utilizados sistemas que empregam modulação por chaveamento de frequência (*frequency shift-keying - FSK*). A mudança para comunicação digital foi importante em dois aspectos: primeiramente, permite o uso de técnicas de correção de erro explícitas visando o aumento da confiabilidade das transmissões; em segundo, permite um certo nível de compensação pela reverberação do canal, tanto no domínio do tempo (multipercursos) quanto da frequência (espalhamento Doppler).

Na década seguinte, novos métodos e recursos computacionais auxiliaram na compreensão da estrutura e estabilidade de campos acústicos. O aumento obtido na eficiência de banda estimulou pesquisadores a desenvolverem modulações capazes de lidar com a variabilidade temporal e multipercursos dispersivos do oceano.

No início dos anos 90, através da utilização de modulação QPSK (*quadrature phase-shift-keying*), foi obtido um enlace de dados de 1000 bits/seg a 90 quilômetros de distância [2]. Em meados dos anos 2000, iniciaram-se desenvolvimentos mais direcionados no modelamento e predição das características acústicas do oceano, analisando-se como essas propriedades afetam a propagação, espalhamento e reverberação. Estudos recentes no campo da acústica submarina têm revelado crescente interesse em mamíferos marinhos devido sua surpreendente sensibilidade acústica, principalmente às atividades humanas em seu ambiente, tais como explorações geofísicas, extração de petróleo e gás em zonas *offshore*, extração de minérios, navegação, etc.

As zonas de águas rasas definem grande parte da região costeira mundial. Compreender a propagação e o espalhamento acústico neste ambiente é essencial para diversas aplicações,

como mapeamento batimétrico, comunicação submarina, e aplicação do método inverso para determinação de propriedades ambientais tanto na coluna d'água quanto no fundo.

Avanços significativos têm sido obtidos na evolução de veículos submarinos não tripulados. Como plataformas para sensores acústicos, os AUVs (*Autonomous Underwater Vehicles*) provêm suporte para operações de mapeamento de alta resolução. No Brasil, em julho de 2013, foi realizada aquisição de dados numa profundidade de quase três mil metros.

1.3 OBJETIVOS

Esta pesquisa objetiva a caracterização experimental, em faixa estreita e faixa larga, e simulação do canal acústico submarino. Distribuições estatísticas que mais se ajustam ao desvanecimento em pequena escala e parâmetros faixa estreita, como a taxa de cruzamento de nível e duração média de desvanecimento, são determinados. Também são determinados os parâmetros de dispersão através da sondagem faixa larga com a transmissão de *chirps*, cujo conhecimento permite a escolha adequada do equalizador e da taxa de bits, que permitirão uma comunicação com maior confiabilidade, tendo efeitos de interferência intersimbólica amenizado. Em seguida, um modelo de simulação, partindo dos resultados empíricos, é testado no canal.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O capítulo 2 tem como foco elucidar as principais definições a respeito do canal acústico submarino. Será apresentado um breve argumento sobre as vantagens da propagação de ondas sonoras sobre as eletromagnéticas ou eletroópticas no meio aquático. Em seguida, será discutido um modelo matemático para a velocidade do som neste meio, cujo comportamento varia de acordo com temperatura, salinidade e profundidade ambiente. Posteriormente, serão exibidos os principais impactos prejudiciais à transmissão ao se utilizar ondas sonoras, estabelecendo uma comparação à transmissão através de ondas eletromagnéticas no ar e analisando as diferenças obtidas para o espalhamento de retardo e espalhamento Doppler.

No capítulo 3 pode ser encontrada sucinta base teórica sobre a propagação no canal móvel aplicada no desenvolvimento desta dissertação de forma a fornecer ao leitor o suficiente para bom entendimento das premissas assumidas, do processamento realizado e das conclusões alcançadas. A análise da propagação no canal móvel pode ser realizada em duas instâncias: caracterização do canal em faixa estreita e em faixa larga. Na primeira, são definidos os

parâmetros de perda no percurso (*path loss*), desvanecimento em grande escala, desvanecimento em pequena escala, além da taxa de cruzamento de nível e duração média de *fading*. Na segunda, a caracterização em larga escala, é introduzido o conceito de parâmetros de dispersão, cuja participação é fundamental na caracterização de um canal.

O capítulo 4 apresenta um descritivo da campanha de medição realizada, com detalhes do ambiente de medição, condições climáticas, carta náutica da área onde foi realizado o experimento, além de algumas imagens aéreas convenientes para o entendimento do leitor. Posteriormente, são exibidas importantes características dos equipamentos utilizados, e sua influência na definição da faixa de frequência escolhida e do sinal obtido.

O capítulo 5 representa o cerne desta dissertação. Nele, são esclarecidas as metodologias para aquisição de dados e rotas traçadas entre transmissão e recepção. Em seguida, são apresentadas as análises da caracterização em faixa estreita e larga, através dos resultados obtidos por processamento dos dados medidos. Em seguida, um modelo de simulação é testado, partindo dos resultados experimentais.

Finalmente, o capítulo 6 contém as conclusões atingidas após análise dos resultados, sugerindo possíveis estudos futuros.

2 CANAL ACÚSTICO SUBMARINO

O meio submarino representa um enorme desafio para o estabelecimento de telecomunicações. Enquanto a propagação pela atmosfera é atividade comum para qualquer pesquisador da área, o fundo do mar permanece como um mistério. Isso ocorre, pois o meio submarino possui características físicas obviamente distintas da atmosfera e os impactos causados por tais distinções ainda estão sendo estudados, o que pode ser verificado pela bibliografia, que é mais recente neste tipo de comunicação. Ademais, não pode ser estabelecido um único modelo matemático que represente todo meio submarino, visto que uma região possui características de propagação distintas de qualquer outra região. Conforme descrito em [3], não existe um canal acústico típico ou médio nem mesmo numa pequena região do globo terrestre.

Este capítulo engloba a propagação acústica e esclarece algumas das diferenças mais impactantes com a propagação eletromagnética.

2.1 ONDAS ACÚSTICAS

A propagação de ondas sonoras, em qualquer meio, pode ser denominada como propagação “acústica” diferindo, fundamentalmente, da eletromagnética ou eletroóptica, por realizar transferência de energia através de vibrações mecânicas pela água, sólidos, gases ou plasma. Estas ondas podem ser categorizadas como longitudinais, cuja direção de vibração é a mesma de sua trajetória, ou transversais, onde a direção de vibração é perpendicular à direção de propagação da onda. Uma vez que fluidos não possuem esforço cortante [4], apenas é possível a propagação de ondas longitudinais no meio submarino.

Ondas longitudinais são compostas por compressões e rarefações. Uma compressão ocorre quando as partículas do meio se encontram mais próximas que o normal. Uma rarefação ocorre quando estas partículas se encontram mais afastadas do que o normal. Pode-se concluir, com isso, que o parâmetro fundamental da onda acústica é a *pressão*. A compressão ou rarefação de moléculas de água ou ar as levam a exercer uma força de restauração que resiste ao movimento. Esta força é notada como pressão (razão entre força e unidade de área). A amplitude da onda será o pico de pressão máxima alcançada num ciclo e, seu comprimento de onda, a distância entre dois pontos de máxima compressão ou rarefação consecutivos. A Figura 2 ilustra os momentos de compressão e rarefação, além de traçar um comparativo entre a propagação transversal e a longitudinal.

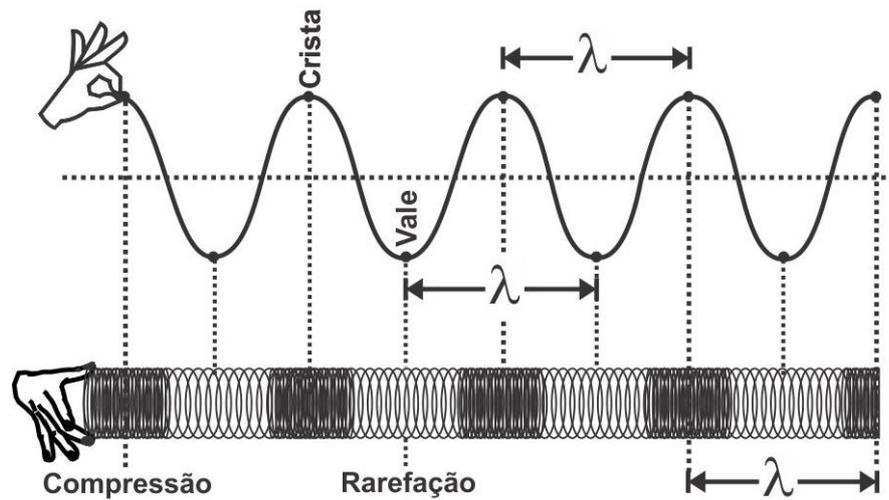


Figura 2 - Comparativo entre ondas longitudinais e transversais. (Fonte: [5])

A comparação estabelecida na Figura 2 deve ser natural ao leitor, visto que a grande maioria da engenharia de telecomunicações usa, como referência, a onda eletromagnética sendo transmitida no ar. Dessa forma, ao longo desta dissertação, sempre que conveniente, será exposto um paralelo entre a propagação de ondas acústicas no meio submarino e a de ondas eletromagnéticas no ar, buscando-se uma melhor visualização dos fenômenos ocorridos e compreender até quando podem ser aplicadas técnicas de alta confiabilidade para o eletromagnetismo no meio submarino.

2.2 PERDAS DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS VS ONDAS ACÚSTICAS NO MEIO SUBMARINO

Ao se considerar comunicação submarina não diretiva pode não parecer óbvio, a princípio, que a propagação acústica representa praticamente o único meio viável de comunicação. Faz-se necessário, portanto, um breve esclarecimento sobre o argumento que embasa essa escolha.

Uma das características únicas do canal submarino é a existência do fenômeno de *absorção*, quando ocorre transferência de energia acústica em calor, ou seja, parte da intensidade sonora é perdida, através de conversão em calor, para as partículas do meio. Quando se analisam as perdas em geral, pode-se afirmar que o meio submarino, além da perda por atenuação com a distância, semelhante à propagação no ar, também apresenta perda pelo fenômeno de absorção. Medições desse tipo de perda, normalmente denotada pelo letra a e expressa em decibéis por quilômetro (dB/km), foram extensivamente realizadas na faixa de 20 a 60 kHz. Explicitar matematicamente a dependência de a pela frequência torna-se uma tarefa

complexa, visto que existem efeitos de diferentes processos ou mecanismos que devem ser levados em conta. Etter [6] apresenta a equação para o fator de absorção, desenvolvida por Thorp, em 1967, provavelmente a mais aceita, sendo válida para frequências abaixo de 50 kHz:

$$a = 1,094 \left[\frac{0,1f^2}{1 + f^2} + \frac{40f^2}{4100 + f^2} \right] \quad (1)$$

onde a é o coeficiente de atenuação, em dB/km e f é a frequência em kHz. A Figura 3 representa a Equação 1 graficamente.

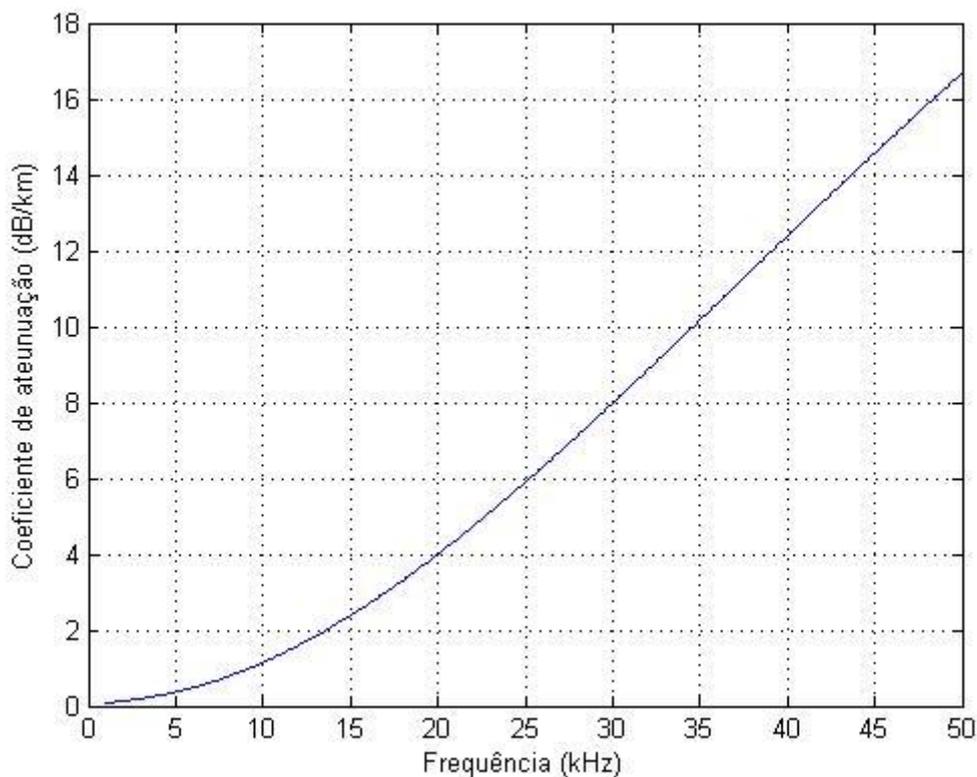


Figura 3 - Coeficiente de atenuação vs frequência.

Pode-se concluir um empecilho prático para utilização de ondas eletromagnéticas, no meio submarino, através da análise da Fig. 3. Para que a atenuação por absorção não seja um fator impeditivo à propagação, a frequência de operação deve ser mantida numa faixa relativamente baixa, idealmente não acima de 100 kHz. Assim sendo, antenas que irradiam nessa faixa possuem enormes dimensões, quase sempre inviabilizando sua utilização.

Na prática, os efeitos de atenuação por distância e por absorção são considerados juntos. Dessa forma, é possível definir um modelo único para a perda geral do sinal sonoro no canal [7]:

$$A(l, f) = \left(\frac{l}{l_r}\right)^k a(f)^{l-l_r} \quad (2)$$

onde A representa a perda total, f é a frequência, l é a distância de transmissão, tomada em referência a uma distância de referência l_r e a é a já referenciada perda por absorção.

Considerando-se tais argumentos, fica esclarecido que, para estabelecimento de comunicação em meio submarino, a opção de propagação por ondas eletromagnéticas é inviabilizada. Para frequências muito baixas, devem ser utilizadas antenas de dimensões colossais. Já para frequências mais altas, a perda por absorção torna-se um fator impeditivo à propagação.

2.3 VELOCIDADE DO SOM

Num meio não-dispersivo, como a água, diferentes comprimentos de onda se propagam com a mesma velocidade de fase. Assim sendo, a relação entre frequência, comprimento de onda e velocidade de propagação em tal meio é semelhante àquela de ondas eletromagnéticas, respeitando a conhecida regra:

$$c = \lambda f \quad (3)$$

onde c representa a velocidade de propagação da onda, λ representa o comprimento de onda e f representa a frequência.

Ainda assim, a velocidade de uma onda sonora é muito menor que a da onda eletromagnética, aproximadamente, 200.000 vezes menor. É possível imaginar que essa impactante diferença de velocidade implica uma série de fenômenos que devem ser levados em consideração, principalmente em efeitos de Doppler e retardo, a serem discutidos na próxima seção.

Outra importante característica que deve ser levada em conta reside no fato de que a velocidade de propagação de ondas sonoras em meios submarinos é função da *temperatura ambiente* (T), *pressão* (P), e *salinidade* (S) da água. Inúmeros modelos empíricos foram desenvolvidos ao longo dos anos, sem unanimidade entre pesquisadores da área. Este tópico

continua sob estudo. Talvez o modelo mais conhecido e divulgado seja o de Mackenzie (1981), que possui precisão aceitável para o oceano mundial [6]:

$$c = 1448,96 + 4,591T - 5,304 \times 10^{-2}T^2 + 2,374 \times 10^{-4}T^3 + 1,340(S - 35) + 1,630 \times 10^{-2}D + 1,675 \times 10^{-7}D^2 - 1,025 \times 10^{-2}T(S - 35) - 7,139 \times 10^{-13}TD^3 \quad (4)$$

onde c é a velocidade do som no mar em metros por segundo, T é a temperatura da água em graus Celsius, S é a salinidade em partes por mil e D é a profundidade em metros. Ressalta-se que esse modelo é válido dentro dos seguintes limites: temperatura entre 0°C e 30°C; salinidade entre 30 ppm (partes por mil) e 40 ppm e profundidade entre 0 e 8000 metros. A Tabela 1 apresenta a velocidade do som em alguns líquidos, considerando temperatura ambiente de 25°C e 1 atmosfera de pressão (101325 Pascal), exceto quando explicitada diferente condição [4]:

Tabela 1 - Velocidade do som em diferentes líquidos

Líquido	Velocidade do som (m/s)
Éter	985
Acetona	1174
Mercúrio	1450
Água	1493
Água a 0°C	1402
Água a 20°C	1482
Água do mar	1533
Água do mar a 20°C	1522

Na prática, existem dois dispositivos usados comumente para se determinar a velocidade do som como função da profundidade: o batitermógrafo (BT) e o velocímetro. O batitermógrafo, que é um aparelho geralmente descartável (denominado *expandable bathythermograph* – *XBT*), possui um sensor de temperatura ligado a um transdutor capaz de detectar variações na temperatura da água associadas a variações na profundidade. A velocidade do som pode ser, então, calculada através de fórmulas empíricas, como a demonstrada na Equação 4, admitindo-se que a salinidade é praticamente constante. Essa premissa é justificada pelo fato que a máxima variação no grau de salinidade em oceano aberto é geralmente pequena,

sendo descartável seu correspondente impacto na velocidade do som. Ressalta-se o fato de que em regiões costeiras, ou próximas a rios ou gelo, essa premissa nem sempre é verdadeira.

Já o velocímetro mede a velocidade do som diretamente, obtendo o tempo de travessia do som num percurso de comprimento fixo. Embora forneça o valor da velocidade diretamente, sua utilização nem sempre representa o melhor investimento. Conforme escrito anteriormente, as fórmulas empíricas possuem precisão suficiente para a maioria das operações navais.

3 TEORIA DE PROPAGAÇÃO NO CANAL MÓVEL

Durante a elaboração deste trabalho, o canal acústico submarino foi modelado como um canal de propagação rádio móvel. Dessa forma, pode-se aplicar a teoria básica já conhecida deste último, levando-se em conta as peculiaridades da comunicação subaquática.

A caracterização de um canal rádio móvel consiste no estudo de seu comportamento através de parâmetros que o definem. Essa informação permite otimizar projetos de sistemas de comunicação, ao se considerar taxas de transmissão e técnicas de modulação mais adequadas para o meio, determinar se há necessidade do uso de equalizadores ou diversidade, entre demais fatores.

A principal propriedade de um canal rádio móvel é a forte presença do fenômeno de multipercurso, uma vez que grande parte da potência que chega ao receptor deriva de espalhamento, reflexão e difração de energia em obstáculos presentes no meio. Nesse cenário, a energia emitida pelo transmissor chega via vários percursos distintos, simultaneamente. Uma situação de multipercurso fica, então, caracterizada, onde várias ondas chegam de diferentes direções com diferentes retardos temporais, combinando-se vetorialmente na antena receptora de forma a gerar um sinal resultante que pode ter maior ou menor intensidade, dependendo da distribuição de fases de cada componente. Ainda se leva em conta ainda que, devido à mobilidade do receptor e, em alguns casos, dos próprios obstáculos presentes no meio, é impossível prever como cada multipercurso pode chegar. A Figura 4 mostra um cenário onde uma antena móvel é atingida por diferentes multipercursos:

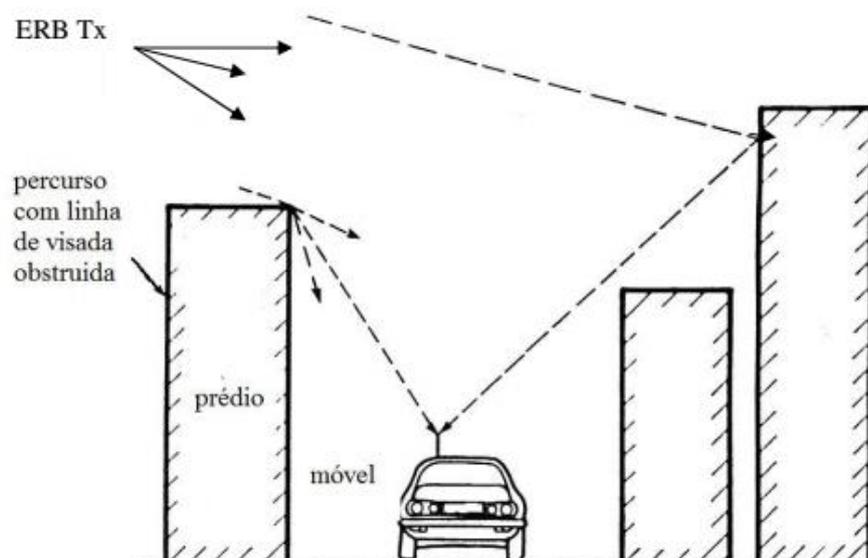


Figura 4 - Esquemático de cenário com multipercursos no canal rádio móvel. (Fonte: [8])

É intuitiva ao leitor a visualização de um cenário de multipercursos em ambiente urbano como mostrada na Figura 4, dada a experiência diária que se tem com sistemas móveis, tais como celulares, rádio em veículos etc...No caso do canal submarino, a Figura 5 mostra os multipercursos provindos, principalmente, das reflexões na superfície e no fundo do mar.

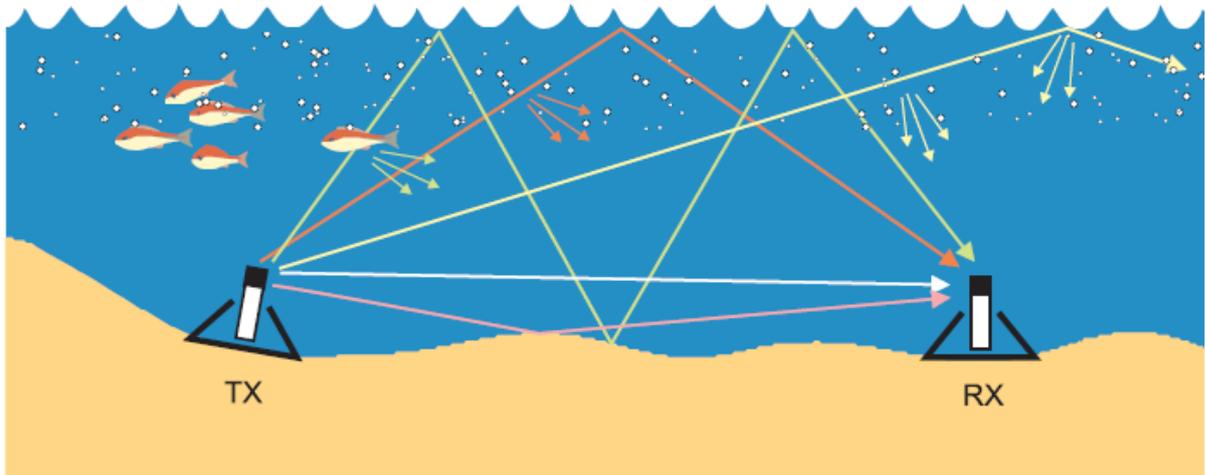


Figura 5 - Esquemático de cenário com multipercursos no canal acústico submarino. (Fonte: [9])

O próprio ambiente submarino, fisicamente, possui mobilidade, através do movimento das marés. A comunicação em águas rasas possui a presença das reflexões no fundo e na superfície do mar, devendo-se levar em conta que o perfil de relevo submarino é bastante irregular e que a reflexão na superfície é influenciada pela geração de bolhas e ações do vento sobre a água. A fauna submarina constitui uma série de obstáculos móveis por onde a onda sonora viaja. Finalmente, na maior parte dos casos, a comunicação submarina é feita entre alvos móveis, como embarcações, sondas ou submarinos.

Dentro desse contexto, entende-se que é razoável aplicar conceitos de canal rádio móvel para caracterização do canal acústico submarino. Neste capítulo, é apresentada a teoria que pavimenta o processamento e obtenção dos resultados, através da compreensão dos efeitos do multipercursos e da definição dos principais parâmetros que definem um meio de propagação.

3.1 EFEITOS DE MULTIPERCURSO

A presença do fenômeno de multipercursos pode ser facilmente visualizada considerando-se o cenário onde o receptor se encontra parado numa transmissão de sinal *faixa-estreita*, por exemplo, uma portadora não modulada, e várias versões desse sinal chegam, sequencialmente, ao receptor. Cada um destes multipercursos percorreu um caminho diferente

até chegar ao seu destino, levando tempos diferentes para tal. O efeito desta diversidade de retardos para cada percurso consiste na introdução de mudanças de fases relativas ao sinal original. A superposição de todas as componentes num dado instante pode ocasionar adições destrutivas ou construtivas, dependendo das citadas fases relativas.

A sequência de figuras, da Figura 6 à Figura 9, apresenta um cenário básico: dois multipercursos de mesma amplitude chegam ao receptor num dado instante. É possível notar que as diferenças de fase podem desde dobrar o nível do sinal resultante em relação ao transmitido até mesmo anular completamente a recepção.

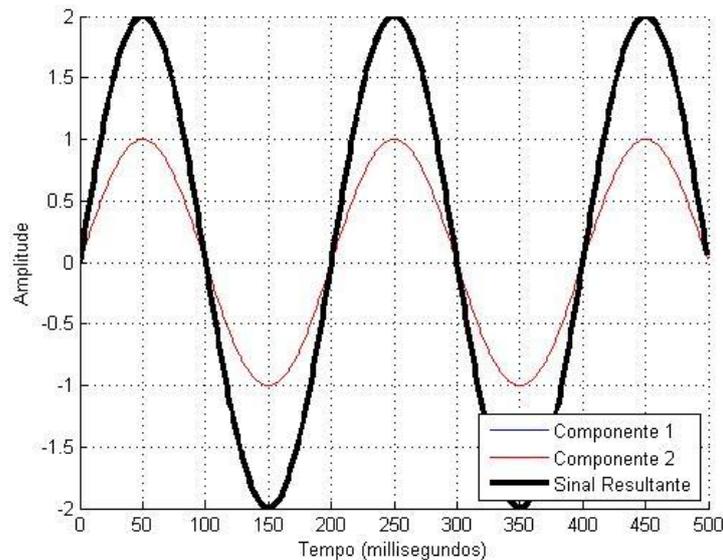


Figura 6 - Componentes sem diferença de fase.

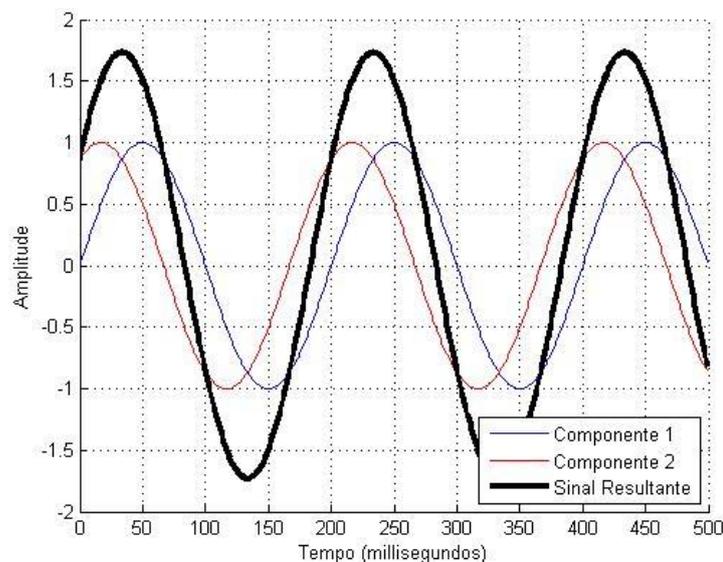


Figura 7 - Componentes com diferença de fase de 60°.

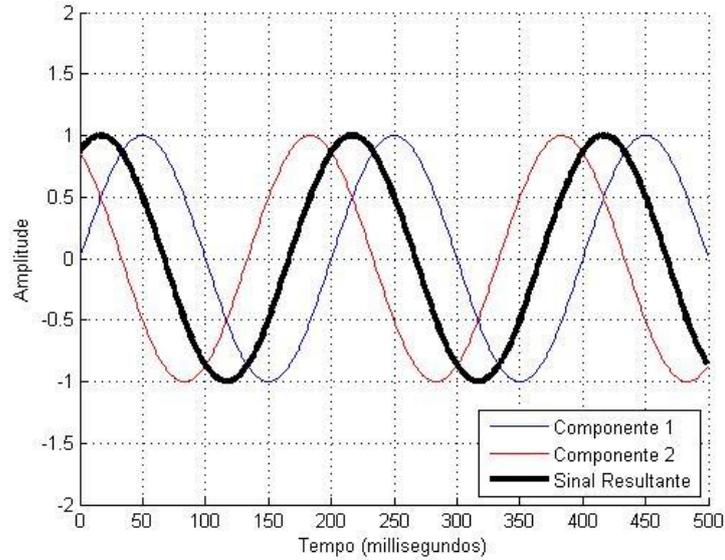


Figura 8 - Componentes com diferença de fase de 120° .

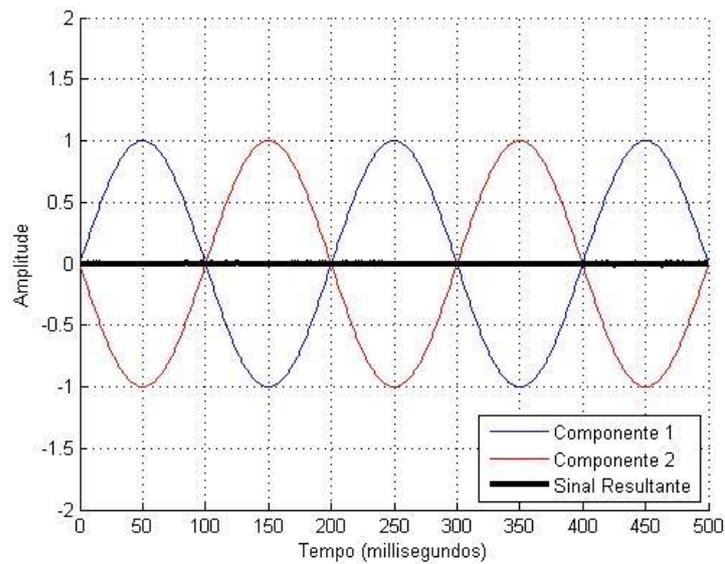


Figura 9 - Componentes com diferença de fase de 180° .

Na prática, existem inúmeros percursos possíveis, que podem se combinar de diferentes maneiras, gerando envoltórias bem mais complexas, formando um sinal de grande variabilidade, como a mostrada na Figura 10:

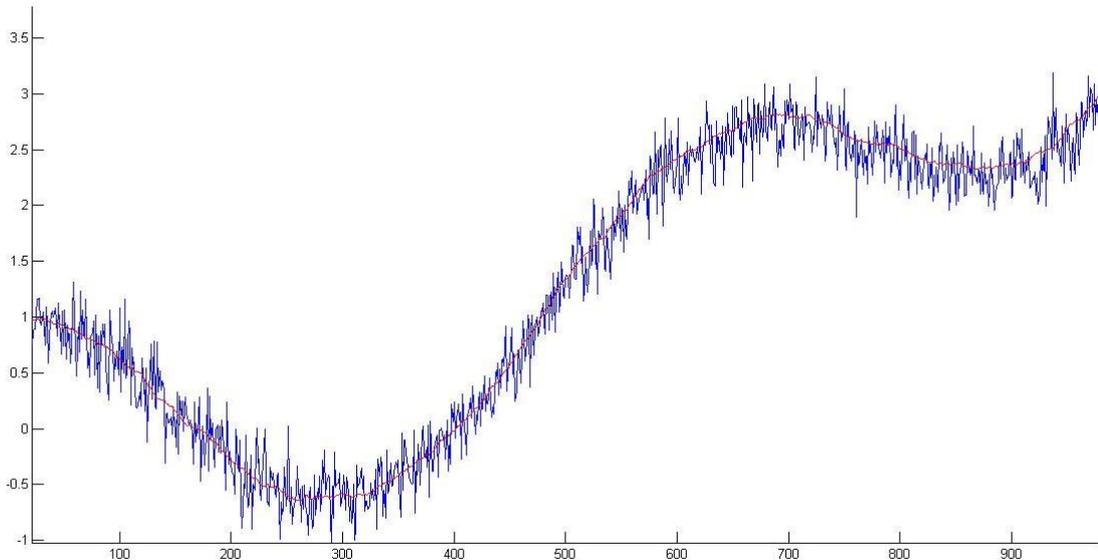


Figura 10 - Envoltória de sinal real em ambiente de multipercurso.

Em cenários reais, fica claro que as fases de cada multipercurso variam de forma contínua e aleatória. Mais ainda, a amplitude e retardo de cada multipercurso também variam de forma contínua e aleatória. Pode-se dizer, então, que o sinal recebido consiste no somatório das componentes, escrito através do seguinte modelo:

$$\sum_{i=1}^N a_i e^{j\theta_i} \delta(t - \tau_i) \quad (5)$$

sendo as seguintes variáveis aleatórias:

- a_i : a amplitude do multipercurso;
- θ_i : o ângulo de chegada do multipercurso;
- τ_i : o retardo temporal do multipercurso.

3.1.1 MODELOS DE ESPALHAMENTO

Existe uma gama de modelos elaborados para compreensão das características estatísticas dos campos eletromagnéticos e correspondentes envoltórias e fases em ambientes onde o fenômeno do multipercurso exerce forte influência [10]. O primeiro a ganhar notoriedade foi elaborado por Joseph F. Ossanna, que baseou seu modelo na ação interferente de ondas refletidas em superfícies planas posicionadas aleatoriamente, representando laterais

de edifícios, sobre o sinal que viaja do transmissor diretamente ao receptor. Ossanna obteve bons resultados para medidas realizadas em ambientes suburbanos, entretanto, é limitado ao cenário onde existe visada direta entre transmissor e receptor, além de possuir restrições quanto aos possíveis valores de ângulos de chegada.

Entende-se que, para um modelo que se ajuste melhor a ambientes urbanos, se faz necessário um modelo baseado totalmente em espalhamento, ou seja, sem presença de visada direta. Destes, o modelo de Clarke, derivado do modelo de Gilbert [10], é um dos mais citados. Nele, assume-se que o campo incidente ao receptor móvel é composto por ondas que viajam apenas no plano horizontal, polarizadas verticalmente e cujo ângulo de chegada ao receptor e ângulo de fase são aleatórios e estatisticamente independentes. Além disso, supõe-se que o ângulo de fase é uniformemente distribuído no intervalo de $(0, 2\pi)$, visto que para frequências acima de 30 MHz o comprimento de onda é pequeno o suficiente para que uma alteração no percurso entre transmissor e receptor impacte seu ângulo de fase. Quanto ao ângulo de chegada, Clarke propôs um modelo de espalhamento omnidirecional, com todos os valores sendo igualmente prováveis, ou seja, com distribuição também uniforme no intervalo $(0, 2\pi)$. Este modelo de Clarke, baseado em espalhamento, permite a determinação de uma série de relações estatísticas interessantes para a análise do sinal recebido.

Apesar de apresentar uma evolução em relação ao modelo de Ossanna, o modelo de Clarke ainda é limitado pelo fato de levar em conta apenas ondas que viajam no plano horizontal. Na prática, a difração e o espalhamento resultam em ondas que não viajam apenas no plano horizontal. Assim sendo, em 1979, Tor Aulin [10] propôs um modelo tridimensional, uma generalização do modelo de Clarke, considerando ângulos de chegadas também na vertical, ilustrado na Figura 11. Obviamente, é um modelo matematicamente complexo, com resultados de difícil compreensão. O detalhamento matemático completo pode ser encontrado em [11]. O modelo de Aulin será objeto de estudo das próximas seções.

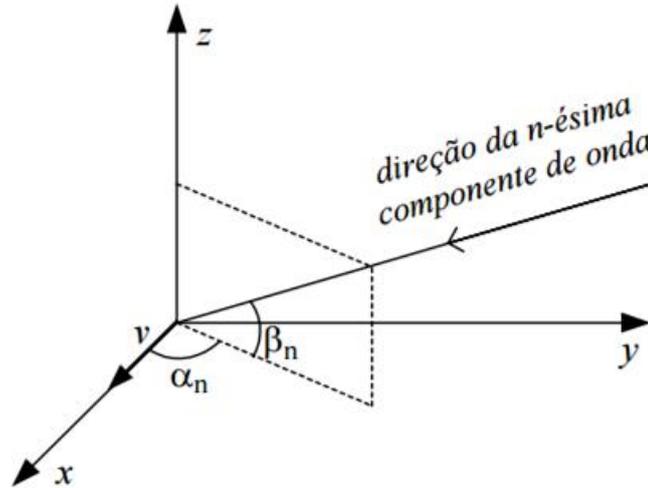


Figura 11 - Representação cartesiana do Modelo de Aulin para onda que chega ao receptor. (Fonte: [12])

A generalização introduzida por Aulin consiste na introdução do ângulo β_n , que no modelo de Clarke é nulo. Assume-se que os ângulos de fase ϕ_n sejam uniformemente distribuídos entre $(0, 2\pi)$, mas os ângulos espaciais α_n e β_n não possuem funções de densidade de probabilidade especificadas. Sendo um ponto de recepção qualquer (x_0, y_0, z_0) , o campo eletromagnético resultante pode ser expresso como:

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t) \quad (6)$$

Para o caso de transmissão de uma portadora não modulada, por exemplo, um sinal senoidal de frequência constante [10]:

$$E_n(t) = C_n \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} (x_0 \cos \alpha_n \cos \beta_n + y_0 \sin \alpha_n \cos \beta_n + z_0 \sin \beta_n) + \phi_n\right) \quad (7)$$

Agora, assumindo que o receptor desloca-se com velocidade constante v no plano xy , numa direção tal que o ângulo com o eixo x seja γ , após certo tempo, as coordenadas do receptor podem ser representadas por $(v \cos \gamma, v \sin \gamma, z_0)$. A expressão do campo recebido pode, então, ser escrita como [10]:

$$E(t) = I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \quad (8)$$

onde $I(t)$ e $Q(t)$ são as componentes em fase e em quadratura que seriam detectadas por um dado receptor, sendo:

$$\begin{aligned}
 I(t) &= \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \theta_n) \\
 Q(t) &= \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \theta_n)
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

sendo

$$\begin{aligned}
 \omega_n &= \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n \\
 \theta_n &= \frac{2\pi z_0}{\lambda} \sin \beta_n + \phi_n
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

Se N é grande o suficiente, pelo teorema do limite central, as componentes em quadratura $I(t)$ e $Q(t)$ são processos gaussianos independentes e podem ser completamente caracterizados por suas médias e funções de autocorrelação. Este é um resultado muito importante para a análise de faixa estreita, tópico principal da próxima seção.

3.2 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA ESTREITA

Conforme descrito anteriormente, caracterizar o canal em faixa estreita significa sondar o canal utilizando um sinal de frequência contínua (*Continuous Wave - CW*). No cenário da comunicação acústica submarina, conforme descrito nos capítulos anteriores, inúmeros fatores podem influenciar na propagação do sinal sonoro. Dessa forma, uma abordagem puramente determinística não é possível, sendo preferível lidar com o sinal numa base estatística e interpretar os resultados como eventos aleatórios ocorrendo com uma dada probabilidade.

Como explicado anteriormente, a movimentação do receptor pode impactar o nível de sinal em até dezenas de decibéis uma vez que pequenos movimentos afetam as relações de fases entre os multipercursos. Tais flutuações no sinal são também conhecidas como *fading* ou desvanecimento. Existe uma diferenciação nos tipos de desvanecimento que podem ocorrer numa transmissão, ocasionados por diferentes eventos. O denominado *slow fading* ou desvanecimento em larga escala, também conhecido como sombreamento, é percebido em muitos comprimentos de onda e causado por movimentação sobre distâncias grandes o suficiente para produzir uma queda na média do sinal. Já o *fast fading*, também chamado desvanecimento em pequena escala, é notado em curtíssimas distâncias, de até meio comprimento de onda. É causado, principalmente, pelas diferenças de fase entre os multipercursos, de forma instantânea. Através da interpretação da Figura 12, é possível notar

estes diferentes efeitos sobre o sinal recebido, caracterizando os três fenômenos responsáveis por oscilações no nível do sinal recebido, descritos nas próximas seções.

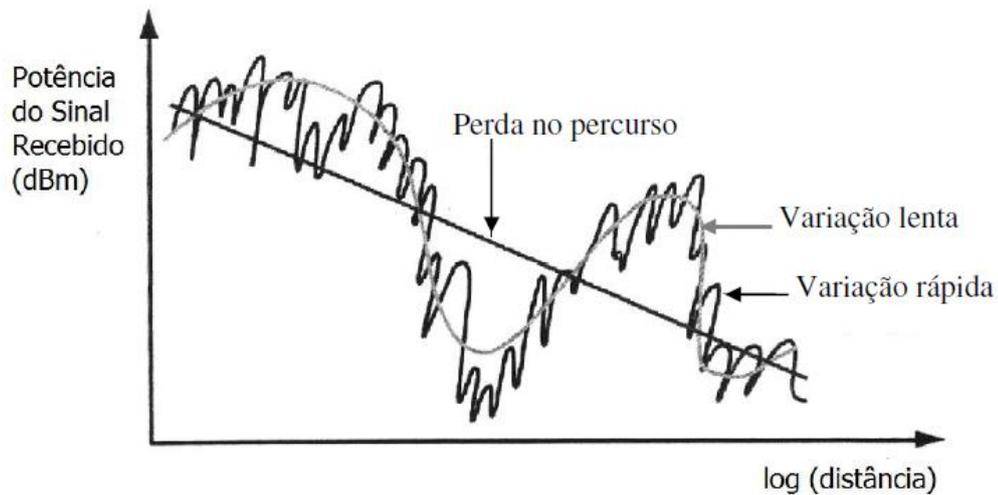


Figura 12 - Distinção entre fenômenos de multipercurso

3.2.1 PERDA DO PERCURSO (*PATH LOSS*)

Considerando a comunicação em ambiente submarino, a perda no percurso é ocasionada pela distância de transmissão e pela perda por absorção, fenômeno este inexistente no canal rádio móvel. A Equação 2 explicita a existências desses dois fatores. O primeiro deles, $(l/l_r)^k$, representa a perda com a distância, sendo k o coeficiente de perda no percurso, modelando a geometria da propagação no canal. O segundo fator, $a(f)^{l-l_r}$, representa a já detalhada perda por absorção, modelando a conversão da pressão acústica em calor. Uma vez que tal absorção aumenta com o aumento da frequência, a largura da faixa de transmissão é impactada.

Reescrevendo a Equação 2 em dB:

$$A_{dB} = 10k \log_{10} \left(\frac{l}{l_r} \right) + 10(l - l_r) \log_{10} a(f) \quad (11)$$

No canal acústico submarino, o fator k varia entre de 1 e 2, em casos de espalhamento cilíndrico e esférico, respectivamente [7]. O espalhamento esférico descreve o decaimento do nível do sinal transmitido quando a onda sonora se propaga uniformemente em todas as direções, conforme ilustrado na Figura 13, para uma fonte próxima ao nível intermediário do

oceano. Neste caso, a intensidade sonora decai com o quadrado da distância de transmissão, ou seja, r^2 . Sabe-se, entretanto, que o som não pode se propagar uniformemente em todas as direções no oceano indefinidamente, estando limitado pela superfície e fundo do mar. Quando a distância entre transmissão e recepção é tal que a onda sonora atinge tais limites, utiliza-se o modelo de propagação cilíndrica, ilustrada na Figura 14, onde a intensidade sonora decai de acordo com a distância de transmissão, ou seja, r . Em aplicações de curto alcance, o espalhamento esférico mostra melhores resultados. Em geral, neste trabalho inclusive, é admitido um valor intermediário para o fator k , assumindo-se 1,5.

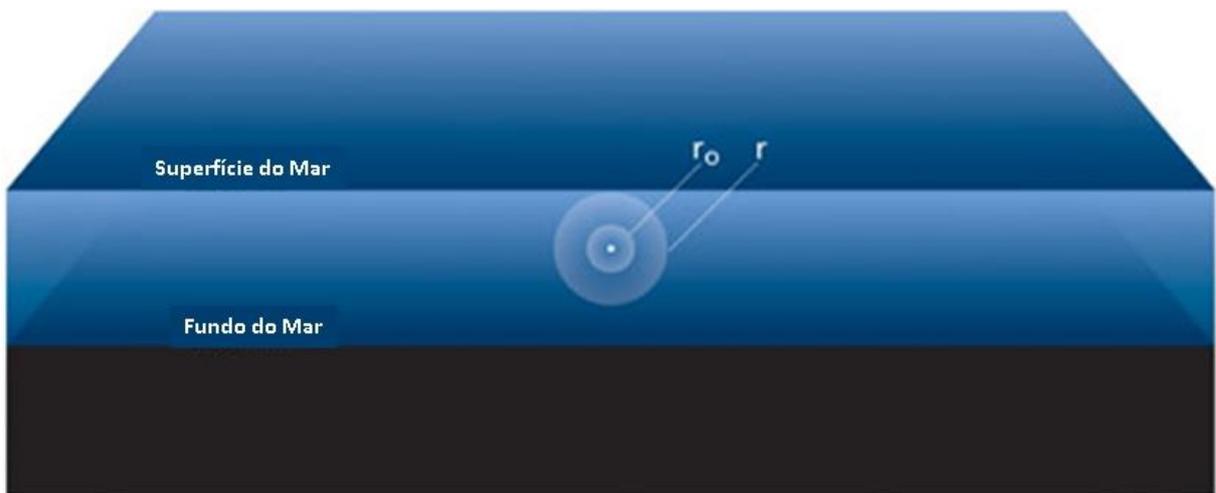


Figura 13 - Espalhamento esférico (Fonte: [<http://www.dosits.org/science/advancedtopics/spreading/>])

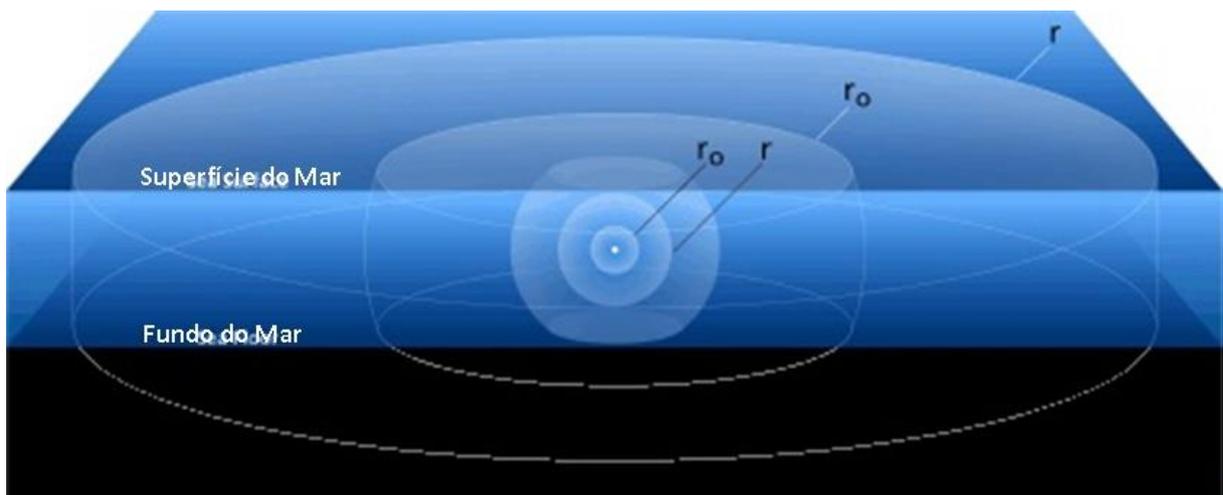


Figura 14 - Espalhamento cilíndrico (Fonte: [<http://www.dosits.org/science/advancedtopics/spreading/>])

Uma questão importante no CAS é a inversão da variação da velocidade do som com a profundidade, principalmente, em situações de comunicação em águas mais profundas, como

mostrado na Figura 15. Observa-se que para o projetor (Tx) colocado na região II, existe uma zona de sombra, definida por raios limite, refletidos na superfície e e/ou refratados na fronteira entre as regiões I e II, na qual ocorre inversão de velocidade. Vale lembrar que o perfil de velocidade varia de canal para canal. A Figura 16 exemplifica perfis de diferentes tipos de canais.

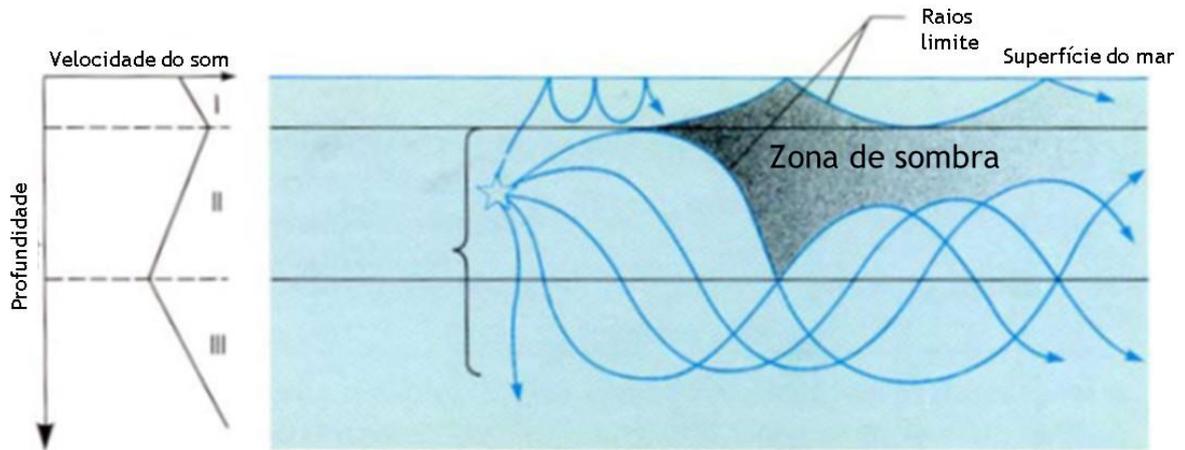


Figura 15 - Propagação acústica submarina quando ocorre inversão de velocidade.

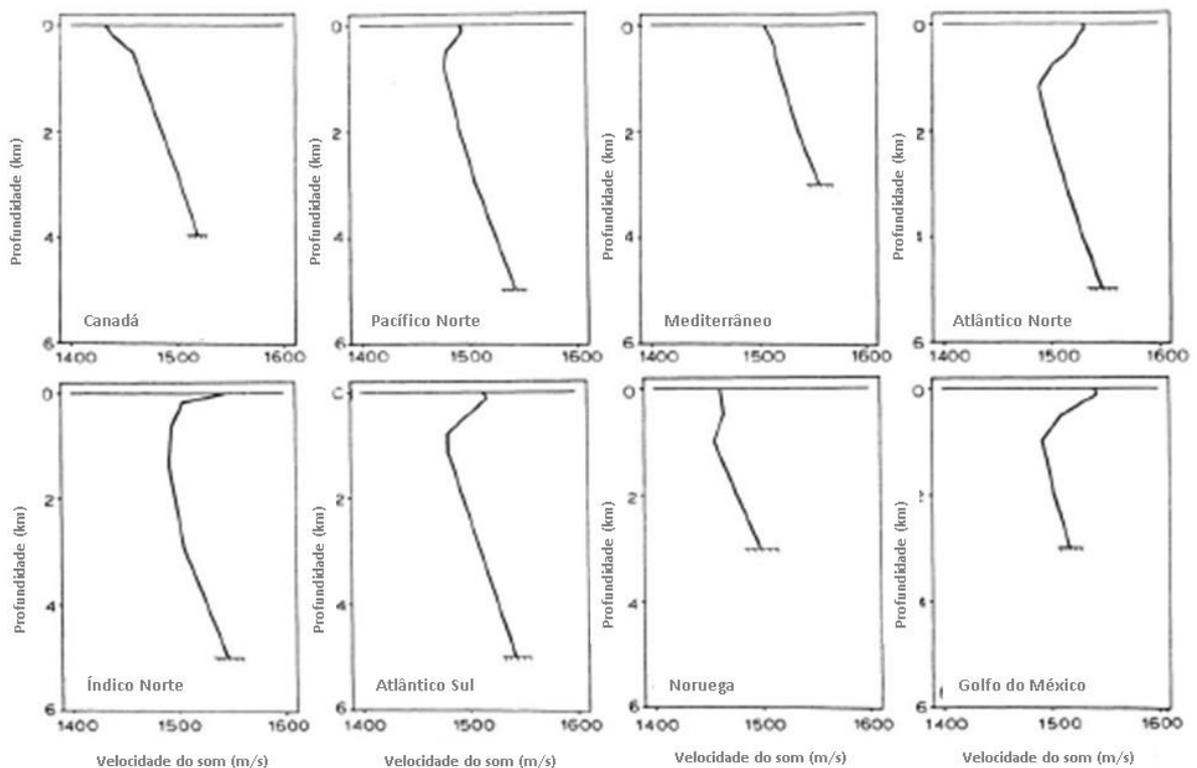


Figura 16 - Perfis de velocidade em diferentes regiões. (Fonte: [6])

3.2.2 DESVANECIMENTO EM GRANDE ESCALA (SOMBREAMENTO)

Uma onda de rádio que se propaga num dado meio pode ter que atravessar diferentes obstruções até chegar ao receptor. Num ambiente urbano, tais obstruções podem ser edifícios, túneis, colinas, árvores, etc... No ambiente submarino, podem ser depressões e elevações do relevo submarino, construções humanas como plataformas de perfuração, fauna marinha, etc... Cada uma destas obstruções possui uma constante de atenuação própria, além de espessura característica. Essa atenuação é denominada de *sombreamento*.

Para que o efeito do sombreamento seja claramente determinado, é necessária uma abordagem específica de sondagem, onde o sinal de teste é transmitido continuamente, enquanto o transmissor e/ou receptor se desloca, de forma a haver variabilidade no nível médio do sinal. Nos experimentos relatados neste estudo, não foi possível adotar a citada abordagem, por problemas de logística e limitações do equipamento utilizado. Assim sendo, não serão apresentados resultados para o desvanecimento em grande escala.

3.2.3 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA

Também conhecido como *fast fading*, consiste em variações praticamente instantâneas no nível do sinal recebido, devido à diferença de fase dos multipercursos. Dependendo do cenário considerado, diferentes distribuições de probabilidade descrevem melhor o comportamento do sinal, como será visto nas próximas seções.

3.2.3.1 GAUSS

Supondo que a i -ésima obstrução tenha uma constante de atenuação α_i e espessura Δr_i e denominando a amplitude da onda que chega nesta obstrução como E_{i-1} e E_i a amplitude desta mesma onda após atravessá-la, então:

$$E_i = E_{i-1} \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (12)$$

Usando recursividade, a amplitude do sinal após a n -ésima obstrução pode ser escrita como:

$$E_n = E_0 \exp\left(\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i\right) \quad (13)$$

É razoável assumir que α_i e Δr_i variam aleatoriamente de obstrução para obstrução. Define-se então a variável aleatória x como:

$$x \triangleq - \sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i \quad (14)$$

Novamente, evocando o teorema do limite central para x , ou seja, assumindo que o número de obstruções é grande o suficiente e independentes entre si, conclui-se que ela possui uma distribuição normal $p(x)$, ilustrada na Figura 17, tal que:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x - m}{\sigma_x} \right)^2 \right] \quad (15)$$

onde m_x é o valor esperado de x e σ_x é sua variância.

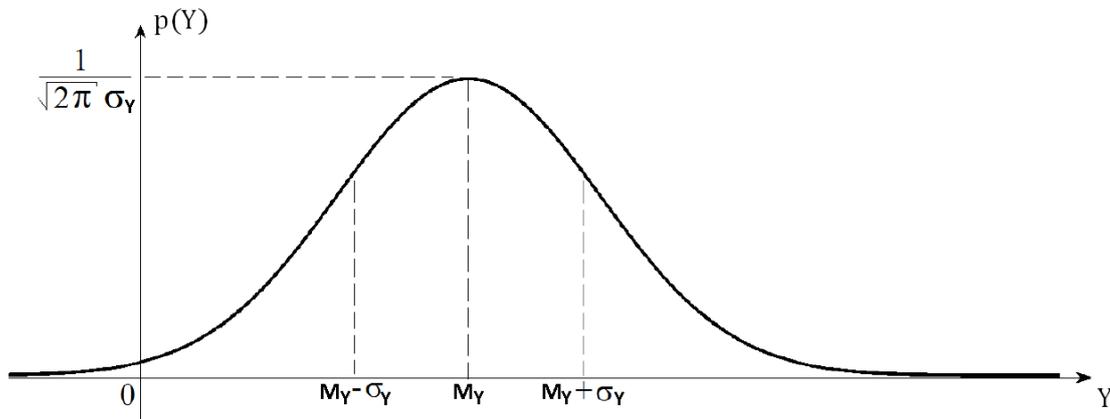


Figura 17 - Função densidade de probabilidade gaussiana

3.2.3.2 RAYLEIGH

Um canal caracterizado como Rayleigh é composto, principalmente, por multipercursos com amplitudes similares, sem componentes com nível de sinal muito acima dos demais. A distribuição de Rayleigh caracteriza muitos dos canais rádio, tais como telefonia celular, onde não existe visada direta entre transmissão e recepção.

Considerando-se uma portadora s , com frequência ω_0 e amplitude a :

$$s = a \exp(j\omega_0 t) \quad (16)$$

Sejam a_i e θ_i a amplitude e fase, respectivamente, do i -ésimo multipercurso. O sinal resultante s_r pode ser expresso como:

$$s_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)] \quad (17)$$

Seja definido:

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i) \quad (18)$$

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n a_i \text{sen } \theta_i,$$

então:

$$x \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i \quad (19)$$

$$y \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \text{sen } \theta_i,$$

e:

$$\begin{aligned} r^2 &= x^2 + y^2 \\ x &= r \cos \theta \\ y &= r \text{sen } \theta \end{aligned} \quad (20)$$

Os resultados obtidos na Equação 19 e na Equação 20 devem parecer familiar. É o mesmo resultado obtido por Aulin ao considerar ambiente de multipercursos, conforme descrito na seção 3.1.1. As variáveis x e y representam os componentes em quadratura I e Q . Novamente, através do teorema do limite central, se n pode ser considerado muito grande, as amplitudes a_i são aleatórias e as fases θ_i possuem distribuição uniforme, pode-se assumir que x e y são variáveis aleatórias Gaussianas com média zero e variâncias $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_r^2$.

Pode-se assumir que x e y são independentes [13], logo, sua probabilidade conjunta é dada por:

$$p(x, y) = p(x)p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (21)$$

Após certo desenvolvimento, utilizando o Jacobiano da transformação de variáveis:

$$p(r, \theta) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (22)$$

A densidade $p(r)$ é obtida através da média de $p(r, \theta)$ ao longo da variação de θ . Ou seja, é a probabilidade marginal de $p(r, \theta)$. Assim:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right), r \geq 0 \\ 0, \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (23)$$

Representa a função densidade de probabilidade (f.d.p.) Rayleigh, ilustrada na Figura 18 típica de canais com multipercursos, sem a presença de um raio predominante.

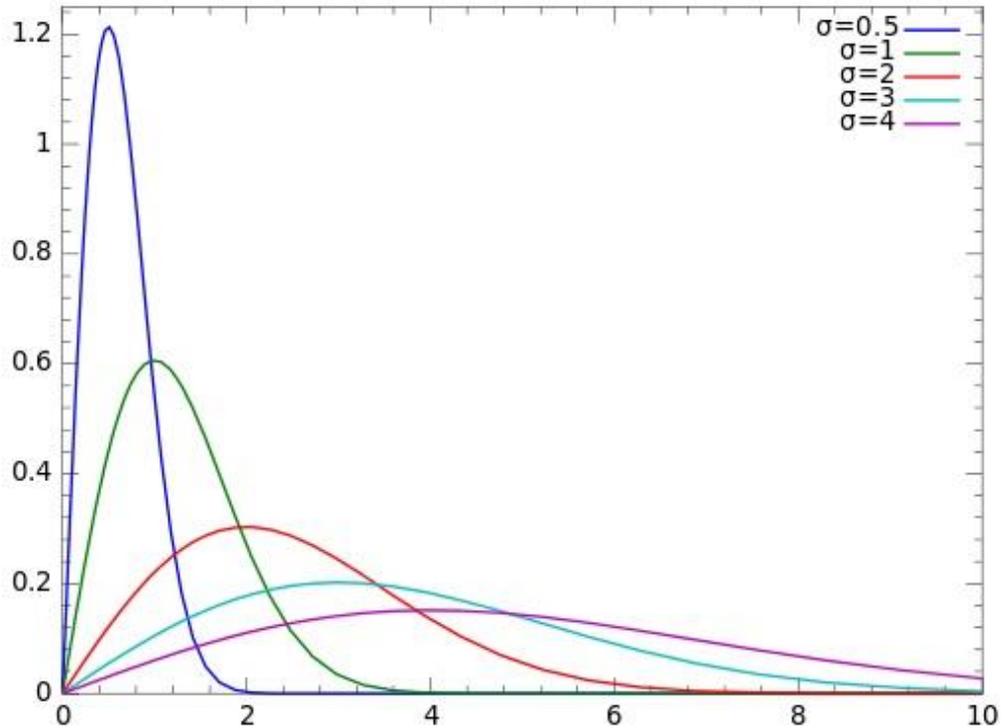


Figura 18 - Função densidade de probabilidade de Rayleigh
(Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution)

3.2.3.3 RICE

O modelo de Rayleigh é adequado para situações onde, usualmente, não existe visada direta na transmissão. Dessa forma, o sinal recebido é composto unicamente por multipercursos gerados por espalhamento, difração, reflexão, etc... Em certos casos, entretanto, existe uma componente que predomina sobre as outras, como quando existe visada direta. Nesses casos, a distribuição de Rice será a que melhor explica o comportamento do sinal recebido. Ressalta-se que o modelo de Rice se aplica em cenários onde uma das componentes possui predominância sobre as demais, não sendo obrigatoriamente a de visada direta.

De forma similar ao desenvolvimento de Rayleigh, o sinal recebido pode ser escrito como:

$$s_r = r \exp(j\omega_0 t + \theta) + a \exp(j\omega_0 t) \quad (24)$$

Percebe-se agora a presença da componente $a \exp(j\omega_0 t)$, representando aquela predominante. Na maioria dos casos, essa é a componente de visada direta. Assim sendo, neste caso:

$$r^2 = (x + a)^2 + y^2$$

$$x + a = r \cos \theta \quad (25)$$

$$y = r \sin \theta$$

Seguindo as mesmas etapas das Equações 21 a 28, obtém-se:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (26)$$

onde

$$I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{ar \cos \theta}{\sigma_r^2}\right) d\theta \quad (27)$$

é a função de Bessel modificada de ordem zero.

A Equação 26 corresponde à distribuição de Rice, ilustrada na Figura 19. Quando a é igual a zero, a distribuição de Rice é idêntica à distribuição de Rayleigh. Além disso, se a razão a/σ é grande o suficiente, a componente em fase ($x + a$) será predominante em relação à componente em quadratura y . Assim sendo, a distribuição $p(r)$, de $r = x + a$, é aproximadamente igual à de $p(x)$, mas com valor médio igual a a .

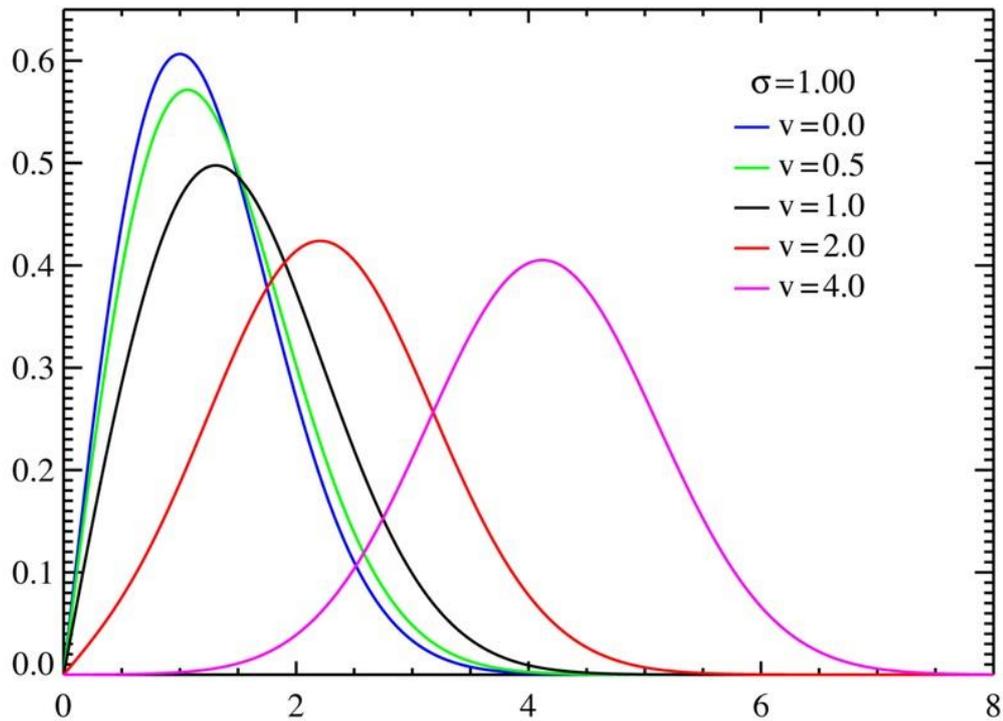


Figura 19 - Função densidade de probabilidade de Rice (Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Rice_distribution)

3.2.3.4 NAKAGAMI

Por volta de 1960, Nakagami realizou medições na faixa HF (*High Frequency*) em canais ionosféricos. Através desse estudo, foi desenvolvido um modelo semelhante ao de Rayleigh, onde a propagação ocorre predominantemente por multipercursos. Entretanto, a distribuição de Nakagami, também chamada Nakagami-m, é mais ampla, sendo capaz de descrever uma gama de canais com desvanecimentos mais complexos e severos que os de Rice e Rayleigh.

A função densidade de probabilidade duma variável aleatória Nakagami, ilustrada na Figura 20 pode ser escrita como:

$$p(r) = \frac{2m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{ma^2}{\Omega}\right) \quad (28)$$

onde:

$$\Omega = E(r^2) \quad (29)$$

o parâmetro m , denominado razão dos momentos, é definido por:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega^2)]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (30)$$

e $\Gamma(m)$ é a chamada função Gamma, definida:

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} x^{m-1} e^{-x} dx \quad (31)$$

Assim sendo, a distribuição Nakagami- m possui maior flexibilidade para modelagem do canal, visto que possui dois parâmetros: m e Ω . Esse ganho, entretanto, é acompanhado por uma necessidade maior de tempo e processamento. Ressalta-se também que, para $m = 1$, a distribuição Nakagami- m se reduz à distribuição de Rayleigh e, para $m = 1/2$, se comporta como uma gaussiana unilateral. Com o correto ajuste de seus parâmetros, pode inclusive se adequar bem às distribuições de Rice e Lognormal. Para m variando de 0,5 a 1, o canal representado é mais severo que o de Rayleigh. Para m tendendo a grandes valores, a f.d.p. tende a uma gaussiana.

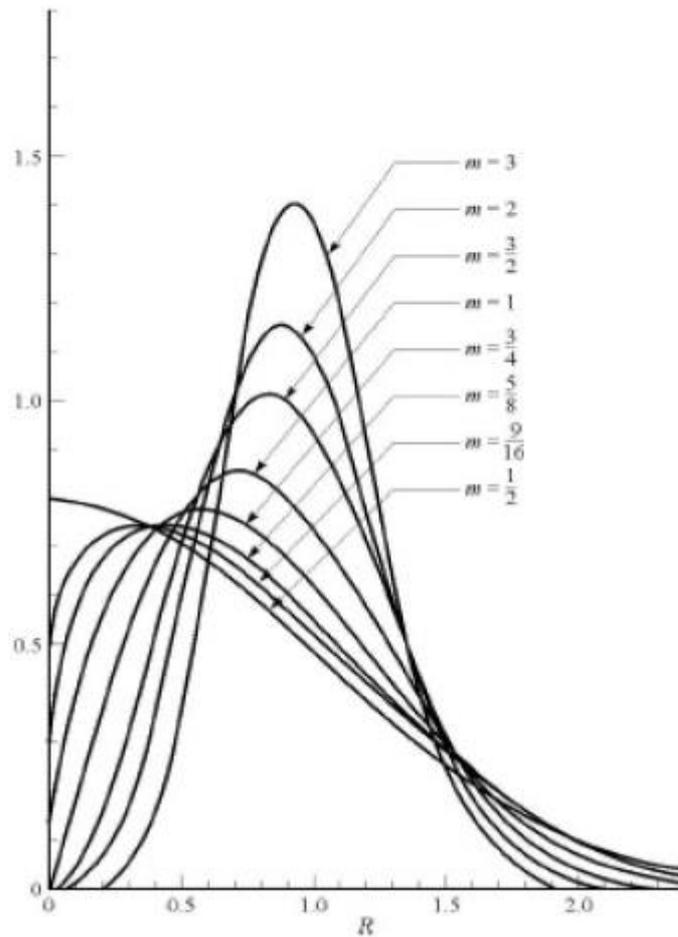


Figura 20 - Função densidade de probabilidade de Nakagami-m, com $\Omega=1$. (Fonte: [8])

3.2.4 TAXA DE CRUZAMENTO DE NÍVEL E DURAÇÃO MÉDIA DE *FADING*

Na comunicação acústica submarina, assim como na propagação rádio móvel, a envoltória do sinal está sujeita à atenuação devido aos diversos fatores detalhados anteriormente. Essa atenuação se manifesta tanto na forma de quedas quase que instantâneas do sinal, como acontece no fenômeno de desvanecimento em pequena escala; quanto na forma de atenuações longas que mantêm o nível do sinal abaixo de determinado patamar por um período mais longo de tempo, como descrito no desvanecimento em grande escala. Para o desenvolvimento de um sistema de comunicação com alto grau de confiabilidade, uma descrição quantitativa da taxa em que ocorrem essas quedas de nível, assim como da duração média do tempo em que o sinal fica abaixo de certo nível, se faz necessária. Tais informações

são de grande auxílio para a escolha de taxas de transmissão, comprimento de palavras e esquemas de codificação, buscando a otimização do sistema.

Fica, então, esclarecida a importância da determinação da taxa de cruzamento de nível (*level crossing rate* - *LCR*) e da duração média de *fading* (*average fading duration* - *AFD*). A primeira pode ser vista como o número médio de vezes que o sinal de variabilidade de pequena escala cruza o patamar especificado na Figura 21. Já a duração média de *fading* é representada pela média dos intervalos τ_i abaixo do patamar, na mesma figura.

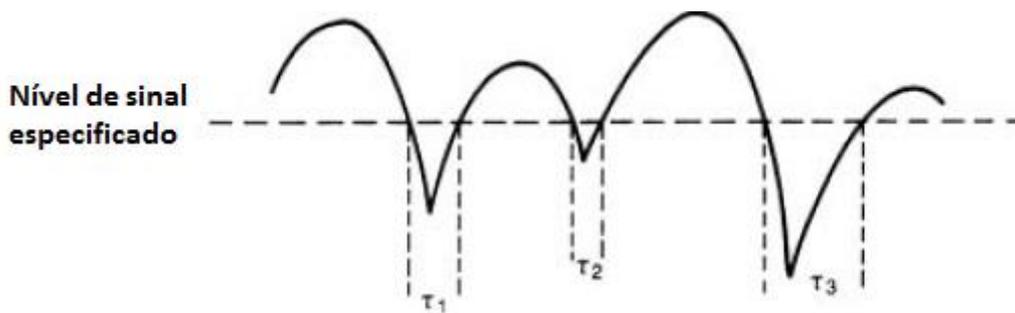


Figura 21 - Taxa de cruzamento de nível e duração média de fading (Fonte: [10])

A taxa de cruzamento de nível, *LCR*, para determinado patamar de sinal, é definida como a taxa esperada em que o nível do sinal cruza tal patamar, seja em sentido ascendente ou descendente. Para sua determinação, é necessário conhecer a função densidade de probabilidade conjunta $p(R, \dot{r})$, no patamar desejado de sinal, denominado R , e o gradiente da curva $\dot{r} = (dr/dt)$ [10]. Dessa forma, a taxa de cruzamento de nível, representada por N_R pode ser expressa por:

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (32)$$

A estatística da envoltória do sinal, $r(t)$, pode assumir diferentes comportamentos, conforme detalhado anteriormente. Assim sendo, a expressão de N_R é alterada conforme o comportamento da envoltória. Para canais de comportamento Rayleigh:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} \quad (33)$$

onde ρ é a envoltória normalizada [10], expressa por:

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} \quad (34)$$

Já para o canal caracterizado como Rice, a taxa de cruzamento de nível é expressa por:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi(K+1)}f_m\rho \exp(-K - (K+1)\rho^2) I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}) \quad (35)$$

Considerando-se um canal caracterizado como Nakagami-m, pode-se expressar sua taxa de cruzamento de nível como:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi}f_m \frac{m^{m-\frac{1}{2}}}{\Gamma(m)} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (36)$$

A duração média de *fading*, ou duração média de desvanecimento, representa a duração média τ onde o sinal tem seu nível abaixo de um patamar R , ou, matematicamente [8]:

$$\tau = E[\tau_R] = \frac{P[r \leq R]}{N_R} \quad (37)$$

Novamente, dependendo do comportamento estatístico do canal, a expressão para a AFD é modificada. Para canais do tipo Rayleigh:

$$\tau = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \quad (38)$$

Para canais Rice:

$$\tau = \frac{1 - Q[\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2}]}{\sqrt{2\pi(K+1)}f_m\rho \exp[-K - (K+1)\rho^2]I_0[2\rho\sqrt{K(K+1)}}] \quad (39)$$

onde Q é chamada função de *Marcum* [8]:

$$Q(a, b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^\infty x^m e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx \quad (40)$$

Por fim, para canais Nakagami-m, fica definido:

$$\tau = \frac{\Gamma(m, m\rho^2)}{\sqrt{2\pi} f_m m^{m-\frac{1}{2}}} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (41)$$

3.3 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA LARGA

Na seção anterior, foi considerado o cenário onde é transmitida uma portadora não modulada, analisando-se as variações de sua envoltória durante a propagação pelo canal. Entretanto, sistemas de transmissão reais ocupam certa largura de banda no espectro radioelétrico e, portanto, a envoltória do sinal recebido deve apresentar características distintas das apresentadas anteriormente.

Para fins didáticos, considera-se o caso onde existem componentes de duas frequências distintas dentro da largura de banda que a mensagem transmitida ocupa. Se tais componentes estão próximas o suficiente na frequência, então é relativamente seguro assumir que os diferentes caminhos de propagação dentro do meio de multipercursos possuem aproximadamente o mesmo comprimento elétrico e, conseqüentemente, suas envoltórias e variações de fase serão similares. De forma genérica, supondo que a largura de banda ocupada pela mensagem transmitida seja pequena o suficiente, todas as componentes de frequência se comportam de forma similar, ocorrendo o fenômeno chamado de *desvanecimento plano* [10]. Com o gradual aumento na separação entre as hipotéticas componentes de frequência, diminui o grau de correlação entre elas, uma vez que as variações de fase serão distintas ao longo de um mesmo multipercurso graças à diferença no comprimento elétrico. A extensão dessa decorrelação depende do espalhamento dos retardos temporais, dado que as diferenças de fase surgem do comprimento excedente de cada multipercurso. Para valores de espalhamento altos, as fases das componentes que compõem o sinal recebido podem variar em muitos radianos, mesmo se a separação espectral das componentes for pequena.

3.3.1 TEORIA DE CANAL

A caracterização do canal de propagação pode ser desenvolvida a partir de uma descrição generalizada de canais lineares variantes no tempo. Seu comportamento pode então ser descrito em por suas funções de sistema. Dessa forma, assume-se a premissa inicial de que o canal é determinístico. Embora já esteja claro neste ponto que o canal possui comportamento aleatório, é possível estabelecer conceitos e relações interessantes sobre as funções de correlação do canal. Posteriormente, a aleatoriedade do canal é levada em conta.

3.3.1.1 CANAIS DETERMINÍSTICOS

Seja definido o sinal real $x(t)$ com envoltória complexa $y(t)$, com portadora de frequência f_c :

$$x(t) = \text{Re}[y(t) \exp\{j2\pi f_c t\}] \quad (42)$$

A descrição no domínio do tempo de um sistema linear é sua resposta ao impulso no tempo. Sendo o canal variante no tempo, tal resposta ao impulso é também variante no tempo. Seja $h(t, \tau)$ a envoltória complexa da resposta ao impulso variante no tempo, onde τ representa o retardo. A envoltória complexa da saída $z(t)$ deste hipotético filtro é dada por:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (43)$$

Fisicamente, $h(t, \tau)$ pode ser entendido como a resposta do canal no instante t a um impulso ocorrido τ segundos no passado. A função $z(t)$ representa o canal como uma soma contínua de espalhadores estacionários. Levando-se em conta um cenário discreto, é possível elaborar um modelo onde cada espalhador elementar introduz certo retardo Δt e alteração no ganho $h(t; n\Delta t)\Delta t$, ilustrados na Figura 22.

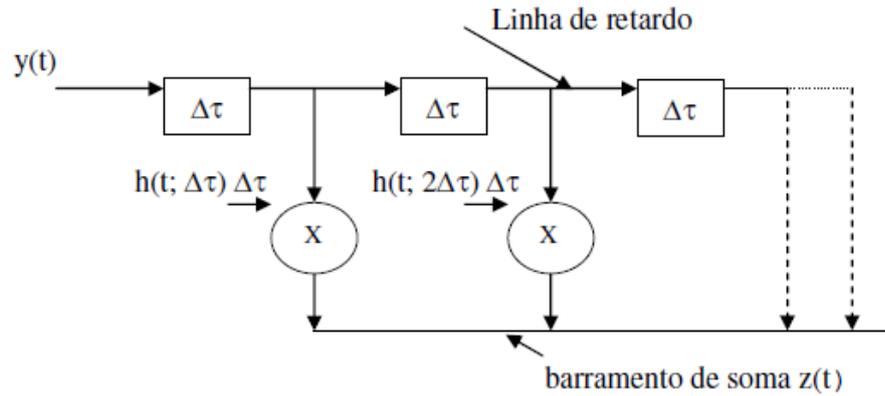


Figura 22 - Modelo de linha de retardo no domínio do tempo. (Fonte: [8])

Também é possível elaborar uma caracterização para o canal em termos de variáveis no domínio da frequência, ilustrada na Figura 23, através do uso da função dual à resposta ao impulso variante no tempo. Esta função, $H(f, \nu)$, relaciona o espectro de saída do canal ao espectro de entrada, de forma similar à maneira como $h(t, \tau)$ relaciona as funções temporais de entrada e saída. Assim sendo, f representando a frequência e ν o deslocamento Doppler, de forma similar à Equação 43:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f - \nu)H(f; \nu) \quad (44)$$

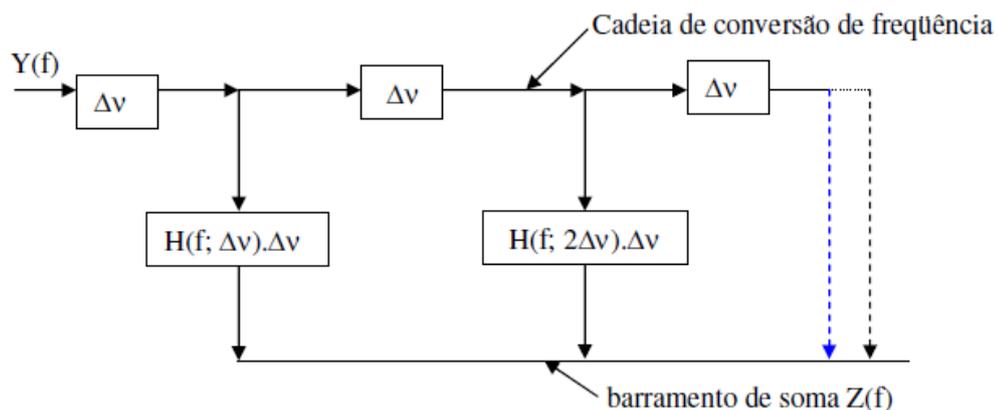


Figura 23 - Modelo de linha de conversão no domínio da frequência. (Fonte: [8])

Até este ponto, está representado o mesmo canal de propagação em dois domínios: através da função $h(t, \tau)$, que relaciona a função temporal de saída à função temporal de entrada; além da função $H(f, \nu)$, que associa o espectro da saída do canal ao espectro da entrada. Outra maneira interessante para realizar tal caracterização consiste no estabelecimento

da relação entre a função temporal de saída e o espectro de entrada do canal. Essa função é conhecida como *função de transferência variante no tempo* [10], sendo possível descrever:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f)T(f, t) \exp(j2\pi ft)df \quad (45)$$

Finalmente, existe uma última maneira de representar a função de transferência do canal que merece destaque. Partindo do princípio de que é interessante descrever a relação entre retardos no tempo e deslocamentos Doppler, pode-se definir a função $S(\tau, \nu)$, que pode ser utilizada na análise da dispersão do canal na frequência devido a um espalhador caracterizado pelo retardo τ :

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau)S(\tau, \nu) \exp(j2\pi \nu t) d\nu d\tau \quad (46)$$

Estas quatro funções, que representam a mesma função de transferência do canal em diferentes domínios, estão relacionadas através da transformada de Fourier, conforme descrito na Equação 47 e Figura 24:

$$\begin{aligned} S(\tau, \nu) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt \\ T(f, t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \nu} d\nu \\ H(f, \nu) &= \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, \nu) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ H(f, \nu) &= \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, t) e^{-j2\pi \nu t} dt \end{aligned} \quad (47)$$

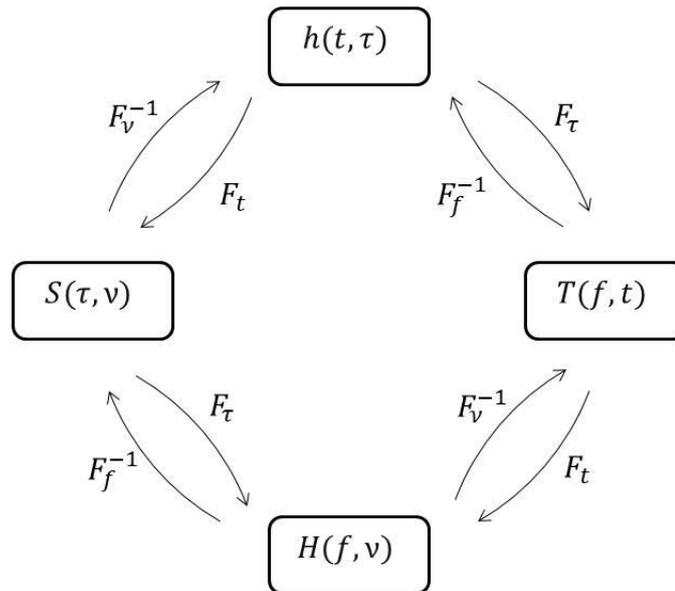


Figura 24 - Relação entre funções que caracterizam o canal

3.3.1.2 CANAIS LINEARES ALEATORIAMENTE VARIÁVEIS NO TEMPO

Canais de propagação reais são aleatoriamente variantes no tempo. Dessa forma, a abordagem determinística da seção anterior não pode ser aplicada diretamente, sendo necessário admitir que as funções do sistema tornam-se **processos estocásticos**. Para se especificar completamente a caracterização estatística desse canal, é necessário conhecer todas as funções densidade de probabilidade multidimensionais do sistema, uma tarefa ineficaz na prática. Uma abordagem menos precisa, mas realizável, consiste obter a caracterização estatística do canal através de funções de correlação para o sistema. Um aspecto importante desta aproximação reside no fato de que, se a saída do canal consistir num processo Gaussiano, então uma descrição em termos de sua média e autocorrelação é estatisticamente completa.

Seja definida $R_Z(t, s)$ como a função de autocorrelação do sinal de saída $z(t)$:

$$R_Z(t, s) = E[z(t) \cdot z^*(s)] \quad (48)$$

onde t e s são instantes distintos no tempo onde se verifica o sinal de saída. $R_Z(t, s)$ representa, então, o valor esperado do produto entre a saída num momento t e a saída num momento s .

As funções de correlação, aplicada às funções descritas na seção anterior, podem ser definidas como:

$$\begin{aligned}
E[h(t, \tau)h^*(s, \xi)] &= R_h(t, s; \tau, \xi) \\
E[H(f, \nu)H^*(l, \mu)] &= R_H(f, l; \nu, \mu) \\
E[T(f, t)T^*(l, s)] &= R_T(f, l; t, s) \\
E[S(\tau, \nu)S^*(\xi, \mu)] &= R_S(\tau, \xi; \nu, \mu)
\end{aligned} \tag{49}$$

Da mesma forma que as funções do sistema descritas anteriormente, as diferentes representações das funções de correlação estão interligadas pela transformada de Fourier, entretanto, nestas últimas, se fazem necessárias transformadas duplas, tomadas em duas variáveis. A Figura 25 traça um paralelo com a Figura 24, considerando-se o caso de canais aleatoriamente variáveis no tempo.

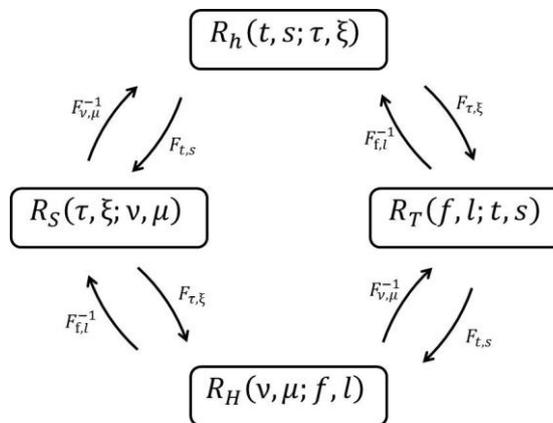


Figura 25 - Relação entre funções de correlação

3.3.1.2 CANAIS ESTACIONÁRIOS NO SENTIDO AMPLO E DE ESPALHADORES DESCORRELACIONADOS

Tendo descritas as maneiras de se caracterizar um canal de propagação genérico aleatoriamente variável no tempo, é possível levar em conta algumas considerações práticas que permitirão importantes simplificações na representação do canal.

Muitos canais possuem características de desvanecimento que podem ser consideradas estacionárias sobre curtos períodos de tempo ou curtas distâncias, sendo categorizados como estacionários no sentido amplo - WSS (*Wide Sense Stationary*). Tais canais possuem a propriedade de que suas funções de correlação não variam sobre uma translação no tempo, ou seja, as estatísticas de desvanecimento não mudam num curto período de tempo. Matematicamente, significa dizer que as funções de correlação de um canal WSS dependem das variáveis t e s apenas através de $\eta = s - t$. Considerando este cenário, é possível escrever:

$$R_h(t, t + \eta; \tau, \xi) = R_h(\eta; \tau, \xi) \quad (50)$$

$$R_T(f, l; t, t + \eta) = R_T(f, l; \eta)$$

Utilizando as transformadas de Fourier descritas na Figura 25, obtém-se [10]:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \eta) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (51)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \eta) \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta$$

As funções R_S e R_H , representadas acima, são nulas para qualquer valor de ν e η , exceto quando $\nu = \eta$. Isso mostra que as variáveis de deslocamento Doppler são descorrelacionadas.

As integrais apresentadas na Equação 51 representam transformadas de Fourier, tomadas na variável de tempo η , das funções de autocorrelação R_h e R_T . Assim sendo, são densidades espectrais de potências cruzadas retardo-Doppler, sendo definidas:

$$P_S(\mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (52)$$

$$P_H(f, l; \eta) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta$$

Através da análise da Equação 51 e da Equação 52, é possível concluir que, num canal composto por certo número de espalhadores elementares, cada um ocasionando retardos e deslocamentos Doppler próprios, as contribuições de cada espalhador são descorrelacionadas, uma vez que produzam diferentes deslocamentos Doppler [10].

Além da consideração de estacionariedade no sentido amplo, certos canais podem também ser caracterizados como possuindo espalhamento descorrelacionado - US (*uncorrelated scattering*). Como indica o nome, nestes canais as contribuições de cada um dos espalhadores com diferentes retardos são descorrelacionados. Assim, de forma similar ao elaborado na Equação 51 e na Equação 52, é possível escrever [10]:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\xi - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (53)$$

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \eta) = \delta(\xi - \eta)P_S(\tau; \nu, \mu)$$

onde,

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(\Omega; t, s)e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (54)$$

$$P_S(\tau; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Omega; \nu, \mu)e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

A Equação 54 apresenta as densidades espectrais de potência de retardo e cruzada de retardo e Doppler. Para tal, foi considerada a propriedade de canais US, onde as funções de correlação dependem apenas da diferença entre as variáveis do domínio da frequência, ou seja, dependem apenas de $\Omega = l - f$. É interessante ressaltar que a caracterização US representa a dualidade tempo-frequência da propriedade WSS.

Conhecendo-se os conceitos de estacionariedade no sentido amplo e espalhamento descorrelacionado, podem ser considerados canais que englobam essas duas propriedades. Denominados WSSUS (*wide sense stationary uncorrelated scattering*), permitem uma representação relativamente simplificada, com dispersividade descorrelacionada tanto no domínio de tempo-retardo quanto no de frequência-Doppler. São definidas, então, as funções de autocorrelação num canal WSSUS:

$$R_h(t, t + \eta; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi)P_h(\eta; \xi)$$

$$R_H(f, f + \Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu)P_H(\Omega; \mu)$$

(55)

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \eta) = R_T(\Omega; \eta)$$

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\tau - \xi)\delta(\nu - \mu)P_S(\xi; \mu)$$

Novamente, as funções de correlação estão interligadas por transformadas de Fourier, mas graças às considerações tomadas para canais WSSUS, tais transformadas são tomadas em apenas uma variável, sendo válida a seguinte representação:

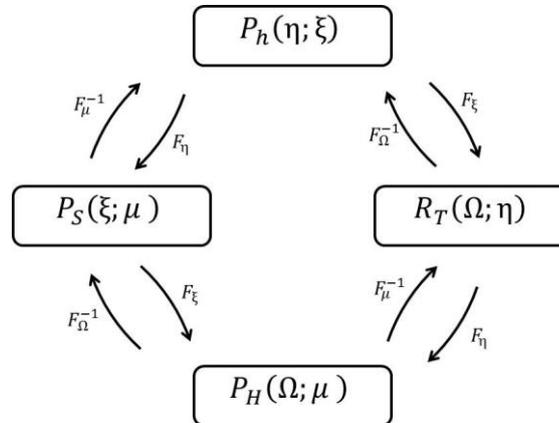


Figura 26 - Relação entre funções de correlação em canais WSSUS

As funções e relações apresentadas na Figura 26 são fundamentais para a continuação deste estudo. Através delas, serão calculados os parâmetros que compõem o objetivo final da dissertação, capazes de caracterizar o comportamento do canal acústico submarino. Para tal, são destacadas, em especial, as funções:

- P_h - Perfil de potência de retardo
- P_H - Perfil de Doppler
- P_S - Perfil de espalhamento

Resta, apenas, a questão de como obter alguma das funções de autocorrelação através de medições práticas. Voltando à Equação 48, aplicando a mudança de variável $s = \eta + t$:

$$R_Z(t, \eta + t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) y^*(\eta + t - \xi) R_h(t, \eta + t; \tau, \xi) d\tau d\xi \quad (56)$$

Se o sinal de entrada do canal é impulsional no instante t , considerando um intervalo nulo, onde $\eta = 0$, chega-se, após simplificação:

$$R_Z(t, t) = P_h(t) \quad (57)$$

A Equação 57 mostra que, em canais WSSUS, a autocorrelação da saída do canal representa o perfil P_h , através dos quais serão calculados os parâmetros, conforme mostrados na próxima seção.

3.3.2 PARÂMETROS DE DISPERSÃO

Durante a transmissão em ambiente submarino, ocorre dispersão no domínio do tempo e da frequência, causados por fenômenos citados até aqui. Sendo necessária uma análise quantitativa da citada dispersão, são apresentados a seguir os parâmetros que a caracterizam, divididos em temporais e espectrais.

3.3.2.1 PARÂMETROS DE DISPERSÃO TEMPORAIS

Três parâmetros são de particular interesse prático. O primeiro deles, o **retardo médio**, é o primeiro momento central do perfil de potência de retardos, P_h . É entendido como o tempo médio de ocorrência entre os distintos multipercursos recebidos que partiram do transmissor num instante t , e definido por:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (58)$$

Em um sistema de aquisição discreto, sendo N o número de picos de correlação em P_h :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (59)$$

O segundo parâmetro, **espalhamento de retardo**, é a raiz quadrada do segundo momento central, ou variância, de P_h . Representa o desvio padrão da função densidade de probabilidade do tempo necessário para cada multipercurso ser recebido, proveniente de um mesmo impulso transmitido no instante t . O conhecimento desse valor permite a escolha adequada para a taxa de transmissão empregada no sistema, minimizando efeitos de interferência intersimbólica. O ideal é que o espalhamento de retardo seja muito menor que a duração temporal de cada símbolo para evitar tal interferência. É definido por:

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau}) P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (60)$$

Em um sistema de aquisição discreto:

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} (\tau_i - \bar{\tau}) P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)}} \quad (61)$$

Finalmente, o último parâmetro temporal de interesse é a **banda de coerência**. Representa a faixa de frequência onde ocorre alta correlação entre as componentes espectrais do sinal recebido. Teoricamente, ela limita a faixa do sinal que pode ser transmitido sem sofrer distorção no canal. Esse critério, entretanto, pode variar de acordo com o autor. Tipicamente, utiliza-se o critério de 90% de correlação na definição da banda de coerência.

3.3.2.2 PARÂMETROS DE DISPERSÃO NA FREQUÊNCIA

Assim como definido para os parâmetros temporais, são três os de interesse. O primeiro deles é o **deslocamento Doppler**, e representa o desvio médio sofrido pelo sinal transmitido:

$$d_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (62)$$

O segundo parâmetro é o **espalhamento Doppler**, representando o desvio padrão eficaz do deslocamento Doppler:

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (63)$$

Finalmente, define-se o **tempo de coerência** como a duração temporal sobre a qual a resposta ao impulso apresenta alta correlação de amplitude, tipicamente acima de 90%. O uso da técnica de diversidade no tempo é impactada por este parâmetro. Para não prejudicar a

transmissão, é necessário que o intervalo entre cada retransmissão seja maior que o tempo de coerência do canal.

Da mesma forma que os parâmetros de dispersão temporais, as integrais são substituídas por somatórios quando se trata de aquisição discreta.

4 CAMPANHA DE MEDIÇÕES

Tendo o Capítulo 3 esclarecido os conceitos e tópicos teóricos fundamentais para o prosseguimento deste trabalho, é momento de descrever as condições sob às quais foram realizadas as medições, além de breve sumário sobre o sistema de medições utilizado. Finalmente, são descritos os sinais utilizados na sondagem do canal. A campanha foi realizada através de uma colaboração entre Marinha do Brasil, por meio do Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira (IEAPM), e Universidade Federal Fluminense (UFF). É importante ressaltar o grande desafio que representa a realização de medições e experimentos científicos em alto mar, principalmente para pesquisadores que não possuem grande vivência nesse meio. Certamente, superar os empecilhos que o mar aberto e o tempo ruim proporcionam demanda grande esforço.

4.1 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE MEDIÇÃO

Como local de medição, foi escolhida a Baía do Forno, em Arraial do Cabo, Rio de Janeiro, Brasil. O experimento ocorreu durante os dias 07 e 08 de outubro de 2014. A Figura 27 apresenta a carta náutica da região de medição, enquanto a Figura 28 e a Figura 29 mostram visões aéreas dos pontos medidos, obtidos por meio do *software Google Earth*[®]. Destaca-se que a região tem profundidade próxima crescente até cerca de 90 metros. No dia 07, primeiro das medições, a profundidade da área onde as mesmas foram realizadas era próxima a 23 metros. Já no segundo dia, as embarcações deslocaram-se para a área de máxima profundidade da região.

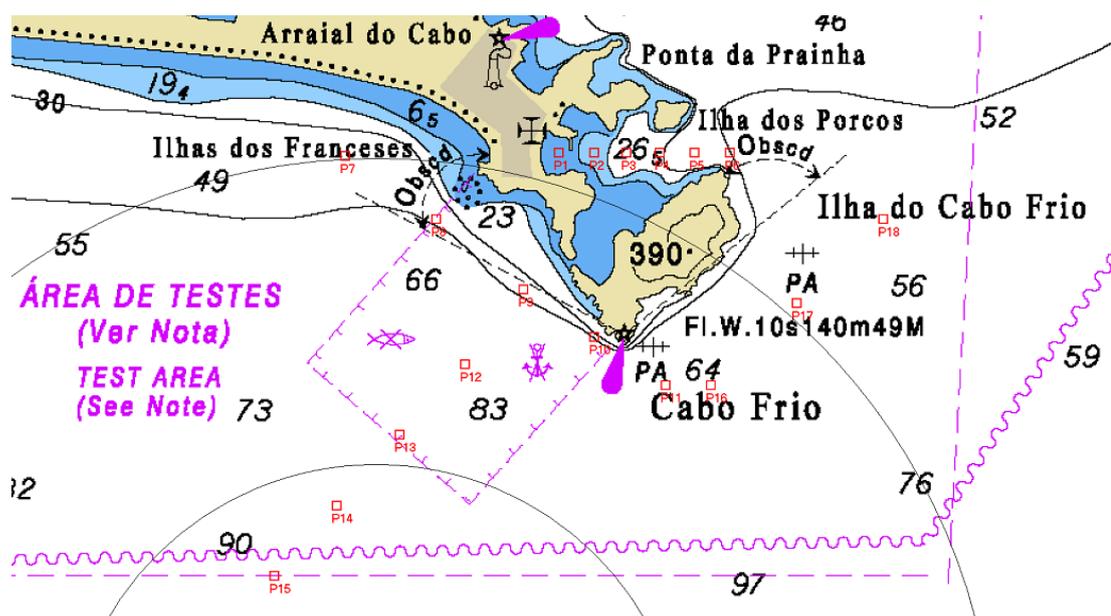


Figura 27 - Carta Náutica da região de medição.

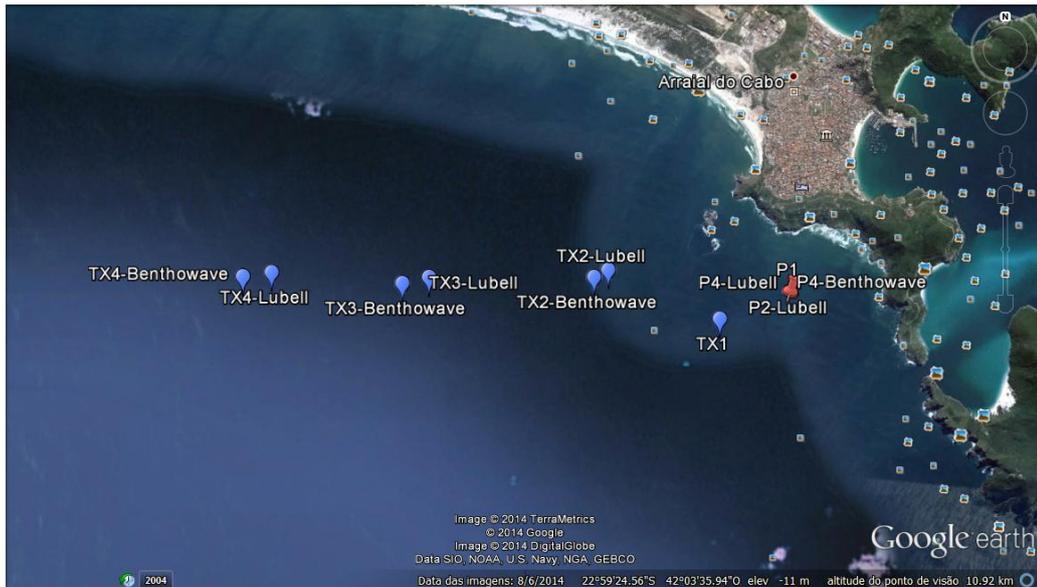


Figura 28 - Pontos de medição do dia 07. (Fonte: Google Earth®)

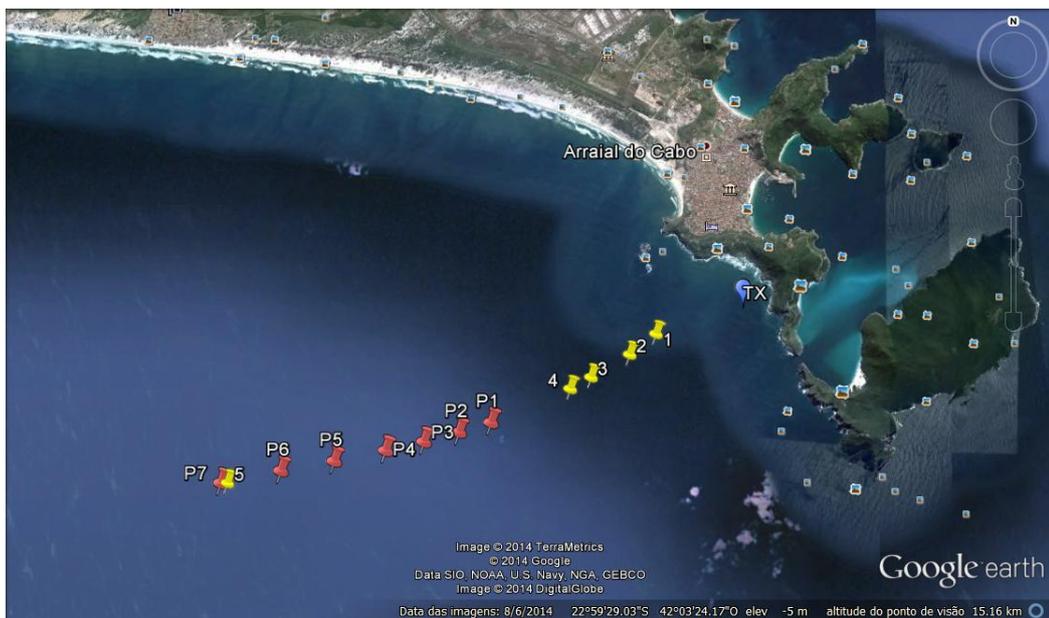


Figura 29 - Pontos de medição do dia 08. (Fonte: Google Earth®)

Para todas as transmissões, foi utilizado um projetor com padrão de irradiação omnidirecional na horizontal. Já na recepção, para que fosse possível notar os impactos que uma mudança na profundidade pode causar no sinal recebido, foram utilizados três hidrofones simultaneamente, cada um numa dada profundidade (10 m, 25 m e 40 m). A Figura 30 ilustra a montagem do equipamento. É importante ressaltar que os três sinais recebidos não foram combinados, cada um foi processado individualmente.



Figura 30 - Esquemático do experimento

4.2 DESCRIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO

Para o papel de projetor, foi utilizado o transdutor piezoelétrico acústico subaquático *Lubell LL-1424HP*, exibido na Figura 31. Usualmente, é empregado em aplicações militares e científicas, mas pode ser utilizado, também, como alto falante submarino, quando necessário. Sua descrição completa pode ser encontrada em [16]. Destacam-se os seguintes dados:

Tabela 2 - Dados operacionais da *Lubell LL-1424HP*

Faixa de Frequência	200 Hz – 9 kHz
Nível de Pressão Sonora	197dB/ μ Pa/m, medidos em 600Hz
Impedância	8 ohms nominal
Dimensões	41.91 x 41.91 x 41.91 cm



Figura 31 - Projetor *Lubell LL1424HP* (Fonte: <http://www.lubell.com/LL1424HP.html>)

Para amplificação da potência, foi utilizado um Amplificador *Crown CDi 6000*, cujas especificações técnicas podem ser vistas na Tabela 3 e com foto na Figura 32.

Tabela 3 - Especificações técnicas do amplificador *Crown Cdi 6000*

Especificações							
Número de canais				2			
Sensibilidade				1,4V			
Taxa máxima de potência de saída por canal							
DUAL (por canal)				Em ponte			
Modelo	2 ohms	4 ohms	8-ohm	70V	4 ohms	8-ohm	140V
6000	3000W	2100W	1200W	2500W	6000W	4200W	5000W



Figura 32 - Visão frontal e traseira do Amplificador *Crown CDi 6000*.
(Fonte: <http://www.crownaudio.com/en/products/cdi-6000>)

Como casador de impedâncias, foi utilizado o transformador *BII-6001*, mostrado na Figura 33, que permite operação em banda larga com baixa distorção e resposta em frequência satisfatória para a faixa utilizada, como se observa no gráfico da Figura 34.



Figura 33 - Casador de impedância BI-6001.

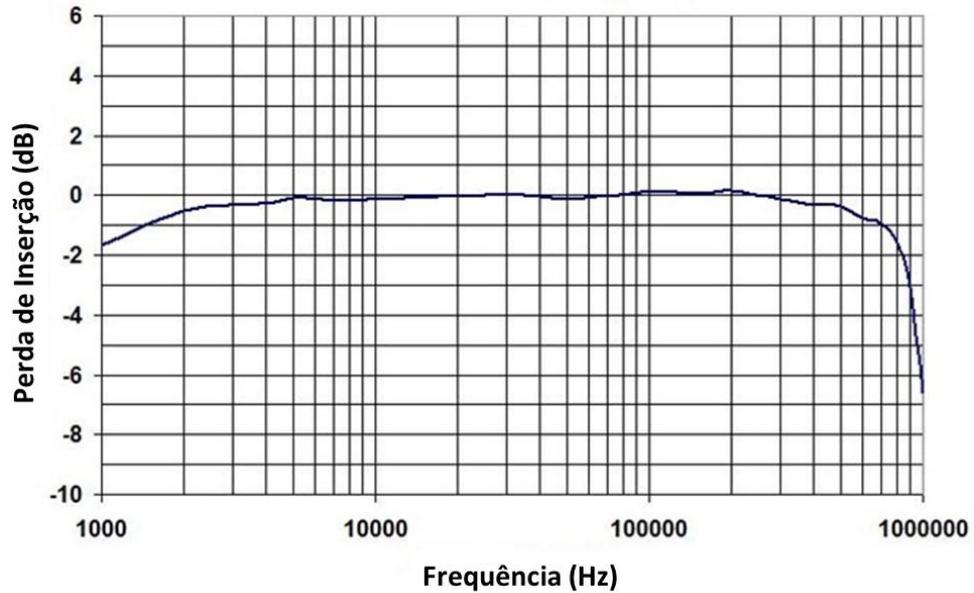


Figura 34 - Resposta em frequência do casador de impedância BI-6001

Para aquisição dos dados, foi utilizada a interface de aquisição *NI USB-6212 BNC*, ilustrada na Figura 35, cujas especificações são dadas na Tabela 4.



Figura 35 - Interface de aquisição NI USB-6212 BNC

Tabela 4- Especificações Técnicas da interface NI USB-6212 BNC

Especificações	
Família de produtos	Multifunction DAQ
Entrada analógica	
Canais diferenciais	8
Resolução da entrada analógica	16 bits
Faixa máxima de tensão	
Range	-10 V - 10 V
Precisão	2.71 mV
Sensibilidade	118 μ V
Faixa mínima de tensão	
Range	-200 mV - 200 mV
Precisão	0.089 mV
sensibilidade	5.2 μ V
Quantidade de faixas	4 (\pm 10 V, \pm 5 V, \pm 1 V, \pm 0,2 V)
Taxa de amostragem	400 kS único canal / s, 400 kS / s multicanal (agregado)
Saída analógica	
Quantidade de canais	2
Resolução	16 bits
Faixa máxima de tensão	
Range	-10 V - 10 V
Precisão	3.512 mV
Faixa mínima de tensão	
Range	-10 V - 10 V
Precisão	3.512 mV

Taxa de atualização	250 kS / s
---------------------	------------

Na recepção, conforme descrito anteriormente, foi utilizado um conjunto de hidrofones *Reson TC4032*, ilustrado na Figura 37. Este equipamento oferece alta sensibilidade, baixo ruído e resposta relativamente plana numa larga faixa de frequência, com princípio de funcionamento piezoelétrico, além de pré-amplificador embutido com ganho de 10 dB, fundamental para garantir que o sinal recebido consiga ser transmitido por cabo até o sistema de aquisição. As informações técnicas completas podem ser encontradas em [17], com destaque para as especificações da Tabela 5.

Tabela 5 - Dados operacionais do Reson TC4032

Faixa de Frequência	15 Hz – 40 kHz
Sensibilidade de Recepção	-170 dB
Profundidade de operação máxima	600 m
Temperatura operacional	-2°C até 55°C

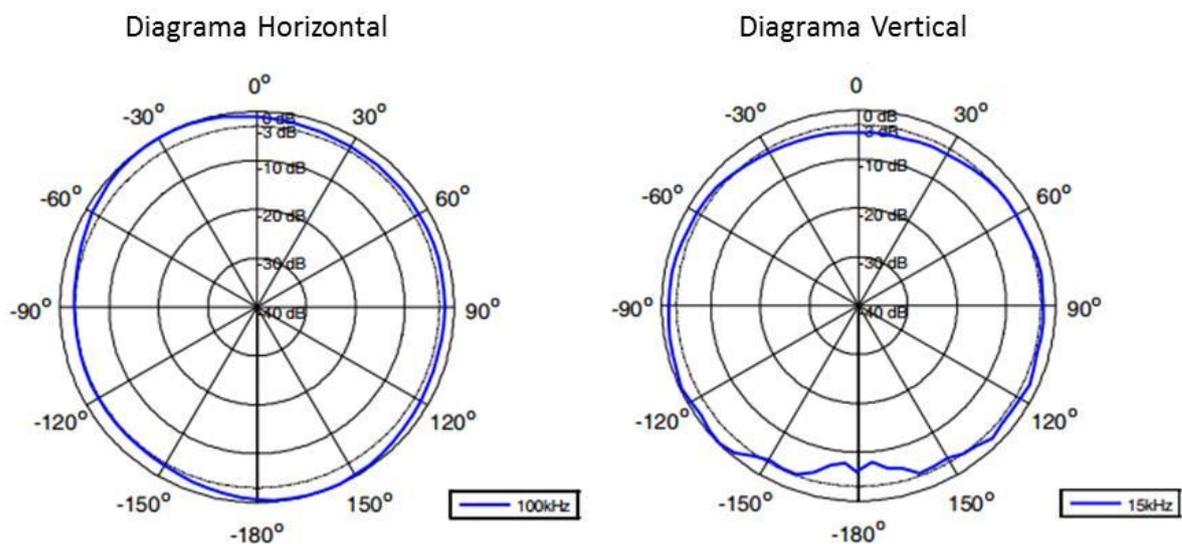


Figura 36 - Diagramas vertical e horizontal do hidrofone *Reson TC4032*.



Figura 37 - Hidrofone Reson TC4032. (Fonte: <http://www.teledyne-reson.com/>)

4.3 DESCRIÇÃO DOS SINAIS DE SONDAGEM

A escolha do sinal de sondagem é parte vital do planejamento de missões de medições de sondagem do canal acústico, uma vez que depende de características do próprio canal, que podem ou não ser conhecidas *a priori*. O tipo de processamento a ser aplicado ao sinal também impacta essa escolha, além de propriedades do sinal em si.

Para a sondagem em faixa estreita, a escolha é simplificada, sendo escolhido um sinal cossenoidal de frequência constante (*Continuous Wave - CW*). Devido às faixas de operação do projetor e hidrofones, foram empregados dois tons distintos: de 3 e 6 kHz. A comparação entre os resultados obtidos entre eles permitirá uma análise parcial do comportamento do canal em relação à frequência de operação.

A sondagem faixa larga apresenta uma complexidade bem maior. Segundo a bibliografia, dois tipos de sinais são costumeiramente utilizados para tal propósito: as sequências binárias pseudo-aleatórias (*Pseudo-Random Binary Sequence - PRBS*) e os *LFM chirps* linearmente modulados em frequência (*Linear Frequency Modulation chirp*). Os dois permitem a obtenção da função de transferência do canal através do processo de correlação, técnica conhecida *Filtro Casado*. São utilizados porque suas funções de correlação apresentam picos bem definidos, através dos quais é possível detectar a presença de multipercursos no perfil de potência de retardos obtido. Os resultados obtidos com o uso desta metodologia estão susceptíveis a imprecisões geradas pelo *aliasing*, que ocorre devido ao surgimento de lobos laterais, naturais do processo de correlação. Maior detalhamento sobre o processamento do sinal recebido pode ser encontrado no próximo capítulo.

A PRBS possui características espectrais semelhantes ao ruído branco, composta pela repetição de uma sequência de bits modulada por uma forma de onda com chaveamento de fase. Já o sinal *chirp* é formado através de uma senóide, cuja frequência instantânea varia linearmente com o tempo, como ilustrado na Figura 38. A largura do pico de correlação de um sinal *chirp* é o dobro da duração do pulso. Assim sendo, quanto mais curto o sinal for no tempo, mais estreito é o pico de correlação, aumentando a largura da faixa sondada. Em comparação ao PRBS, o *chirp* apresenta maior imunidade ao desvanecimento com resolução temporal dependente apenas de sua largura de banda. Como aspectos negativos, destaca-se o fato de que sua duração tem que ser menor do que o tempo de coerência do canal.

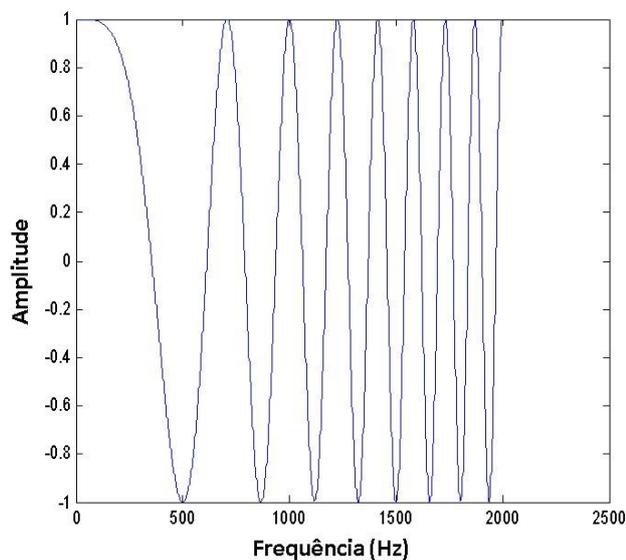


Figura 38—Exemplo de sinal *chirp*.

A escolha da largura de banda do *chirp* é essencial para correta determinação dos parâmetros de dispersão, uma vez que pode ocorrer fenômeno de *aliasing*. Sinais *chirps* com banda pequena podem sofrer *aliasing* temporal, uma vez que os multipercursos que surgem durante a transmissão não se acomodam antes da chegada do próximo sinal, conforme exibido na Figura 39. Tal sobreposição pode ocasionar erros de bits na transmissão, caracterizando-se a interferência intersimbólica.

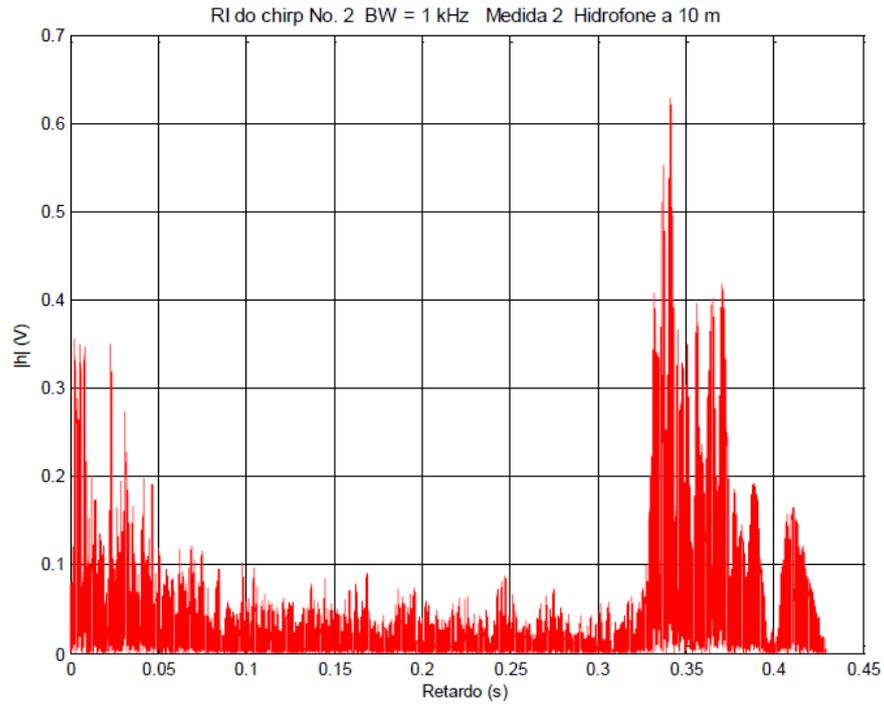


Figura 39 - Representação da resposta do canal com efeito de *aliasing* temporal.

Preocupação semelhante existe ao se considerar o domínio da frequência. Sinais *chirps* com maior banda de transmissão podem sofrer *aliasing* espectral. Em contrapartida, são isentos de tal impacto no domínio temporal, conforme ilustrado na Figura 40. Dessa forma, para análise em faixa larga, foram escolhidos quatro conjuntos de sinais *chirps*, sendo dois com largura de banda de 7 kHz, utilizados para determinação dos parâmetros temporais; e dois com largura de 2 kHz, utilizados na determinação dos parâmetros de frequência.

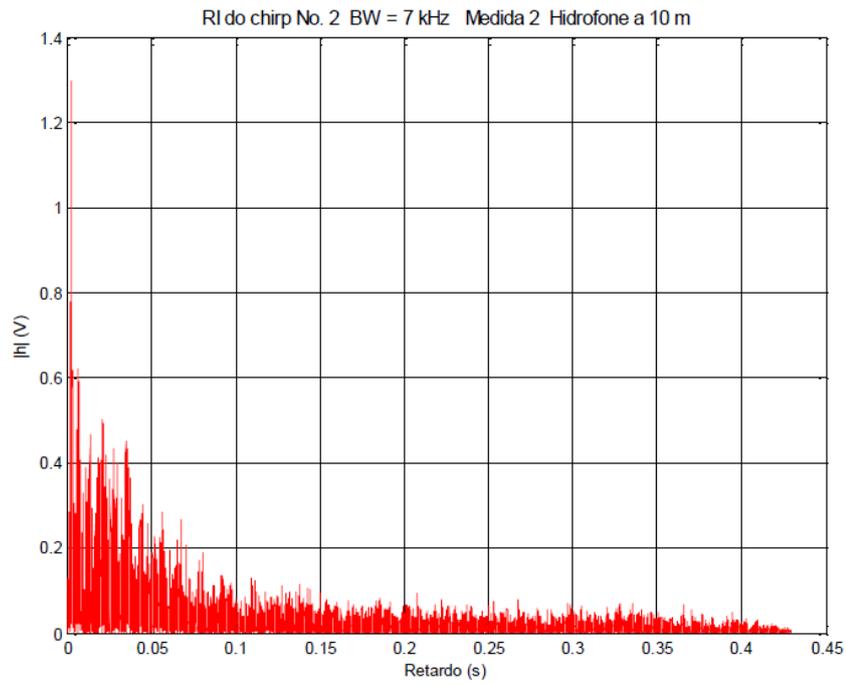


Figura 40 - Representação da resposta do canal sem efeito de *aliasing* temporal.

5 PROCESSAMENTO DOS DADOS E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Explicadas as características dos sinais de sondagem e equipamentos utilizados na experiência, encontra-se o momento de descrever a rotina para aquisição de dados e posterior processamento de resultados obtidos. No total, foram transmitidos mais de 100 sinais para análise em faixa estreita e larga, onde foi buscado entendimento do comportamento do canal em diferentes profundidades e sua resposta a diferentes faixas de frequência. É quase óbvio destacar que uma bateria consideravelmente maior de testes e medições é necessária para uma sólida caracterização do canal acústico submarino, entretanto, entende-se que o estudo aqui apresentado representa um avanço interessante na compreensão do universo de comunicação subaquática, além de percepção de semelhanças e distinções em relação à propagação no canal rádio móvel.

5.1 ANÁLISE DA CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA ESTREITA

Conforme detalhado anteriormente, o sinal recebido é impactado de diversas maneiras distintas, através de diferentes fenômenos existentes no meio submarino, logo, é possível realizar uma gama de análises distintas sobre o sinal, buscando entendimento sobre o comportamento do canal sob diferentes perspectivas. Neste momento, para realização da caracterização em faixa estreita, é necessário o emprego de técnicas no processamento do sinal que permitam isolar e remover o efeito de desvanecimento lento que existe sobre o sinal transmitido.

Para atingir tal objetivo, foi empregado o **Filtro de Média Móvel**, devido seu fácil desenvolvimento e utilização através de *software*. De forma sucinta, ele consiste na criação de um novo sinal composto pela média aritmética de n amostras do sinal recebido original, para cada uma das amostras do mesmo, sendo $n/2$ anteriores e $n/2$ posteriores à amostra em questão. Este fator n , também chamado de *janela*, pode ser escolhido de forma que o novo sinal represente o efeito do desvanecimento lento, que posteriormente é subtraído do sinal recebido original. O resultado desta operação é o sinal sob o efeito apenas do desvanecimento rápido, conforme desejado. A Figura 41 ilustra o efeito da utilização do Filtro de Média Móvel.

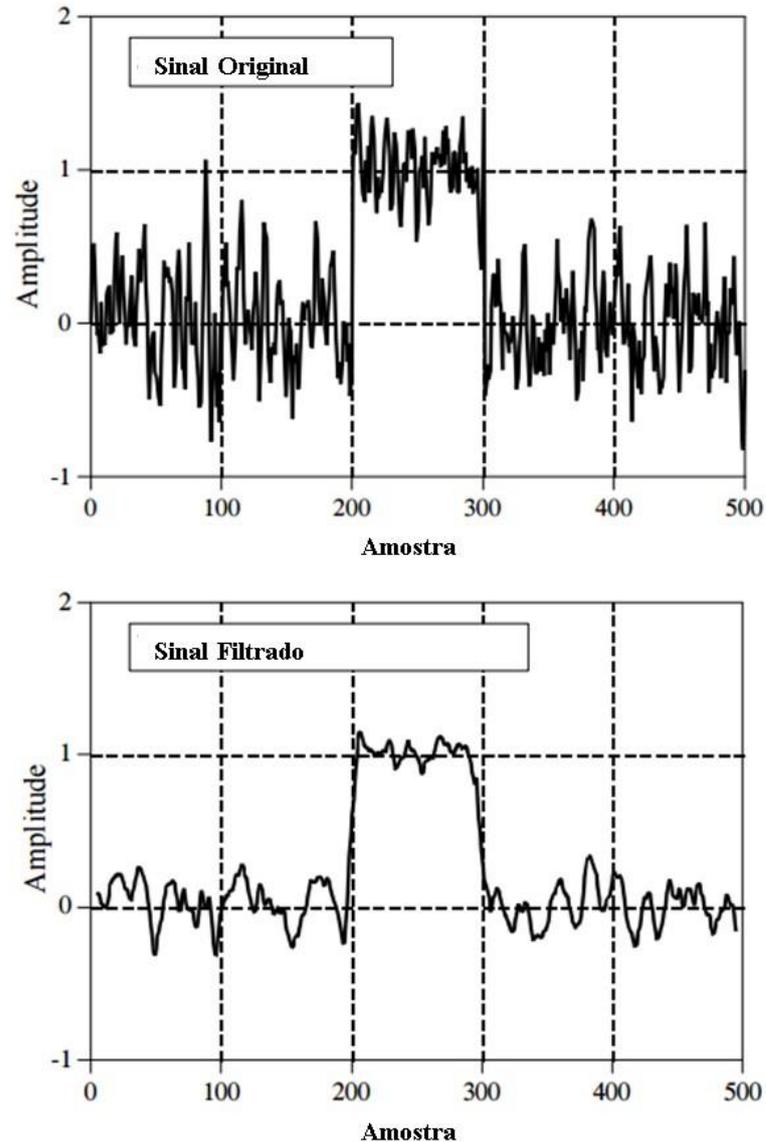


Figura 41 - Exemplo de sinal filtrado pelo Filtro de Média Móvel

Nos experimentos realizados neste estudo, houve pouca mobilidade nas embarcações com os sistemas transmissores e receptores, sendo o canal submarino aparentemente sereno, sem movimentos de maré de grande amplitude. Dessa forma, o efeito do desvanecimento em grande escala é relativamente pequeno, conforme ilustrado na Figura 42. Ainda assim, foi utilizado o Filtro de Média Móvel, de forma preventiva. Estando o sinal a ser analisado apenas com a componente de variabilidade de pequena escala, pode ser aplicada a teoria descrita no capítulo 3, buscando a distribuição estatística que melhor representa o canal submarino.

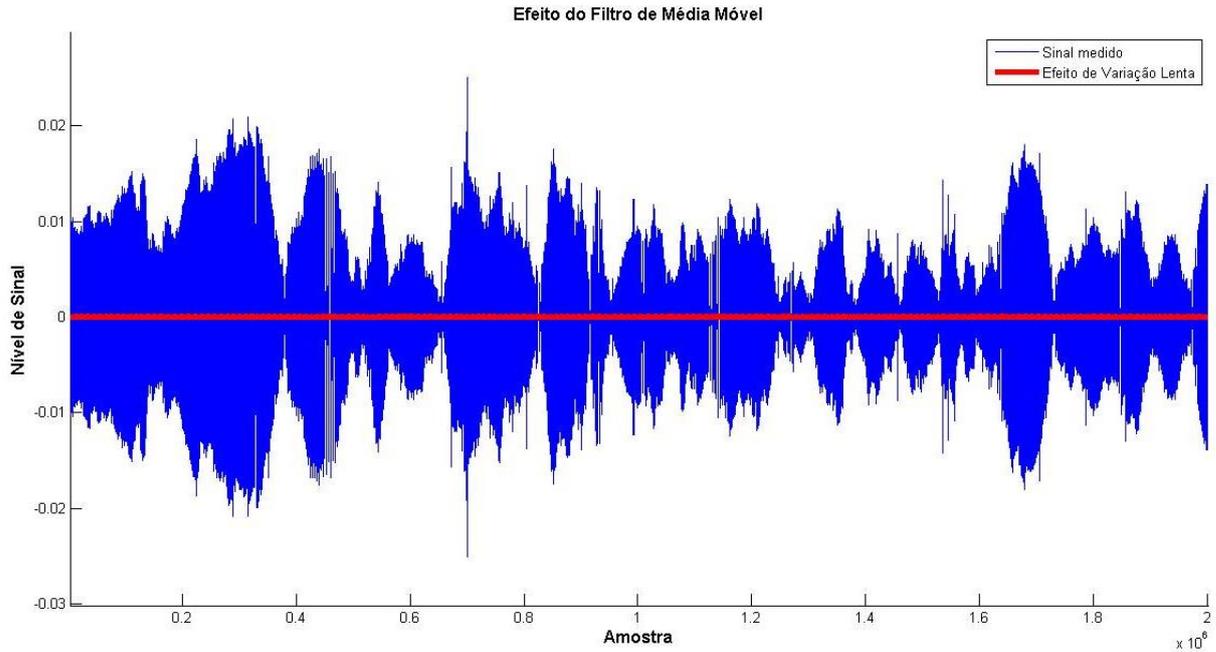


Figura 42 - Efeito do Filtro de Média Móvel.

Por melhor distribuição estatística, entende-se aquela que apresenta menor **erro médio quadrático (EMQ)** em relação ao sinal recebido. Existem técnicas mais sofisticadas para se completar tal tarefa, entretanto, o EMQ é de fácil realização e atende de forma satisfatória. Considerando-se dois vetores V e Q , o EMQ é calculado amostra a amostra, como a Equação 64, no caso sendo V e Q os valores da função densidade de probabilidade associada ao sinal medido e o da distribuição conhecida (Rayleigh, Rice, etc...).

$$\sum \frac{1}{n} (V - Q)^2 \quad (64)$$

A sequência de imagens da Figura 43 até a Figura 50 ilustra os resultados das funções ajustadas para alguns dos pontos de medições, comparadas com aquelas obtidas das medições.

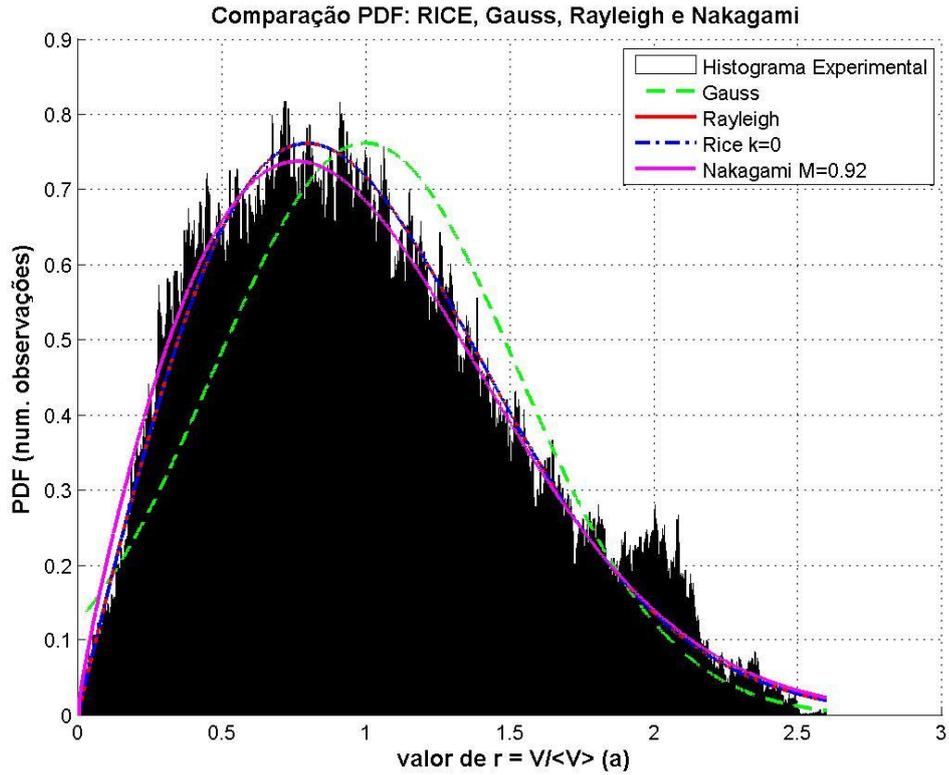


Figura 43 - Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 3 kHz.

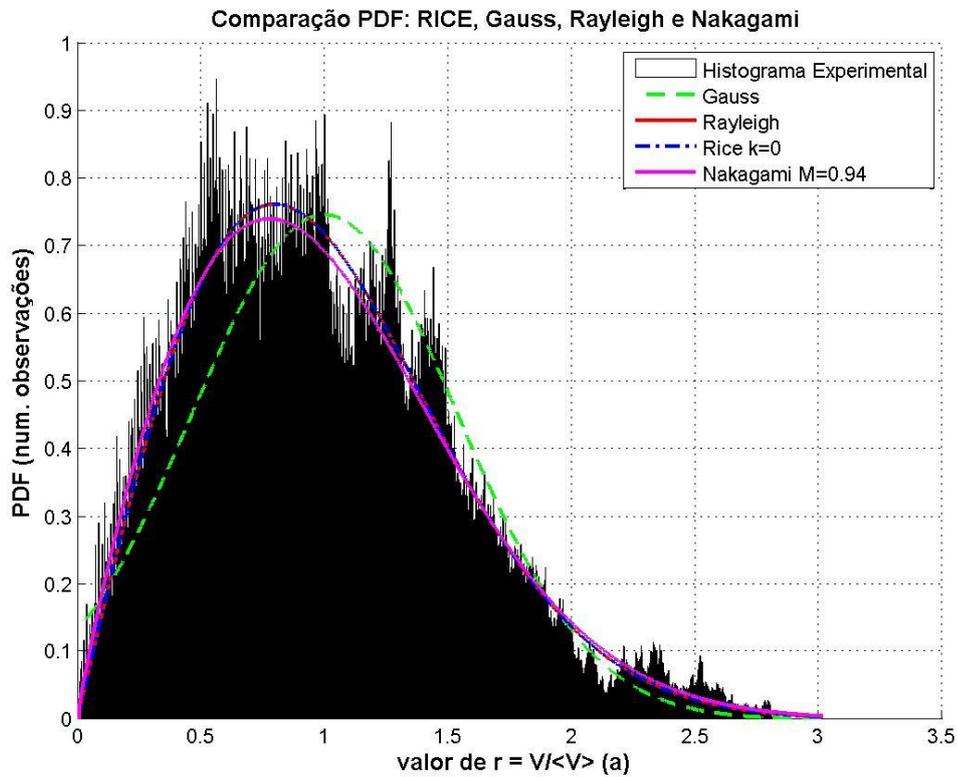


Figura 44 - Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 6 kHz.

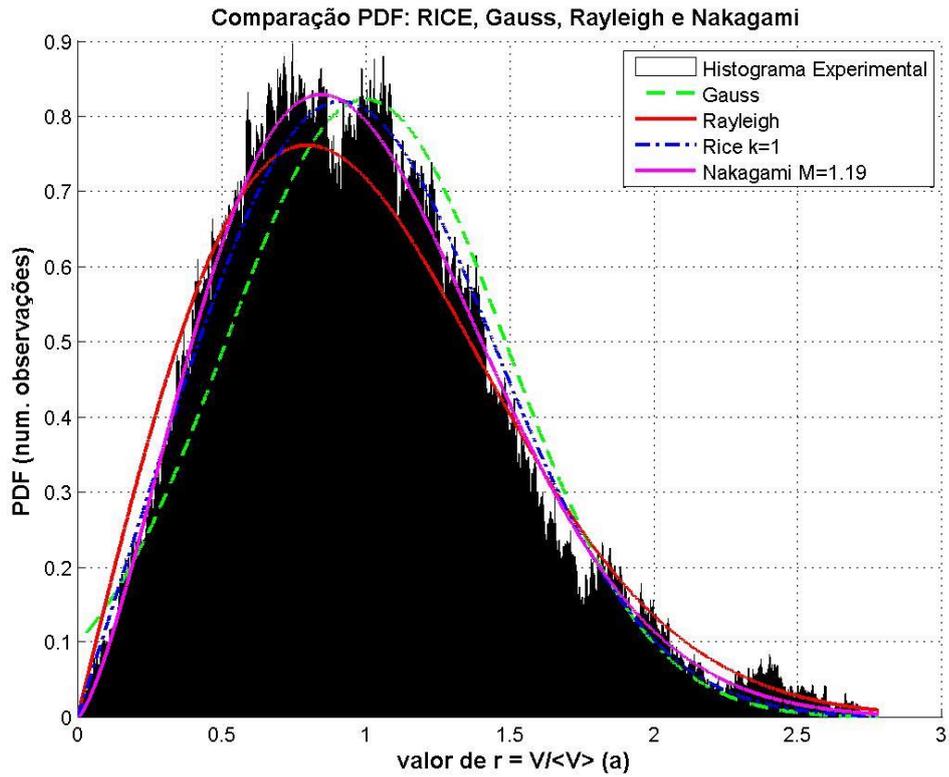


Figura 45—Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 3 kHz.

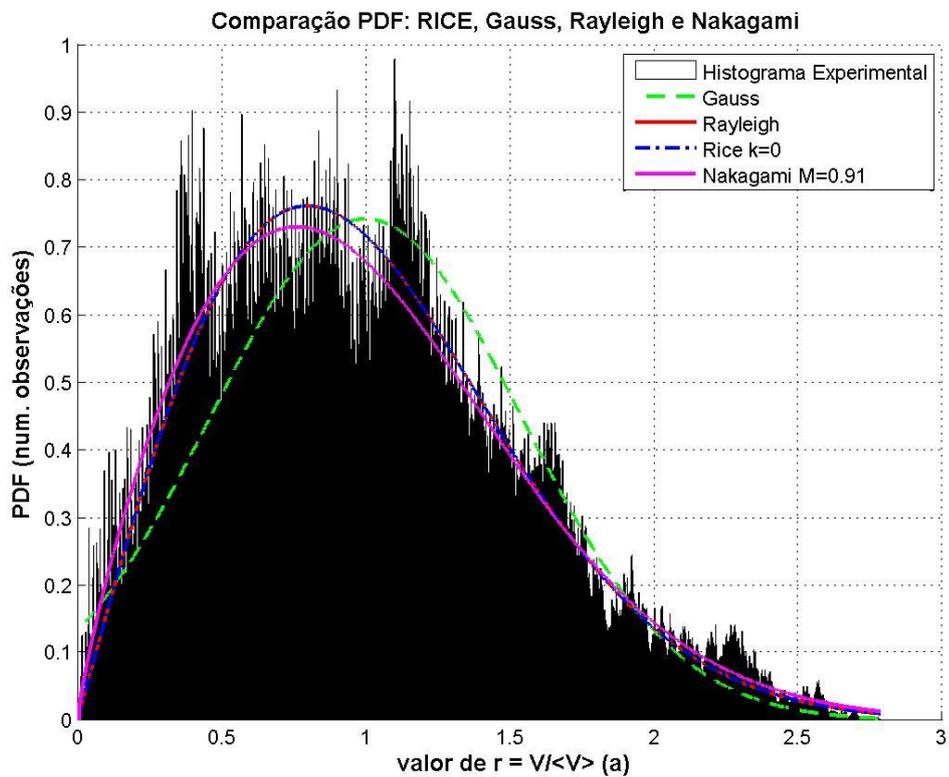


Figura 46—Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 6 kHz.

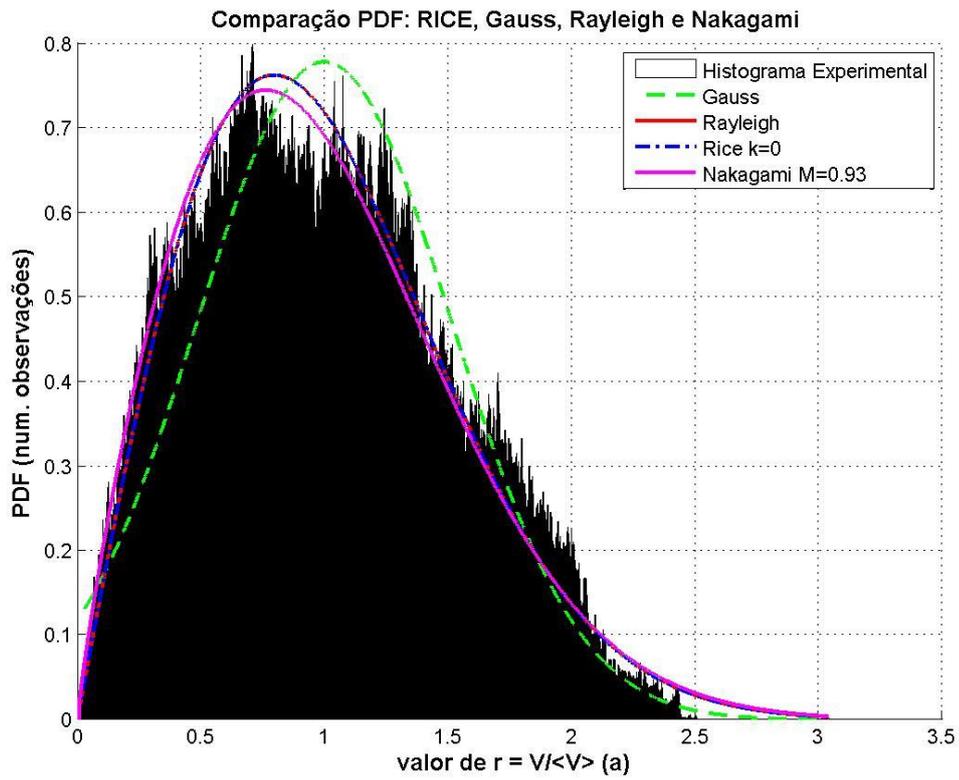


Figura 47—Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 3 kHz.

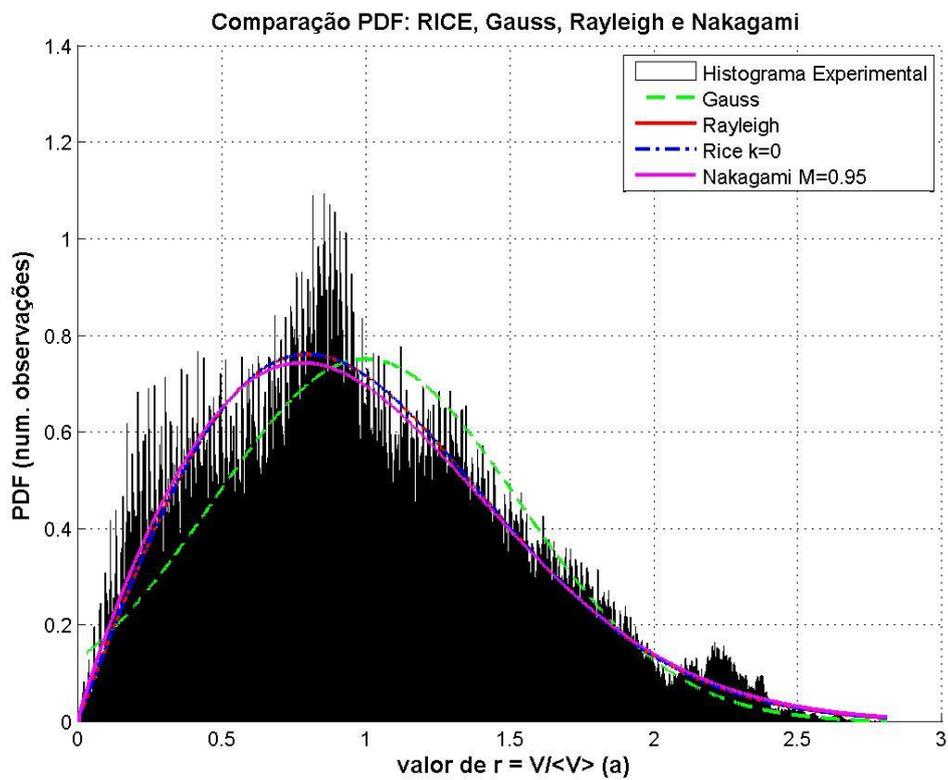


Figura 48—Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 6 kHz.

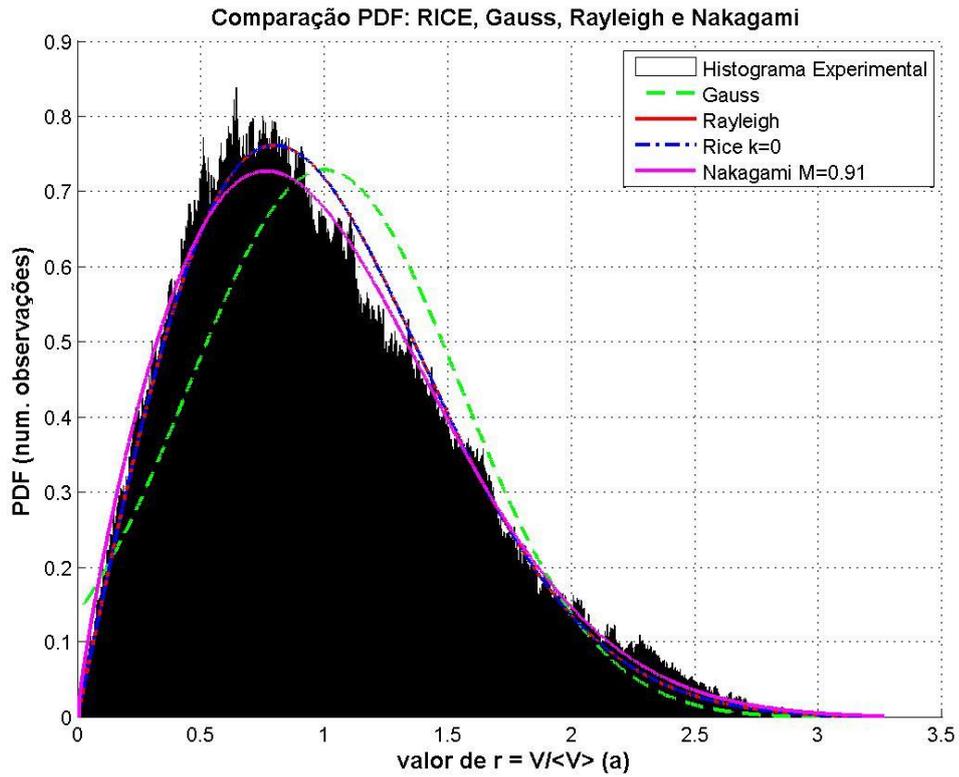


Figura 49—Medição de 08-Oct-2014-11-44-12, profundidade de 5 m, 3 kHz.

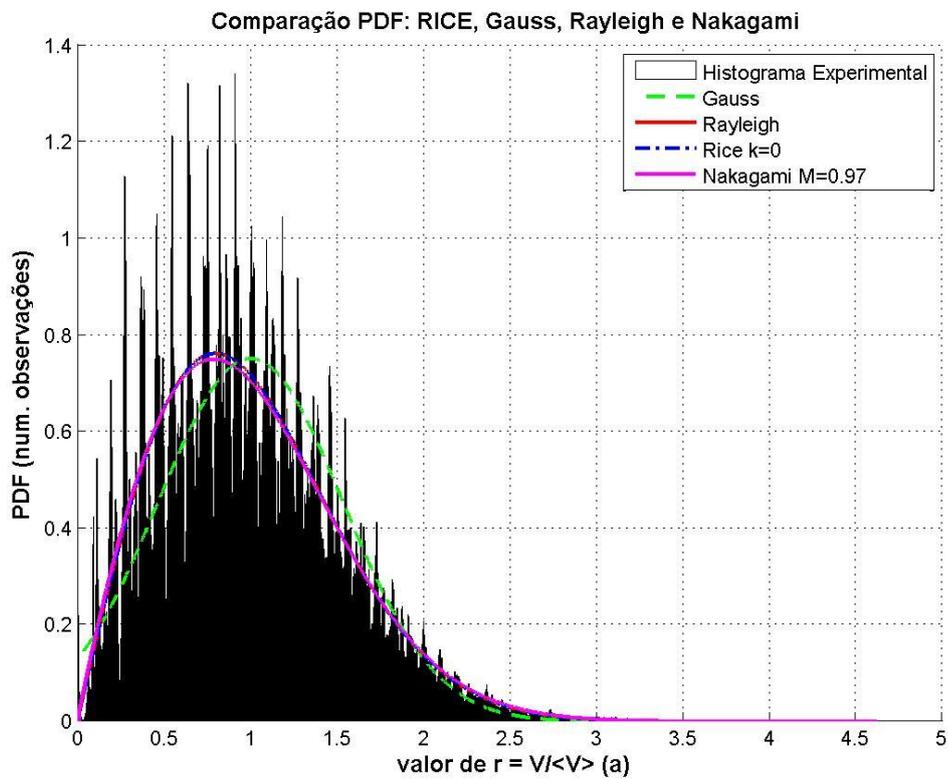


Figura 50—Medição de 08-Oct-2014-11-44-12, profundidade de 5 m, 6 kHz.

A tabela 6 e a Tabela 7 apresentam o erro médio quadrático calculado para todos os pontos, nas frequências de 3 kHz e 6 kHz, respectivamente.

Tabela 6 - Erro Médio Quadrático para transmissão em 3 kHz.

Medição	Profundidade	3 KHz						
		Erro Médio Quadrático						
		Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	k(rice)	m(nakagami)	Melhor ajuste
10.43.05	10	0,012612742	0,001352484	0,001352484	0,000714952	0	0,92	Nakagami
	25	0,128358485	0,216498351	0,216498351	0,049614491	0	0,5	Nakagami
	40	0,011580961	0,00769337	0,00769337	0,006242341	0	0,88	Nakagami
10.53.49	10	0,008283723	0,003410674	0,001701767	0,000640638	1	1,19	Nakagami
	25	0,003282585	0,010324534	0,010178269	0,010147998	1	1,03	Gauss
	40	0,023414566	0,036312391	0,036312391	0,01220421	0	0,58	Nakagami
11.04.40	10	0,009337117	0,002560755	0,002560755	0,002286973	0	0,93	Nakagami
	25	0,016749647	0,01842708	0,01842708	0,017980723	0	1,01	Gauss
	40	0,015234009	0,018545995	0,018128999	0,01773452	1	1,11	Gauss
11.13.28	10	0,015058393	0,003364511	0,003364511	0,001374018	0	0,86	Nakagami
	25	0,015913026	0,035769894	0,031257026	0,033692429	1	1,17	Gauss
	40	0,04151424	0,078822237	0,078822237	0,013738889	0	0,5	Nakagami
11.29.49	10	0,010522044	0,000422079	0,000422079	0,000420252	0	0,98	Nakagami
	25	0,007959698	0,015742126	0,015742126	0,008771931	0	0,73	Gauss
	40	0,030201424	0,063995473	0,063995473	0,025967578	0	0,52	Nakagami
11.44.12	10	0,014971312	0,001407066	0,001407066	0,000897817	0	0,91	Nakagami
	25	0,014942547	0,033950172	0,033950172	0,004691414	0	0,55	Nakagami
	40	0,040083646	0,087679189	0,087679189	0,009752505	0	0,5	Nakagami

Tabela 7 - Erro Médio Quadrático para transmissão em 6 kHz.

Medição	Profundidade	6 KHz						
		Erro Médio Quadrático						
		Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	k(rice)	m(nakagami)	Melhor ajuste
10.43.05	10	0,010203019	0,002038981	0,002038981	0,001650375	0	0,94	Nakagami
	25	0,066022761	0,127223721	0,127223721	0,024286692	0	0,5	Nakagami
	40	0,026902437	0,037154653	0,031943501	0,034219989	1	1,21	Gauss
10.53.49	10	0,010341738	0,003731738	0,003731738	0,002818043	0	0,91	Nakagami
	25	0,01825209	0,005064688	0,005064688	0,002810624	0	0,82	Nakagami
	40	0,021722955	0,034364064	0,034364064	0,023011973	0	0,57	Gauss
11.04.40	10	0,009848073	0,004270058	0,004270058	0,003991578	0	0,95	Nakagami
	25	0,004441476	0,013836934	0,013836934	0,012315098	0	0,95	Gauss
	40	0,023413074	0,046586145	0,046586145	0,019010479	0	0,54	Nakagami
11.13.28	10	0,013988883	0,002498456	0,002498456	0,002137508	0	1,09	Nakagami
	25	0,004702722	0,018271358	0,018271358	0,010548482	0	0,75	Gauss
	40	0,022438511	0,050296863	0,050296863	0,024694696	0	0,54	Gauss
11.29.49	10	0,004182977	0,002838932	0,002717991	0,002758593	1	1,07	Rice
	25	0,002971489	0,005740587	0,005740587	0,004318916	0	0,96	Gauss
	40	0,024280295	0,04722275	0,04722275	0,013901738	0	0,53	Nakagami
11.44.12	10	0,007318237	0,000573371	0,000573371	0,000465385	0	0,97	Nakagami
	25	0,019804015	0,004628454	0,004628454	0,002676429	0	0,81	Nakagami
	40	0,027750473	0,071103638	0,071103638	0,003761273	0	0,5	Nakagami

A análise da Tabela 6 e da Tabela 7 permite concluir que a distribuição de Nakagami se ajustou melhor ao canal submarino sondado, nas frequências de 3 e 6 kHz.

A Taxa de Cruzamento de Nível medida também mostrou boa aderência aos valores teóricos calculados, como se observa em alguns exemplos da Figura 51 a 54, onde N_r/f_m representa o número médio de cruzamentos, por comprimento de onda, do patamar escolhido como o valor mediano da envoltória e ρ representa o valor desse patamar relativo ao valor eficaz da envoltória.

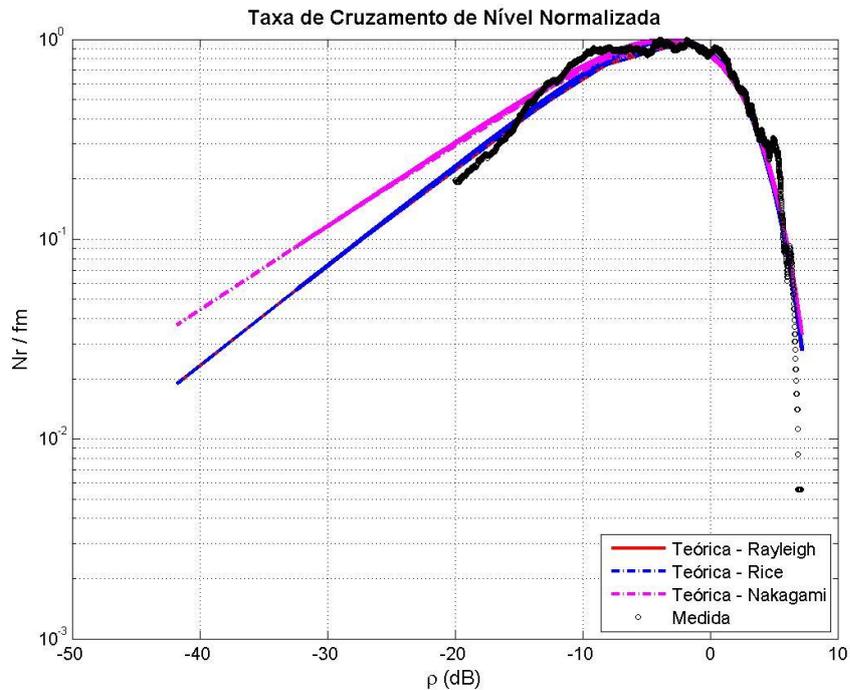


Figura 51 – Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 3 kHz.

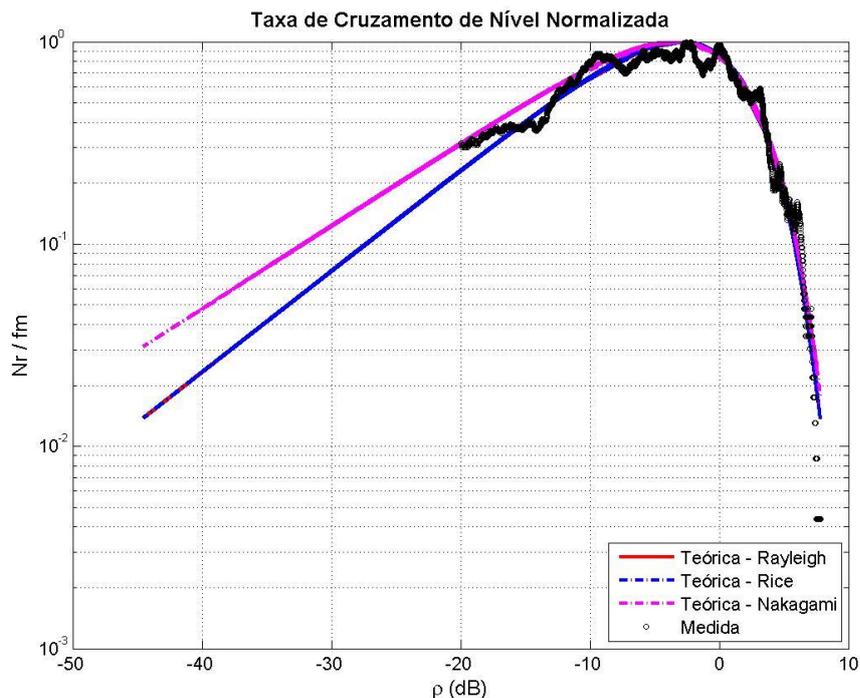


Figura 52 – Medição de 08-Oct-2014-10-53-49, profundidade de 5 m, 6 kHz.

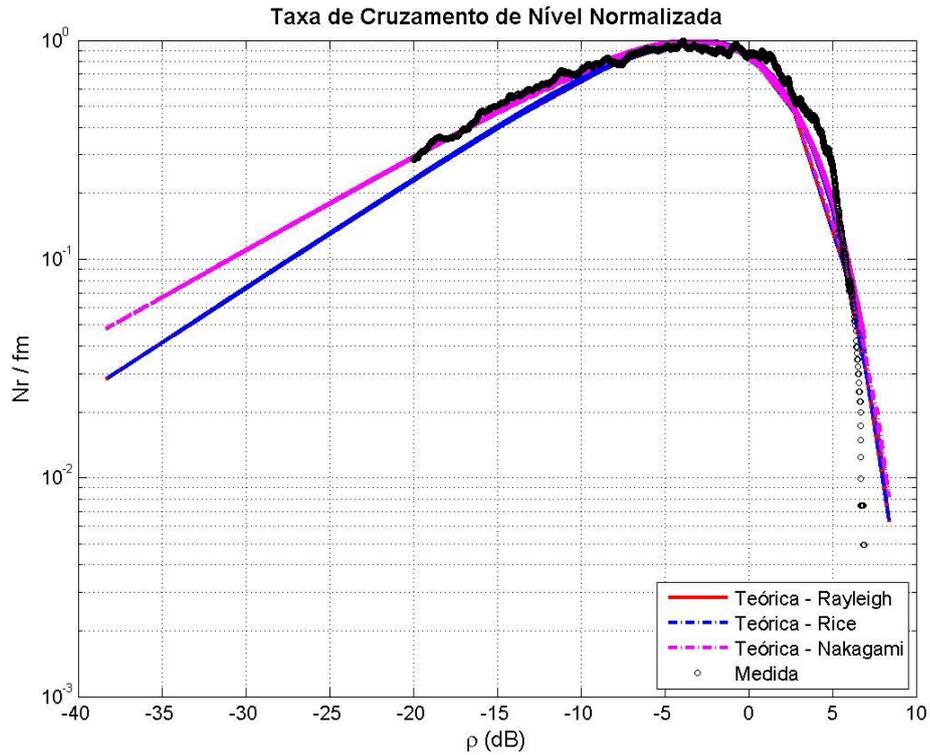


Figura 53 – Medição de 08-Oct-2014-11-04-40, profundidade de 5 m, 3 kHz.

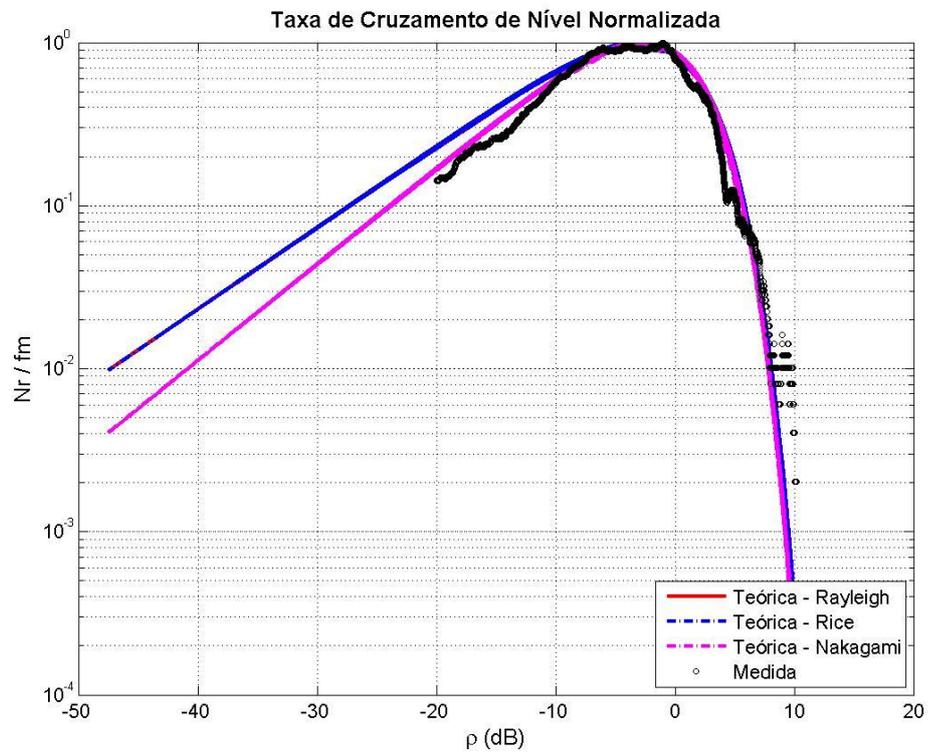


Figura 54 – Medição de 08-Oct-2014-11-13-28, profundidade de 5 m, 6 kHz.

Observa-se uma variabilidade no entorno de 30 dB (- 20 a 10 dB) para o valor das amplitudes no entorno do valor eficaz da envoltória de sinal medido.

Para a Duração Média de *Fading*, as Figuras 55 a 57 mostram alguns exemplos, onde se observa $T_r \times f_m$, representando o comprimento médio de *fading*, relativo a cada patamar normalizado ρ .

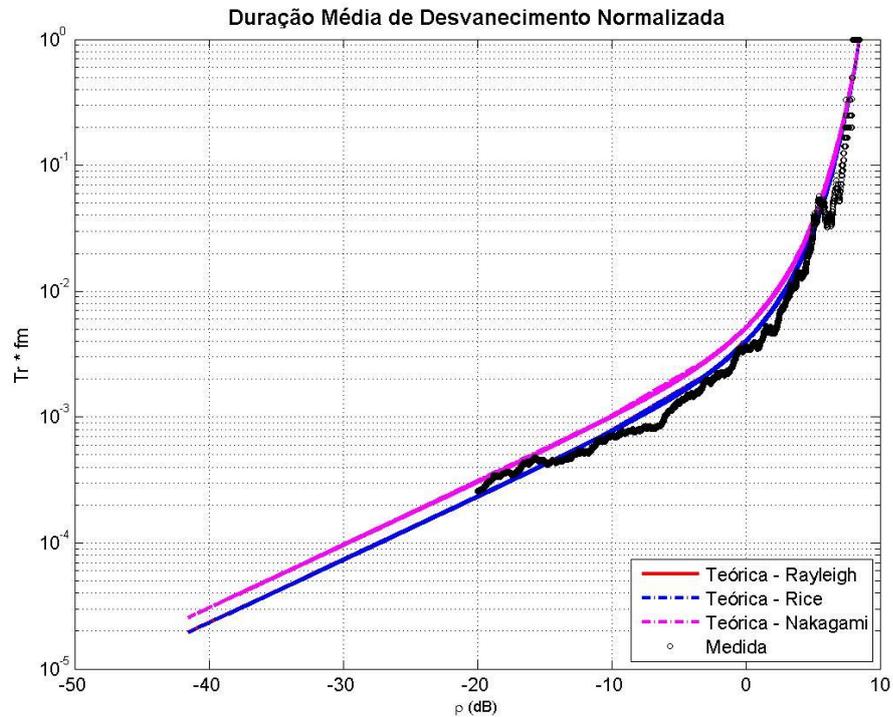


Figura 55—Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 5 m, 6 kHz.

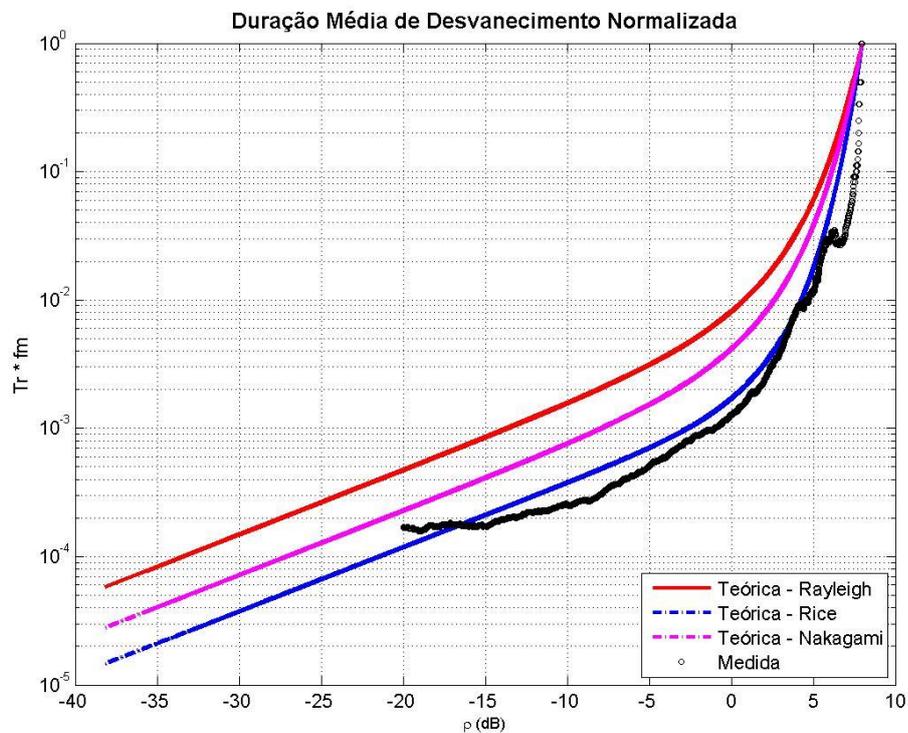


Figura 56—Medição de 08-Oct-2014-10-43-05, profundidade de 20 m, 6 kHz.

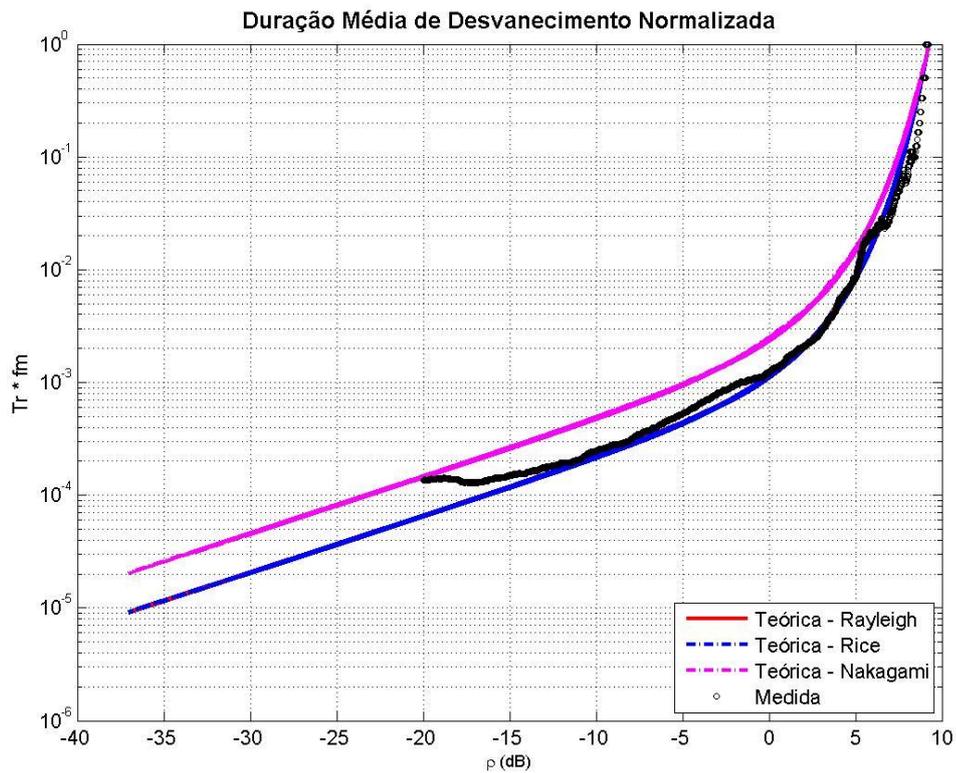


Figura 57–Medição de 08-Oct-2014-11-13-28, profundidade de 5 m, 3 kHz.

5.2 ANÁLISE DA CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA LARGA

Para a determinação dos parâmetros temporais, foram utilizados apenas os *chirps* com maior largura de banda (1 a 8 kHz). Para os parâmetros espectrais, foram utilizados os *chirps* com menor banda (2 a 4 kHz).

Tabela 8 - Parâmetros temporais calculados para *chirps* de 1 a 8 kHz.

Parâmetro \ Profundidade	Retardo Médio (ms)	Espalhamento de Retardo (ms)	Banda de Coerência (Hz)
10 metros	82,29 a 99,58	64,10 a 80,77	12,76 a 17,30
25 metros	74,73 a 101,66	60,68 a 87,93	9,17 a 13,14
40 metros	69,10 a 91,87	65,89 a 78,10	10,11 a 15,40

Tabela 9 - Parâmetros de frequência calculados para *chirps* de 2 a 4 kHz.

Parâmetro \ Profundidade	Deslocamento Doppler Médio (Hz)	Espalhamento Doppler (Hz)	Tempo de Coerência (s)
10 metros	-0,182 a -0,229	1,533 a 1,609	2,524 a 2,558
25 metros	-0,176 a -0,228	1,520 a 1,650	2,510 a 2,525
40 metros	-0,182 a -0,204	1,556 a 1,604	2,519 a 2,564

Tabela 10 - Parâmetros de frequência calculados para *chirps* de 5 a 7 kHz

Parâmetro \ Profundidade	Deslocamento Doppler Médio (Hz)	Espalhamento Doppler (Hz)	Tempo de Coerência (s)
10 metros	-0,171 a -0,218	1,530 a 1,593	2,507 a 2,548
25 metros	-0,055 a -0,182	1,448 a 1,687	2,500 a 2,579
40 metros	-0,063 a -0,141	1,461 a 1,508	2,511 a 2,628

Estes resultados foram obtidos através de uma média aritmética entre cada um dos perfis do sinal *chirp*. Em cada ponto de medição, verificou-se uma relativamente baixa variabilidade no Retardo Médio e Deslocamento Doppler, sendo possível calcular um valor médio que represente o ponto de medição como todo. Apesar deste sinal positivo, os baixos valores de Banda e Tempo de Coerência ainda representam desafios para o estabelecimento da comunicação submarina, limitando a transmissão a poucos bits por segundo, salvo utilização de técnicas como equalização, modulação adaptativa, etc.

5.3 ANÁLISE DE COBERTURA DE SINAL PARA O CANAL DE ÁGUAS RASAS

A campanha de medições relatada neste estudo não permitiu a obtenção de resultados conclusivos quanto à perda de percurso. Seria necessária uma medição de longa duração de um sinal CW com uma e/ou duas das partes, transmissão e/ou recepção, afastando-se da outra. Dessa forma ficaria nítido o decaimento do nível do sinal com a distância percorrida.

Não obstante, foram analisados os níveis de sinal obtidos, conforme ilustrado na Figura 58 e Figura 59.

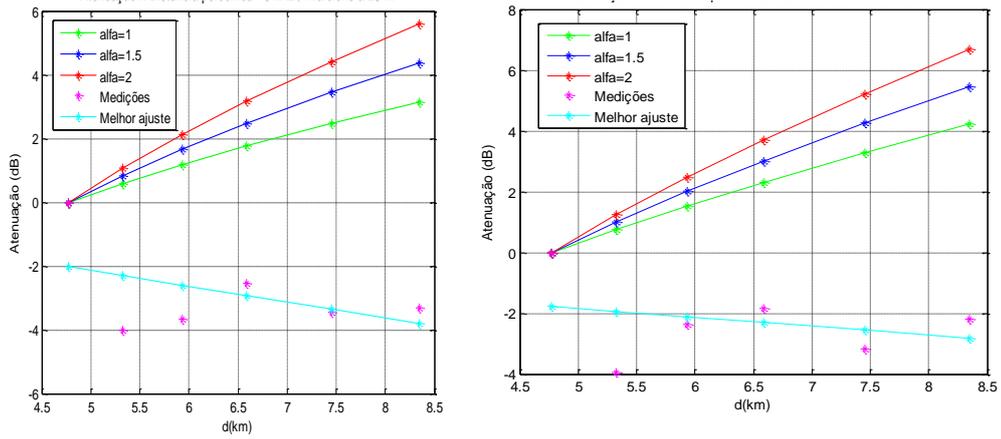


Figura 58 - Atenuação x Distância percorrida 3 e 6 kHz a 25 metros

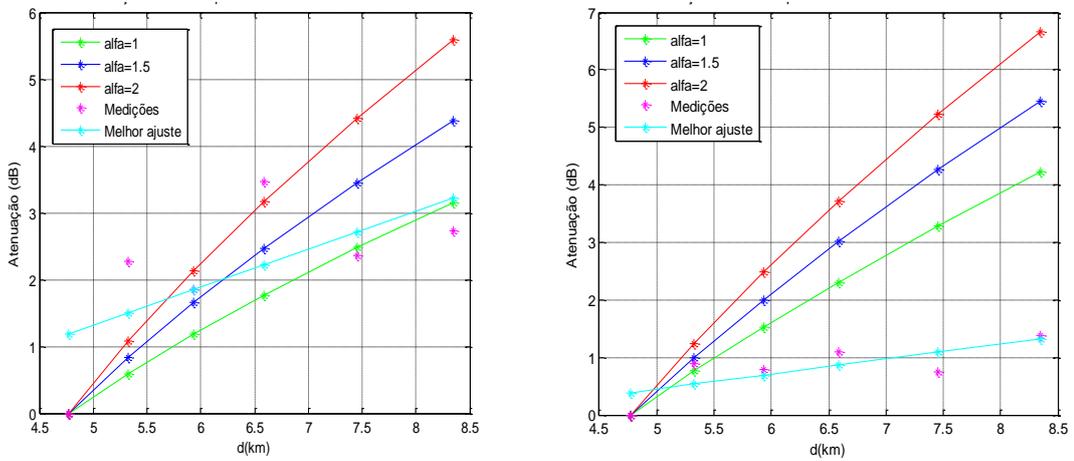


Figura 59 - Atenuação x Distância percorrida 3 e 6 kHz a 40 metros

A Figura 60 mostra um comparativo entre a atenuação medida entre as frequências sondadas.

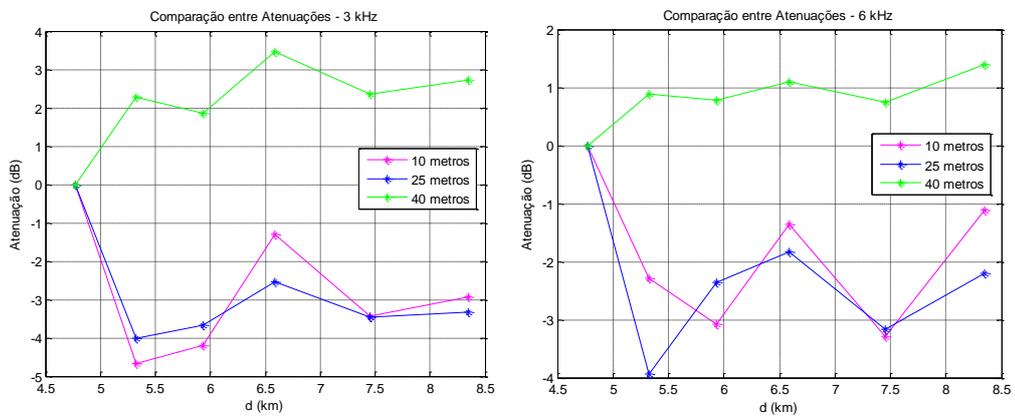


Figura 60 - Comparação de atenuação entre frequências sondadas

5.4 ANÁLISE DE MODELOS DE SIMULAÇÃO DO CRM

Num canal de propagação banda estreita, a resposta ao impulso pode ser representada como o somatório das contribuições dos diferentes multipercursos que surgem no decorrer da transmissão, conforme descrito na Equação 5, entretanto, ao se considerar a propagação num canal de banda ultra-larga (*Ultra wideband – UWB*), como o submarino, considerações adicionais devem ser levadas em consideração. A principal delas reside no fato de cada multipercurso apresentar distorções dependentes da frequência devido à refração, à reflexão, ao espalhamento, etc... Dessa forma, é necessário um modelo matemático que permita descrever tal fenômeno. Para tal, é proposto [14]:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \chi_i(t, \tau) \otimes \delta(\tau - \tau_i) \quad (65)$$

onde $\chi_i(t, \tau)$ representa a distorção variante no tempo do i -ésimo multipercurso, sendo responsável por modelar a seletividade em frequência do canal de propagação submarino.

Através da técnica de simulação do canal, busca-se estimar tais funções a partir de medições obtidas com a sondagem faixa larga, de forma a se obter um modelo do canal real quando desejado. Através da Equação 65, realizando-se a convolução, obtém-se:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \chi_n(t, \tau - \tau_n) \quad (66)$$

A medição, entretanto, permite apenas a constatação da amplitude e fase de cada multipercurso, ou seja, o produto $a_n(t) \chi_n(t, \tau - \tau_n)$. Frente a este problema, o modelo de canal *Multi-Scale, Multi-Lag (MSML)* [9] é usado, onde a resposta a impulso fica na forma:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n - k_n t) e^{-i\varpi_c k_n t} \quad (67)$$

Assume-se que $\tau_n(t)$ é uma função linear do tempo, representando o retardo do n -ésimo multipercurso quando $t = 0$. O termo de fase $e^{-i\varpi_c k_n t}$, onde ϖ_c é frequência central do sinal,

é necessário para a obtenção do deslocamento Doppler. Destaca-se, também, que este modelo é ideal para sinais de sondagem de banda larga, uma vez que estes possuem alta resolução no domínio do tempo, prerrogativa necessária para aplicação do modelo MSML. Usando a propriedade da convolução, obtém-se:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{-i\omega_c k_n t} \delta(\tau - k_n t) \otimes \delta(\tau - \tau_n) \quad (68)$$

Comparando-se a Equação 65 e a Equação 68, nota-se que:

$$\chi_i(t, \tau) = e^{-i\omega_c k_n t} \delta(\tau - k_n t) \quad (69)$$

Analisando-se o instante em que o impulso ocorre na Equação 67:

$$\delta(\tau - \tau_n - k_n t) = \delta[\tau - (\tau_n + k_n t)] \quad (70)$$

o retardo $\tau_n + k_n t$ surge devido o deslocamento entre o ponto de transmissão e recepção do sistema, que insere uma variação linear no retardo entre perfis de multipercursos. O esquemático ilustrado na Figura 61 mostra tal retardo.

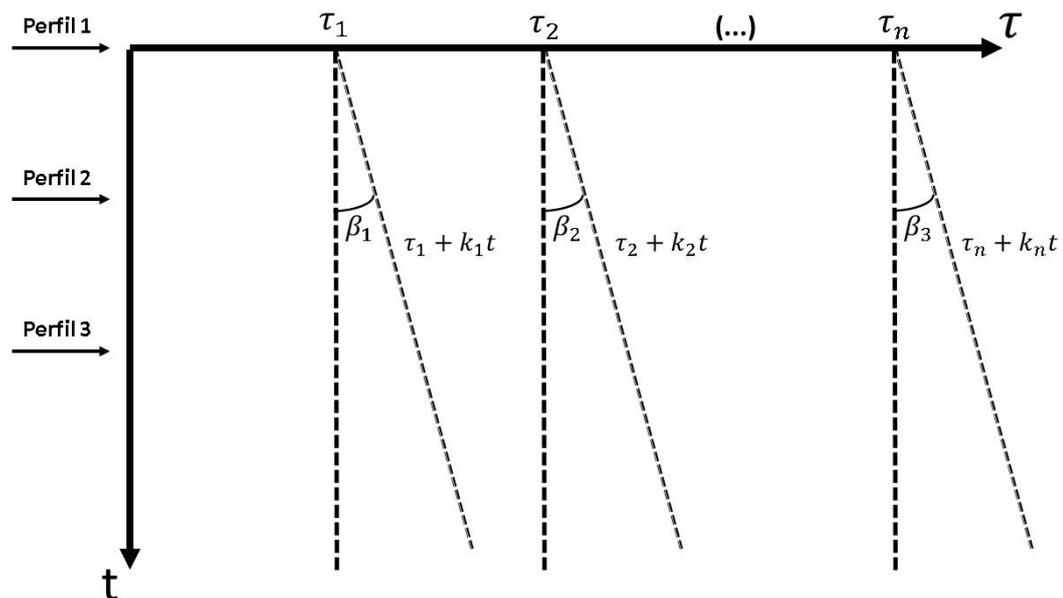


Figura 61 - Retardo de deslocamento.

Para simular o canal, é necessária a determinação dos parâmetros a_n , amplitude dos multipercursos, τ_n , retardo de multipercursos, e k_n , relativo às inclinações da reta de deslocamento. A técnica consiste em determinar a função de distribuição de probabilidade média de cada um desses parâmetros.

Para os valores de amplitudes da resposta ao impulso, a Tabela 11 exhibe os resultados obtidos através das medições em campo. É possível constatar que Nakagami apresentou melhor ajuste na grande maioria dos pontos, com valores médios de m e Ω exibidos na Tabela 12 e Tabela 13.

Tabela 11 - FDP da amplitude dos multipercursos.

hhidrofone	Ponto	Gauss	Laplace	Nakagami	Melhor ajuste
10 m	P1	20%	32%	48%	Nakagami
	P2	16%	12%	72%	Nakagami
	P3	6%	32%	62%	Nakagami
	P4	2%	38%	60%	Nakagami
	P5	20%	20%	60%	Nakagami
	P6	8%	8%	84%	Nakagami
25 m	P1	30%	4%	66%	Nakagami
	P2	6%	8%	86%	Nakagami
	P3	4%	12%	84%	Nakagami
	P4	44%	16%	40%	Gauss
	P5	44%	16%	40%	Gauss
	P6	12%	4%	84%	Nakagami
40 m	P1	6%	32%	62%	Nakagami
	P2	14%	8%	78%	Nakagami
	P3	14%	8%	78%	Nakagami
	P4	4%	10%	86%	Nakagami
	P5	20%	12%	68%	Nakagami
	P6	8%	24%	68%	Nakagami

Tabela 12 - Valores médios do parâmetro m da distribuição de Nakagami.

Profundidade	P1	P2	P3	P4	P5	P6	Média
10	1,214	0,818	0,816	1,001	0,793	0,608	0,875
25	0,753	0,884	0,958	1,008	0,873	0,693	0,862
40	0,908	0,765	0,646	0,641	0,732	0,714	0,734
Média	0,958	0,822	0,807	0,883	0,799	0,672	0,824

Tabela 13 - Valores médios do parâmetro Ω da distribuição de Nakagami.

Profundidade	P1	P2	P3	P4	P5	P6	Média
10	2,336E-05	4,162E-05	6,351E-06	5,737E-07	4,242E-06	4,392E-05	2,001E-05
25	2,874E-06	1,715E-06	9,047E-07	2,340E-06	7,833E-06	9,130E-06	4,133E-06
40	1,133E-06	2,632E-06	5,702E-07	1,424E-06	1,831E-05	1,690E-05	6,828E-06
Média	9,123E-06	1,532E-05	2,609E-06	1,446E-06	1,013E-05	2,332E-05	1,033E-05

Assim sendo, a f.d.p. que representa as amplitudes dos multipercursos no canal sondado é Nakagami com $m \approx 0,8$ e $\Omega \approx 10^{-5}$, conforme ilustrado na Figura 62.

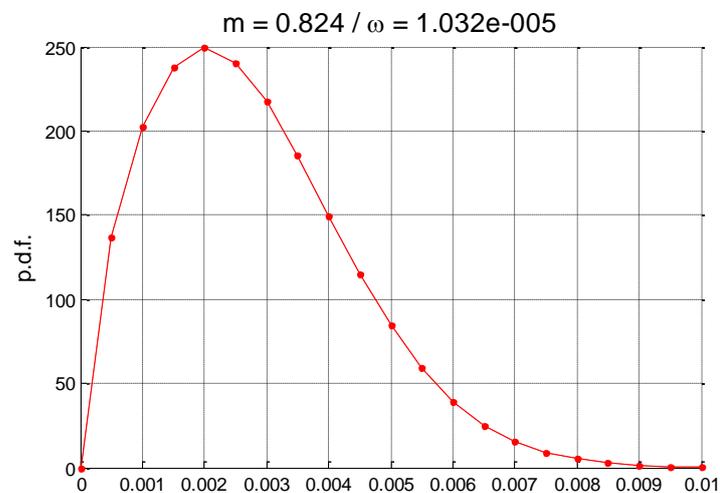


Figura 62 - Distribuição de Nakagami para as amplitudes de multipercursos média do canal sondado.

O parâmetro k_n pode ser visto a partir da análise da Figura 63, onde é visivelmente perceptível que a inclinação é variável. Ainda assim, estima-se que um valor médio é suficiente para representar o canal.

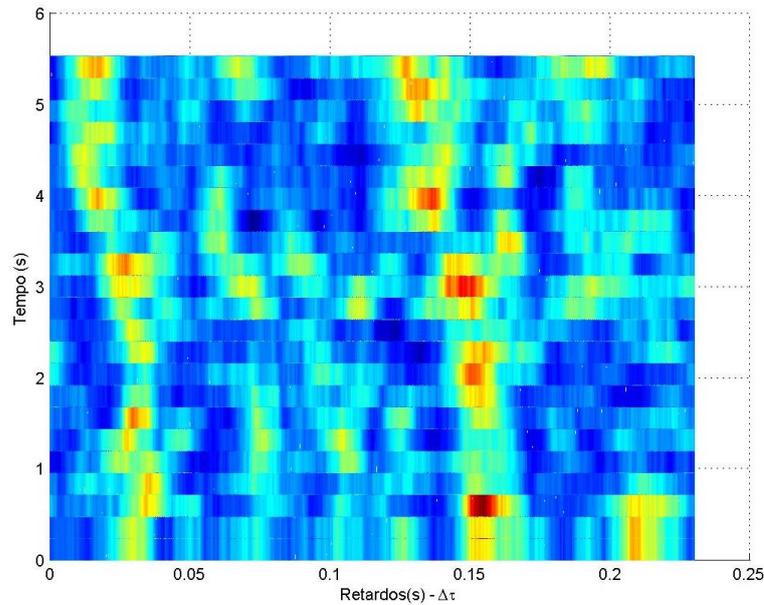


Figura 63 – Matriz dos chirps recebidos filtrados a 25 metros, chirp de 1 a 8 kHz

Os resultados obtidos mostram que k_n possui uma distribuição exponencial com média igual a 0,105.

Para a média dos retardos de multipercursos, Nakagami novamente apresentou aderência, para as três profundidades, onde o parâmetro m assume valores na faixa 0,5 a 0,7. Já o parâmetro Ω novamente apresentou valor aproximadamente constante de 10^{-5} .

Resumidamente, as medições apontam um canal de propagação com as seguintes características:

- Amplitude de multipercursos: distribuição Nakagami de parâmetros $m = 0,8$ e $\Omega = 10^{-5}$;
- Inclinação da reta de deslocamento: distribuição exponencial de média igual a 0,105;
- Retardo de multipercursos: distribuição Nakagami de parâmetros $m = 0,6$ e $\Omega = 10^{-5}$.

6 CONCLUSÃO

A sondagem de sinais acústicos em ambiente marítimo apresentou inúmeros desafios durante a realização deste experimento. Uma experiência nova para parte dos pesquisadores envolvidos no projeto, o estabelecimento de telecomunicações entre embarcações em alto mar exige foco, determinação e trabalho em equipe, fatores estes presentes durante todas missões de medição. Por si só, este trabalho em campo acrescentou conhecimento à pesquisa sobre canais acústicos submarinos.

Quanto à análise em faixa estreita, fica claro, através dos resultados ilustrados nas Tabela 6 e na Tabela 7 que o canal sondado apresenta uma função de distribuição de probabilidade de bom ajuste à função de Nakagami, onde o parâmetro m fica próximo à faixa de 0,9 a 1,2 na maioria dos casos. Ressalta-se, aqui, que o fato do resultado obtido mostrar maior aderência à distribuição de Nakagami, não significa que o ambiente submarino responderá de forma semelhante para outras frequências ou tipos de sinais. Conforme descrito anteriormente, o ambiente subaquático é extremamente variável, ou seja, ainda são necessárias extensas baterias de medições para uma caracterização mais detalhada.

Em geral, a taxa média de cruzamento relativa ao valor eficaz da envoltória (N_r/f_m) é significativamente elevado, ou seja, a envoltória do sinal apresenta alta variabilidade em torno de seu valor eficaz, fluuando desde 20 dB abaixo até 8 dB acima deste. Já o comprimento de *fade*, tomado em relação ao comprimento de onda ($T_r f_m$) apresenta valores baixos para patamares inferiores ao valor eficaz do sinal e valores maiores para envoltória acima do valor eficaz. Pode-se considerar este um resultado interessante, uma vez que mostra que o sinal tende a passar mais tempo com amplitude alta.

Conforme especificado anteriormente, não foi possível obter resultados conclusivos da análise de cobertura do sinal. Os resultados obtidos a 25 metros de profundidade se mostram adequados quando comparados com os valores teóricos, especialmente à curva que representa os valores calculados para um fator de atenuação α igual a 1. Entretanto, os valores obtidos a 40 metros de profundidade são questionáveis. Para afirmação convicta de tais números, são necessárias diversas medições adicionais, visto que pode(m) existir algum(s) espalhador(es) que contribui(em) positivamente para o nível de sinal.

Ademais, é possível extrair algumas conclusões da análise de faixa larga. Para a faixa sondada, o retardo médio e espalhamento de retardo apresentaram faixa de variação semelhante para as três profundidades, tendo as medições realizadas a 25 metros a maior diferença entre valores mínimos e máximos, evidenciando a presença de multipercursos gerados na interação

tanto com a superfície quanto com o fundo do mar. Consequentemente, a banda de coerência é reduzida, limitando a capacidade de transmissão. De modo geral, os resultados obtidos mostram que, sem a utilização de equalização, correção de bits e demais técnicas para aumento de desempenho, o canal acústico submarino permite apenas transmissões a taxas inferiores a 1 kbps, sendo possível apenas o envio de mensagens relativamente curtas. Os resultados exibidos em [15] mostram conclusões interessantes em canais acústicos submarinos com o emprego de OFDM.

Como trabalhos futuros, sugere-se a realização da simulação do canal acústico de comunicação submarina a partir dos resultados obtidos e a verificação do número de simulações necessárias para a convergência dos resultados.

Ademais, ressalta-se a necessidade de extensivas missões de medição, visto que o canal acústico submarino é altamente variável de região para região. De forma geral, o estudo realizado constitui um importante avanço na compreensão e domínio do canal de comunicação acústica submarina, mas deixa evidente a necessidade de continuidade nos estudos.

REFERÊNCIAS

- [1] Capturado em: <http://www.zonacosteira.bio.ufba.br/plataforma.html>
- [2] **Trujillo, Raúl Palacios.**, "Interface Cancellation and Network Coding for Underwater Communication Systems".Aalborg University, Department of Telecommunication Technology (2010).
- [3] **Walree, Paul van.**, "Channel Soundings for acoustic communications: techniques and shallow-water examples". Norwegian Defence Research Establishment (2010)
- [4] **Hodges, Richard P.**, "Underwater Acoustics – Analysis, Design and Performance of Sonar".WestSussex : John Wiley & Sons LTD, 2010.
- [5] Capturado em: <http://www.pontociencia.org.br/>
- [6] **Etter, PaulC.**,"Underwater Acoustics Modeling – Principles, Techniques and Applications".London :E & FN Spon, 1996.
- [7]**Stojanovic, M., Preisig, J.**, "Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization", IEEE Communication Magazine, January 2009.
- [8] **Matos, Leni J.**, "Apostila para o curso de Caracterização do Canal de Propagação Radiomóvel", Universidade Federal Fluminense, PGSS EM ENGANHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2012.
- [9] **Walree, Paul van**, "Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples", FFI-rapport 2011/00007
- [10] **Parsons, John David.**, "The mobile Radio Propagation Channel – 2nd edition". West Sussex : John Wiley & Sons LTD, 2000.
- [11] **Lee W.C.Y.**, "Mobile Communications Engineering". McGraw-Hill, New York, 1982

- [12] **Silva, Vanderlei A. da**, “Modelagem Computacional de Canais de Comunicação Móvel”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, USP, São Paulo. 2004.
- [13] **Yacoub, Michel D.**, “Foundations of Mobile Radio Engineering”. CRC Press, Boca Raton 1993.
- [14] **Molisch, Andreas F.**, “Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling”, IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. 54, No. 5, September 2005.
- [15] **Magalhães, Pedro Eugênio Martins de**, “Estudo de Modulações para Canais Acústicos Submarinos”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações, UFF, Niterói. 2015.
- [16] <http://www.lubell.com/LL1424HP>
- [17] <http://www.teledyne-reson.com>
- [18] **Rappaport, Theodore S.**, “Wireless Communications – Principles & Practice”. New Jersey :Prentic Hall PTR, 2000.
- [19] **Yacoub, Michel Daoud.**, "The α - μ distribution: A physical fading model for the Stacy distribution". Vehicular Technology, IEEE Transactions on 56.1 (2007): 27-34.
- [20] **Mackenzie, K. V.**, “Discussion of Sea-Water Sound-Speed Determinations” Journal of the Acoustical Society of America, 70, 1981, 801–806.
- [21] **Borowski, Brian**, “Characterization of a Very Shallow Water Acoustic Communication Channel”, Proceedings of Underwater Communications, September, 2012.
- [22] **Presig, J. C., and Stojanovic, M.**, Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization, IEEE, Commun. Mag., vol. 47, no. 1, pp.84-89, 2009.

[23] **Kebkal, A. K., Kebkal, K. G., Kebkal O.G. and Komar, M.**, “Modeling and Experimental Validation of Basic Characteristics of Underwater Acoustic Communication based on Signals with Sweep-Spread Spectrum”, Proceedings of Underwater Communications, September, 2012.

[24] **Li, B., Zhou S., Stojanovic, M., Freitag, L., and Willett, P.**, “Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts”, IEEE J. Oceanic Eng., vol. 33, no. 2, pp. 198-209, 2008.

[25] **Nam, Heungwoo, Sunshin An**, “Low-Power Based Coherent Acoustic Modem for High-Speed Communication in Underwater Sensor Networks” IEICE Trans. Commun., vol. E92, No.12, December 2009.

APÊNDICE

A.1 PROGRAMAS DO MATLAB