

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

Pedro Eugênio Martins de Magalhães

Estudo de Modulações para Canais Acústicos Submarinos

NITERÓI-RJ
2015

Estudo de Modulações para Canais Acústicos Submarinos

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
Coorientador: Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro

NITERÓI-RJ

2015

Pedro Eugênio Martins de Magalhães

Estudo de Modulações para Canais Acústicos Submarinos

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.

Aprovada em 11 de junho de 2015.

BANCA EXAMINADORA:

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

Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro – Coorientador
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Dr. Eduardo Rodrigues Vale
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Dr. Marcello Luiz Rodrigues de Campos
Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ

Agradecimentos

Dedico essas palavras iniciais às pessoas que contribuíram direta ou indiretamente para a realização e o desenvolvimento desta dissertação.

- A Deus, que no alto da sua Magnitude soube nos guiar, dando discernimento para cumprir os objetivos da melhor maneira possível.

- Aos professores, José Santo Guicafré Panaro e Leni Joaquim de Matos, que aceitaram o desafio de orientar-me nessa dissertação, pela sua disponibilidade, sugestões, críticas e pelo apoio científico, extremamente importantes nos momentos de dificuldades, palavras de agradecimento serão sempre poucas por todo empenho nestes anos de pesquisa.

- Aos professores e amigos, Tadeu e Murilo, que contribuíram auxiliando na programação destinada a esta dissertação, além do elevado conhecimento em processamento de sinais e técnicas avançadas de telecomunicações.

- Ao grupo de pesquisa de comunicação submarina da UFF, professores e alunos, pelos ensinamentos, ajuda e auxílios concedidos para o resultado desta pesquisa.

- À Marinha do Brasil, pela disponibilização de equipamentos e dispositivos para a realização das medições, possibilitando as condições materiais para realização desta dissertação, ressaltando a Equipe do IEAPM, Engenheiro Jefferson e Técnico Nonato, que contribuíram com anos de experiência nesta área.

- Ao amigo Fábio Fonseca, Mestre em Engenharia de Telecomunicações, pelo trabalho de revisão.

- Por último, porém não menos importante, à minha família, que soube me apoiar principalmente nos momentos em que queria desistir, dando forças e coragem para que pudesse seguir em frente em busca de novos conhecimentos.

A todos, muito obrigado!

Resumo

Esta dissertação é fruto de dois anos de pesquisas relacionadas à comunicação acústica submarina. Diversos tipos de modulação digital foram testados para verificar a sua adequação na transmissão de dados no canal acústico submarino, incluindo métodos de portadora única e de múltiplas portadoras.

Os resultados experimentais obtidos durante a pesquisa foram descritos e comparados no decorrer do trabalho, e verificou-se que a técnica de modulação OFDM, devido a sua grande flexibilidade, se mostrou bastante promissora.

Para os sinais OFDM foram testadas diversas técnicas de modulação, equalização, codificação e diversidade, com o intuito de identificar os principais parâmetros de transmissão e os métodos mais efetivos para a transmissão de dados no canal acústico submarino.

Palavras-chave: Comunicação acústica submarina; OFDM; transmissão digital.

Abstract

This work is the result of two years of research related to underwater acoustic communication. Various types of digital modulation were tested for their suitability for data transmission in underwater acoustic channel, including single and multiple carriers methods.

The experimental results obtained during the study were described and compared in the course of work, and it was found that the OFDM modulation technique has proved very promising, due to its great flexibility.

For OFDM signals, it has been tested various modulation techniques, equalization, diversity and coding, in order to identify the main transmission parameters and the most effective methods for data transmission in the underwater acoustic channel.

Keywords: Underwater acoustic communication; OFDM; digital transmission.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	9
LISTA DE TABELAS.....	13
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO.....	16
1.1 ESTADO DA ARTE.....	16
1.2 MOTIVAÇÃO.....	18
1.3 OBJETIVOS.....	18
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	18
CAPÍTULO 2 ESTUDO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO E DE DEMODULAÇÃO.....	20
2.1 INTRODUÇÃO.....	20
2.2 MODULAÇÃO.....	20
2.3 DEMODULAÇÃO.....	23
2.4 CAPACIDADE DE INFORMAÇÃO.....	25
2.5 MODULAÇÃO POR CHAVEAMENTO DE AMPLITUDE (ASK).....	26
2.6 MODULAÇÃO POR CHAVEAMENTO DE FASE (PSK).....	32
2.7 MODULAÇÃO POR CHAVEAMENTO DE FREQUÊNCIA (FSK).....	36
CAPÍTULO 3 TÉCNICA DE MULTIPLEXAÇÃO OFDM.....	43
3.1 INTRODUÇÃO.....	43
3.2 GERAÇÃO E DE RECEPÇÃO DO SINAL OFDM.....	45
3.3 MODULAÇÃO OFDM.....	49
3.4 INTERVALO DE GUARDA ENTRE SÍMBOLOS OFDM - PREFIXO CÍCLICO.....	51
3.5 RECEPÇÃO OFDM.....	55
3.6 COMPENSAÇÃO DOPPLER.....	57
3.7 DETECÇÃO DE SÍMBOLOS DAS SUBPORTADORAS.....	58
3.8 ALOCAÇÃO DE PORTADORAS PILOTOS.....	61
3.9 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL.....	66
CAPÍTULO 4 ESTUDO DO COMPORTAMENTO DO CANAL SUBMARINO.....	73
4.1 PROPAGAÇÃO ACÚSTICA.....	73
4.2 ATENUAÇÃO.....	74
4.3 RUÍDO.....	75
4.4 MULTIPERCURSO.....	77
4.5 RESPOSTA AO IMPULSO.....	78
4.6 VARIABILIDADE DA VELOCIDADE DO SOM.....	81
CAPÍTULO 5.....	84
AMBIENTE E SISTEMA DE MEDIÇÃO.....	84
5.1 MATERIAL UTILIZADO:.....	84
5.1.1 <i>Transmissão:</i>	84
5.1.1.1 <i>Setup de transmissão 1:</i>	84
5.1.1.2 <i>Setup de transmissão 2:</i>	86
5.1.2 <i>Recepção:</i>	91
5.2 1º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO NA PISCINA DA UFF.....	96
5.2.1 <i>Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)</i>	96
5.2.2 <i>Setup de transmissão</i>	96
5.2.3 <i>Setup de recepção</i>	97
5.2.1 <i>Localização</i>	98
5.3 2º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO NO DHN.....	99
5.3.1 <i>Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)</i>	101
5.3.2 <i>Localização</i>	101
5.4 3º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO I, DOIS NAVIOS DE SUPERFÍCIE.....	102

5.4.1	<i>Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)</i>	103
5.4.2	<i>Setup de transmissão</i>	103
5.4.3	<i>Setup de recepção</i>	104
5.4.4	<i>Localização</i>	105
4º	EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO II, UM NAVIO DE SUPERFÍCIE E UM SUBMARINO	106
5.4.5	<i>Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)</i>	107
5.4.6	<i>Setup de transmissão</i>	109
5.4.7	<i>Setup de recepção</i>	109
5.4.8	LOCALIZAÇÃO	110
5.5	5º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO III, DOIS NAVIO DE SUPERFÍCIE	113
5.5.1	<i>Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod)</i>	113
5.5.2	<i>Setup de transmissão</i>	115
5.5.3	<i>Setup de recepção</i>	116
5.5.4	<i>Localização</i>	116
CAPÍTULO 6		118
PROCESSAMENTO DOS DADOS E RESULTADOS		118
6.1	EMULAÇÃO DO CANAL	118
6.1.1	<i>Convolução no domínio do tempo</i>	119
6.1.2	<i>Multiplicação no domínio da frequência</i>	120
6.1.3	<i>Superposição de respostas dos símbolos</i>	121
6.1.4	<i>Tempo de processamento</i>	124
6.2	RESPOSTAS AO IMPULSO	125
6.3	SINAL FAIXA ESTREITA	126
6.3.1	<i>Comparação das frequências</i>	126
6.3.1.1	<i>Experimento 1</i>	127
6.3.1.2	<i>Experimento 2</i>	132
6.3.1.3	<i>Experimento 3</i>	137
6.3.1.4	<i>Experimento 4</i>	140
6.3.1.5	<i>Conclusão</i>	142
6.4	SINAIS OFDM	143
6.4.1	<i>Experimento 5</i>	143
6.4.1.1	<i>Análise com a distância</i>	144
6.4.1.2	<i>Análise do melhor sistema de transmissão</i>	152
6.4.1.3	<i>Análise da frequência</i>	153
6.4.1.4	<i>Técnicas de diversidade</i>	154
6.4.1.5	<i>Diversidade espacial</i>	154
6.4.1.6	<i>Diversidade frequencial</i>	157
6.4.1.7	<i>Diversidade temporal</i>	159
6.4.1.8	<i>Codificação de canal</i>	159
CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO		161
CAPÍTULO 8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		166

Lista de Figuras

Figura 1: Esquema de modulações digitais	21
Figura 2: Diagrama de bloco da modulação.....	21
Figura 3: Código de linha	22
Figura 4: Constelação QPSK com fase inicial de $\pi/4$	23
Figura 5: Diagrama de bloco da demodulação.....	24
Figura 6: Constelação ASK (OOK).....	26
Figura 7: Sinal ASK (OOK) no domínio do tempo.	27
Figura 8: Diagrama de blocos da recepção.	28
Figura 9: Função densidade de probabilidade de erro.	30
Figura 10: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído.	31
Figura 11: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).....	32
Figura 12: constelação BPSK com fase inicial de 0.....	32
Figura 13: Sinal BPSK no domínio do tempo.	33
Figura 14: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído.	35
Figura 15: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).....	36
Figura 16: Constelação BFSK.....	36
Figura 17: Sinal BFSK no domínio do tempo.	37
Figura 18: Taxa de erro de bits em função da relação sinal/ruído.....	41
Figura 19: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).....	42
Figura 20: Desvanecimento aproximadamente plano das subportadoras.	45
Figura 21: Diferença da utilização de frequências entre FDM e OFDM.....	45
Figura 22: Representação de um sinal OFDM no domínio do tempo/ frequência.	46
Figura 23: Princípio da ortogonalidade de portadoras no domínio do tempo.	47
Figura 24: Princípio da ortogonalidade de portadoras no domínio da Frequência.	47
Figura 25: Perda de ortogonalidade devido ao desvio de frequência gerado pelo efeito Doppler.	49
Figura 26: Geração do símbolo OFDM pela IFFT.	51
Figura 27: Exemplo de Interferência Intersimbólica.	52
Figura 28: Prefixo cíclico no domínio do tempo.....	53

Figura 29: Transmissão ZP-OFDM (<i>Zero Padding</i>).....	54
Figura 30: Sinal de transmissão CP-OFDM (<i>Cyclic Prefix</i>).....	54
Figura 31: Diagrama de blocos para a transmissão e recepção do sinal OFDM.	57
Figura 32: Receptor BPSK com detecção coerente.	59
Figura 33: Detector não coerente em quadratura.	60
Figura 34: Diagrama do espaço de sinais de um sinal DPSK.	60
Figura 35: Esquema do receptor DPSK não coerente.	61
Figura 36: Diagrama em blocos do uso das portadoras pilotos.....	62
Figura 37: Alocação de piloto espaçado no tempo, considerando todas as frequências.	63
Figura 38: Alocação de piloto espaçado na frequência, considerando tempo integral.....	64
Figura 39: Alocação de portadoras pilotos espaçadas na frequência e no tempo, sem variação.	64
Figura 40: Alocação de portadoras pilotos espaçadas na frequência e no tempo, com variação.	65
Figura 41: Estimativa do canal OFDM com uso das portadoras pilotos.....	67
Figura 42: Interpolação Linear.....	69
Figura 43: LMS para identificação da resposta ao impulso.....	70
Figura 44: LMS para equalização da resposta ao impulso.	71
Figura 45: Dispersão geométrica cilíndrica da onda acústica no meio submarino. (BRENNAN, 2009).....	75
Figura 46: Densidade Espectral de potência do ruído no canal submarino (TOMASI, 2012). ...	76
Figura 47: Resposta ao impulso de um canal.	78
Figura 48: Espectro de potência Doppler.	80
Figura 49: Propagação do sinal acústico em água rasa.	82
Figura 50: Perfil da velocidade do som alterado pela temperatura e pressão.	83
Figura 51: <i>Setup</i> de transmissão 1.....	84
Figura 52: Projetor Lubel, Transformador de impedância.	85
Figura 53: Resposta em frequência para o conjunto com entrada de 80 V dB/ μ Pa/m.....	85
Figura 54: Amplificador.	86
Figura 55: <i>Setup</i> de transmissão 2.....	86
Figura 56: Projetor Benthowave.	87
Figura 57: Máxima potência de transmissão.	87

Figura 58: Sensibilidade na recepção.	88
Figura 59: Amplificador de potência <i>Benthowave</i> BII-5002.....	89
Figura 60: Ganho na resposta de frequência do amplificador.....	89
Figura 61: Transformador de impedância BII-6000.....	90
Figura 62: Perda de inserção do transformador de impedância.....	91
Figura 63: Sistema de recepção.....	91
Figura 64: Hidrofone TC4032.....	92
Figura 65: Diagrama de diretividade Horizontal.	92
Figura 66: Diagrama de diretividade vertical.	93
Figura 67: Sensibilidade do hidrofone na recepção [dB re 1V/ μ Pa @ 1m].....	93
Figura 68: Placa de aquisição NI USB-6212 BNC.	94
Figura 69: Imagem de satélite do <i>Google Earth</i>	97
Figura 70: Posicionamento do projetor.....	97
Figura 71: Posicionamento do hidrofone.	98
Figura 72: <i>Setup</i> de recepção.	98
Figura 73: Imagem de satélite do <i>Google Earth</i>	100
Figura 74: Posicionamento do <i>array</i> de projetores e hidrofones.	100
Figura 75: <i>Setup</i> de transmissão.....	100
Figura 76: Carta náutica de arraial do cabo com o planejamento das medições (P1 a P15)...	102
Figura 77: Posicionamento de ambos os navios no decorrer dos dias das medições.	103
Figura 78: Posicionamento do projetor a bordo do navio Almirante Hess.....	104
Figura 79: Posicionamento do hidrofone a bordo do navio Diadorim.....	104
Figura 80: <i>Setup</i> de recepção.	105
Figura 81: Carta náutica de arraial do cabo, planejamento das medições.	110
Figura 82: <i>Setup</i> de transmissão.....	111
Figura 83: Submarino S 34.....	112
Figura 84: Submarino S 34 ancorado em Arraial do Cabo.....	112
Figura 85: Posicionamento de ambos os navios no decorrer do 2º dia de medição.....	117
Figura 86: Aspirante Moura (U-14).	117
Figura 87: Comparação entre sinais OOK recebidos (<i>rx5</i> e <i>rx8</i>) e emulados (<i>ex5</i> e <i>ex8</i>) a uma taxa de transmissão de 20 bps, para frequências de portadora iguais a 5 kHz (<i>rx5</i> e <i>ex5</i>) e 8 kHz (<i>rx8</i> e <i>ex8</i>).	119

Figura 88: Exemplo do método <i>overlapandsave</i>	121
Figura 89: Resposta ao impulso.....	122
Figura 90: Exemplo de emulação de um sinal para análise da interferência de multipercusos.	122
Figura 91: Constelação para diversas S/N com 106bits, para a frequência de 5kHz.	124
Figura 92: Tempo de processamento.....	124
Figura 93: Experimento 1 (Piscina UFF).....	126
Figura 94: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	127
Figura 95: sinal transmitido ASK, taxa de 100bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	128
Figura 96: sinal transmitido ASK, taxa de 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	128
Figura 97: sinal transmitido com modulação ASK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	130
Figura 98: sinal transmitido com modulação FSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	131
Figura 99: sinal transmitido com modulação PSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	131
Figura 100: Comparação entre as modulações na frequência de 5kHz. BER/SNR	132
Figura 101: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	132
Figura 102: sinal transmitido ASK, taxa de 100bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	133
Figura 103: sinal transmitido ASK, taxa de 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.	133
Figura 104: sinal transmitido com modulação ASK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	135
Figura 105: sinal transmitido com modulação FSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	135
Figura 106: sinal transmitido com modulação PSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.....	136
Figura 107: Comparação entre as modulações na frequência de 5kHz. BER/SNR.....	136
Figura 108: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.	137
Figura 109: sinal transmitido ASK, taxa de 100bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.	138

Figura 110: sinal transmitido ASK, taxa de 500 bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.	138
Figura 111: Comparação da influência de interferência para as profundidades de 10, 25 e 40 metros.....	139
Figura 112: Composição dos símbolos OFDM do sinal de teste.	144
Figura 113: Comparação da influência de interferência para as profundidades de 10, 25 e 40 metros.....	155
Figura 114: Nível médio de detecção do sinal OFDM1 de referência, para altas e baixas frequências.	158
Figura 115: Espectro do sinal OFDM1 para altas e baixas frequências.....	158

Lista de Tabelas

Tabela 1: Especificação do amplificador <i>Crown</i> cdi-2000 XTI-6000.....	86
Tabela 2: Especificação do projetor <i>Benthowave</i> modelo BII-7503	88
Tabela 3: Especificação do amplificador <i>Benthowave</i> BII-5002.....	89
Tabela 4: Especificação do Transformador de impedância BII-6001	90
Tabela 5: Especificações do Hidrofone TC4032.....	93
Tabela 6: Especificações do Hidrofone TC4032.....	95
Tabela 7: Sinal transmitido na piscina	96
Tabela 8: Sistema de Medição 1.....	99
Tabela 9: Sinal transmitido	101
Tabela 10: Sistema de Medição 2.....	101
Tabela 11: Sinal transmitido	103
Tabela 12: Sistema de Medição 3.....	105
Tabela 13: Sinal transmitido 1	107
Tabela 14: Sinal transmitido 2	108
Tabela 15: Sistema de Medição 4.....	110

Tabela 16: Sinal transmitido 1	113
Tabela 17: Sinal transmitido 2	114
Tabela 18: Sistema de Medição 5.....	116
Tabela 19: Posicionamento dados pontos de medição.....	116
Tabela 20: Resultados da superposição dos símbolos	123
Tabela 21: Resultados de tempo de processamento, experimento 1	125
Tabela 22: Resultados de tempo de processamento, experimento 2.	125
Tabela 23: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 1	129
Tabela 24: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 2	134
Tabela 25: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 3	140
Tabela 26: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_13-35-14.....	140
Tabela 27: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38.....	141
Tabela 28: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38, teste de janelamento.....	141
Tabela 29: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38 teste de janelamento.....	142
Tabela 30: Tabela de erro para os sinais OFDM1 para baixas frequências.....	145
Tabela 31: Tabela de erro para os sinais OFDM1 para altas frequências.	145
Tabela 32: Tabela de erro para os sinais OFDM2 para baixas frequências.....	146
Tabela 33: Tabela de erro para os sinais OFDM2 para altas frequências.	146
Tabela 34: Tabela de erro para os sinais OFDM3 para baixas frequências.....	147
Tabela 35: Tabela de erro para os sinais OFDM3 para altas frequências.	148
Tabela 36: Tabela de erro para os sinais OFDM4 para baixas frequências.....	149
Tabela 37: Tabela de erro para os sinais OFDM4 para altas frequências.	149
Tabela 38: Tabela de erro para os sinais OFDM5 para baixas frequências.....	150
Tabela 39: Tabela de erro para os sinais OFDM5 para altas frequências.	150
Tabela 40: Tabela de erro para os sinais OFDM6 para baixas frequências.....	151
Tabela 41: Tabela de erro para os sinais OFDM6 para altas frequências.	151
Tabela 42: Tabela de comparação dos sinais transmitidos para baixas frequências.....	152
Tabela 43: Tabela de comparação dos sinais transmitidos para altas frequências.	152
Tabela 44: Taxa de erro de bits pela faixa de frequência.....	153

Tabela 45: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P1, a uma distância de 3,06 km para baixa frequência.	155
Tabela 46: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P1, a uma distância de 3,06 km para alta frequência.	156
Tabela 47: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P4, a uma distância de 4,70 km para baixa frequência.	156
Tabela 48: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P4, a uma distância de 4,70 km para alta frequência.	157
Tabela 49: Desempenho dos sinais OFDM de referência com diversidade de frequência (AF + BF).	158
Tabela 50: Desempenho dos sinais OFDM1 recebidos em P4 com codificação de canal para baixas frequências.	160
Tabela 51: Desempenho dos sinais OFDM1 recebidos em P4 com codificação de canal para altas frequências.	160
Tabela 52: Desempenho dos sinais OFDM1 de AF e BF combinados e com codificação de canal	160

Capítulo 1

Introdução

O propósito de um sistema de comunicação é transportar um sinal com uma mensagem através de um canal e entregar uma estimativa desse sinal de mensagem a um usuário. Ao contrário das comunicações terrestres, as comunicações submarinas tiveram um crescimento mais lento, tendo em vista a complexidade em realizar uma transmissão neste meio, tornando-se um verdadeiro desafio à astúcia humana, ao incrementar a distância e/ou a taxa de transmissão.

A transmissão hidroacústica de sinais é amplamente utilizada em vários equipamentos submarinos, tais como sonares, sistemas de posicionamento, ecobatímetros e sistemas de telemetria. O oceano, apesar de ser um bom meio para a propagação de ondas sonoras, introduz várias distorções nos sinais acústicos. Efeitos das variações do índice de refração (velocidade de propagação) devido ao comportamento oceanográfico, somados aos de reflexões da onda sonora na superfície e no fundo do mar, levam a desvanecimentos, dispersão no tempo devido aos caminhos múltiplos, e dispersão na frequência, devido à mobilidade, e zonas de sombra. Estas distorções e os ruídos presentes na água do mar dificultam e limitam a taxa da transmissão hidroacústica de dados digitais. Sistemas de modulação mais simples não permitem a utilização completa da banda disponível do canal, levando a sistemas com baixas taxas de transmissão ou com altas taxas de erro.

1.1 Estado da arte

No ano de 1490, deu-se início, com Leonardo Da Vinci, à ciência que estuda a propagação acústica submarina, onde o mesmo realizou um experimento ao inserir uma extremidade de um tubo na água e, na outra extremidade, seu ouvido pode detectar a presença de sons de navios. (URICK, 1983)

Em 1826, o físico suíço Daniel Colladon e o matemático francês Charles Sturm conseguiram medir a velocidade de propagação do som na água, cerca de 1435 metros por segundo, valor este considerado dentro de 2% do valor atual. (MEDWIN; CLAY, 1997)

Em seguida, em 1912, motivado pelo desastre do navio Titanic, foi desenvolvido, pelo inglês Lewis Fry Richardson, um dispositivo de sonar para localizar objetos e, em 1914, Reginald Fessenden realizou uma comunicação submarina por código Morse.

Devido à necessidade de detectar submarinos no período da 1ª guerra mundial, os estudos para entender o canal acústico submarino foram intensificados e, em 1915, o físico francês Paul Langevin, junto com o engenheiro Constantin Chilowski, aperfeiçoaram os hidrofones e seus conceitos foram relevantes para novos projetos. Também foram desenvolvidos, neste período, os sonares passivos e ativos, além de minas acústicas.

Em 1919, foi publicado (LICHTE, 1977) o primeiro documento sobre acústica submarina, que continha estudos dos raios de refração de som produzidos por gradientes de temperatura e salinidade no oceano.

Na década de 1930, foram incorporados transdutores piezoelétricos, feitos de materiais sintéticos e usados nos sistemas passivos de escutas e nos sistemas ativos, que mostraram bom desempenho durante a Segunda Guerra Mundial, tanto por submarinos quanto por navios anti-submarinos, sendo tais transdutores utilizados até os dias de hoje.

Depois da Segunda Guerra Mundial, o desenvolvimento dos sistemas de sonar foi amplamente praticado durante a Guerra Fria, entre os EUA e a União Soviética, que deu um grande impulso nos estudos da acústica submarina, resultando em avanços no entendimento teórico e prático da acústica submarina, além de utilização de computadores, que permitiram a classificação de alvos, análise de ruídos de várias classes de navios de superfície em diferentes velocidades, análise de sinais biológicos, e modelos de propagação, além de traçado de raios.

De 1946 aos dias atuais, na área militar, o uso de sonares ativos cada vez mais potentes, trabalhando com frequências baixas, garantiu um maior alcance do sinal, junto com os estudos de *array* de hidrofones, além do advento de novos sensores e de novas técnicas de processamento de sinal, que permitiram tratar e analisar uma grande quantidade de dados, possibilitando ao operador identificar um alvo presente em um curto espaço de tempo. Na área comercial, tal estudo sobre o comportamento do sinal em ambiente subaquático pode ser utilizado no mapeamento acurado do fundo dos mares, oceanos e rios, posicionamento acústico dinâmico, mapeamento e localização de cardumes de peixes, sísmica rasa e profunda para a prospecção de petróleo, controle e monitoração de equipamentos submarinos de produção de petróleo, controle e monitoração de robôs autônomos (AUV- *Autonomous Underwater Vehicles*) e comunicação.

1.2 Motivação

Dada à importância de proteção do pré-sal, além de construção de um submarino nuclear inteiramente com tecnologia nacional, um novo sistema de transmissão de dados confiável deve ser criado para a comunicação de ordens de batalha entre os submarinos e os navios de superfície. Assim, este trabalho visa atender esta lacuna, sendo o precursor das novas tecnologias de comunicações para a frota brasileira.

1.3 Objetivos

Identificar a melhor modulação e as melhores frequências para uma transmissão de dados confiáveis, que será utilizada pela Marinha brasileira. Além disso, foram criados diversos programas de simulação com o objetivo de entender melhor o meio de transmissão, além de prever os possíveis resultados para uma dada transmissão de sinal digital, sendo tal estudo de extrema importância para reduzir o número de erros na recepção dos sinais.

1.4 Organização da dissertação

Esta dissertação está estruturada em sete capítulos organizados da seguinte forma:

O Capítulo 2, denominado de “Estudo de técnicas de modulação e demodulação”, apresenta as principais modulações digitais, dentre as quais estão aquelas que foram utilizadas neste trabalho, além de conceitos básicos importantes para o capítulo seguinte.

O Capítulo 3, nomeado de “Técnica de multiplexação OFDM”, apresenta a técnica e como foram utilizados os parâmetros da multiplexação OFDM, tais como: prefixo cíclico, métodos de interpolação e equalização do sinal OFDM.

O Capítulo 4, intitulado “Estudo do comportamento do canal subaquático”, apresenta o ambiente de propagação, e os problemas da propagação no ambiente aquático, tais como: ruído, atenuação, presença de multipercursos e a variabilidade da velocidade do som.

O Capítulo 5, designado “Ambiente e sistema de medição”, descreve os locais das medições, os tipos de sinais que foram transmitidos, além dos *setups* de transmissão e recepção utilizados para a realização das medidas.

O Capítulo 6, intitulado “Processamento dos dados e resultados”, analisa os dados coletados no decorrer das medições, além de apresentar inúmeras simulações que foram analisadas e comparadas com os dados coletados.

O Capítulo 7, de “Conclusões”, sumariza as principais conclusões, além de propor a melhor escolha da modulação junto com os seus parâmetros, para os dados analisados e para a confiabilidade desejada.

Capítulo 2

Estudo de técnicas de modulação e de demodulação

2.1 Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os esquemas de modulação e demodulação digitais utilizados neste trabalho, de forma a fornecer subsídios para melhor compreensão dos demais assuntos. Por conseguinte, serão apresentadas as equações de cada modulação e as suas curvas de taxa de erro de bit (BER) permitindo, assim, analisar a quantidade de erro de bits do sinal transmitido no canal subaquático.

Utilizou-se a modulação digital, tendo em vista que a mesma apresenta algumas vantagens quando comparada com a modulação analógica. Dentre elas pode-se destacar: uma maior imunidade a ruídos, considerando que o canal submarino apresenta variações muito severas no sinal, e maior facilidade de implementação em *software*. Além disso, a modulação digital permite o emprego de códigos de controle e de correção de erro, além de facilitar o uso de criptografia na informação transmitida.

2.2 Modulação

O propósito de um sistema de comunicação é transmitir sinais portadores de informação através de um canal de comunicação, o qual separa o transmissor do receptor. (HAYKIN; VEEN, 2001).

A modulação, porém, é definida como o processo de codificação de informações pelo qual uma das características de uma onda portadora é variada de acordo com um sinal portador de informação, fonte de mensagem. (HAYKIN, 2009). Em qualquer modulação existem três características do sinal da portadora, que podem ser alterados pelo sinal modulante: amplitude (ASK), fase (PSK) e frequência (FSK) ou, simultaneamente, amplitude e fase (QAM), conforme apresentado na Figura 1.

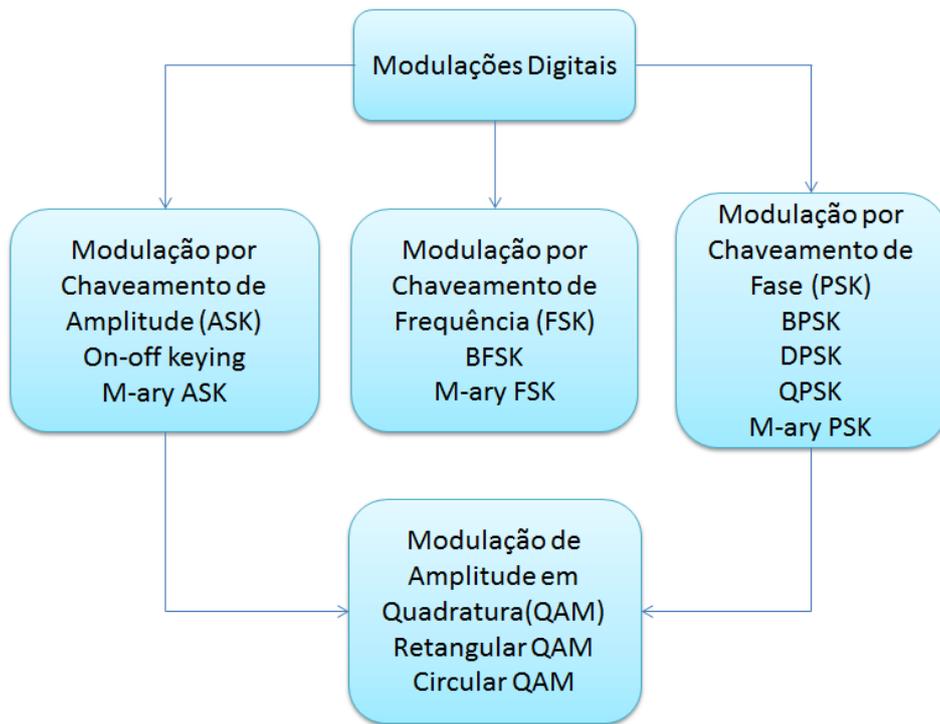


Figura 1: Esquema de modulações digitais

O processo de modulação geralmente ocorre trasladando o sinal portador de informação, sinal modulante, da banda base para um sinal de banda passante, centrada na portadora modulada, como mostra a Figura 2.

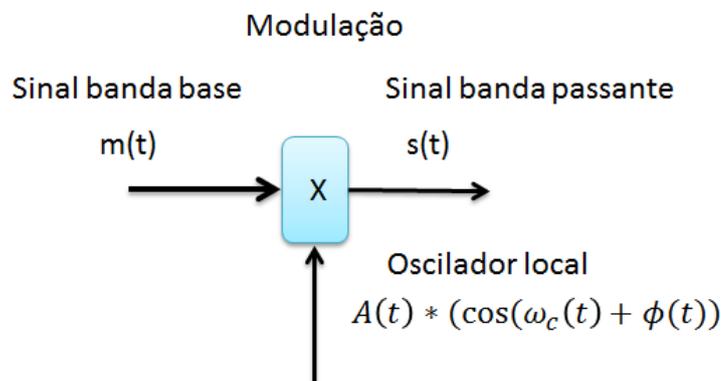


Figura 2: Diagrama de bloco da modulação

O sinal de transmissão é definido pela seguinte equação:

$$s(t) = \text{Re}\{m(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_c(t) + \phi(t)}\} \quad (2.1)$$

onde:

$m(t)$, é a envoltória complexa e corresponde ao sinal de informação

$A(t)$, é o amplitude do sinal da portadora

$f_c(t)$, é a frequência da portadora

$\phi(t)$, é a fase da portadora

$$\text{Re}\{e^{-j2\pi f_c(t)}\} = \text{Re}\{\cos(2\pi f_c(t)) - j\text{sen}(2\pi f_c(t))\} = \cos(2\pi f_c(t))$$

A envoltória complexa de $s(t)$ é definida pela seguinte equação:

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n * g(t - nT_s) \quad (2.2)$$

onde:

$d_n = (A + jB)$, corresponde a um ponto na constelação do esquema de modulação.

$g(t)$, é o pulso formatador do sinal na transmissão, neste caso um pulso retangular.

T_s , é a duração do bit de informação.

No decorrer deste trabalho, foram utilizados dois códigos de linha para a transmissão digital da mensagem de informação, o não retorno a zero invertido, NRZI, para realizar a modulação diferencial onde só ocorre inversão de fase quando o mesmo apresenta o bit “1”, e o não retorno a zero, NRZ, para as demais modulações, mostrado na Figura 3, podendo ser unipolar, de [0 1], para a modulação ASK e FSK, e bipolar para a PSK de [-1 1].

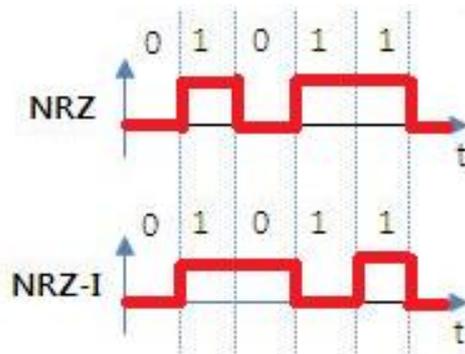


Figura 3: Código de linha

O sinal modulante digital se difere do analógico, pois só pode assumir valores discretos, dentro de um conjunto finito de valores, que no caso de uma transmissão binária são 0 ou 1, para o número de níveis igual a 2. Em transmissões onde o número de níveis é maior que 2, bits sucessivos do sinal portador de informação são agrupados de acordo com o índice de modulação e passam a ser chamado de símbolo, como exemplo, um sinal QPSK, possui símbolos com dois bits, tendo o seu índice de modulação um valor igual a dois e o número de níveis igual a quatro, apresentado na Figura 4, ou seja:

$$N = 2^k \quad (2.3)$$

onde:

N, número de níveis.

K, índice de modulação.

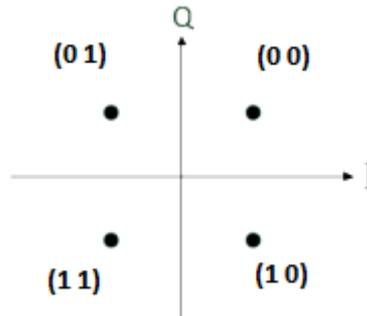


Figura 4: Constelação QPSK com fase inicial de $\pi/4$.

Pode-se perceber, então, que uma modulação que possui um maior índice de modulação apresenta uma taxa de transmissão maior, porém a detecção do sinal torna-se mais delicada, como será discutido a seguir.

2.3 Demodulação

O demodulador é o elemento crítico do sistema, pois é onde o desempenho do sistema é estabelecido, logo se busca encontrar o demodulador que minimiza a probabilidade de ocorrência de erros. (PEEBLES, 1986).

A demodulação consiste em desfazer a translação de frequência do sinal em banda passante para o sinal em banda base. Em seguida, aplica-se um processo de detecção do sinal para retirar a informação do sinal modulado. Este processo pode ocorrer de duas formas, sendo que para ambas se necessita do conhecimento da frequência da portadora do sinal que foi transmitido.

Uma das técnicas é a detecção coerente, onde, além de um conhecimento prévio da frequência da portadora, deve-se ter conhecimento da fase para sincronizar o oscilador local com o sinal recebido, assim, necessita-se ter o conhecimento da frequência da portadora transmitida e do desvio de frequência na recepção, que está ligado à fase do sinal, como mostrado na Figura 5.

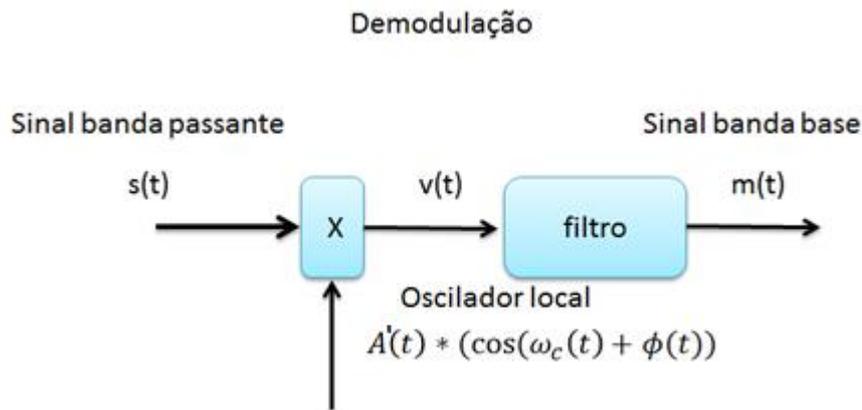


Figura 5: Diagrama de bloco da demodulação.

Verifica-se que o resultado na saída do demodulador na Figura 5 é: (HAYKIN, 2009)

$$v(t) = \text{Re}\{m(t) * A(t) * e^{-j2\pi f(t) + \phi_1(t)}\} * \text{Re}\{A'(t) * e^{-j2\pi f(t) + \phi_2(t)}\} \quad (2.4)$$

$$v(t) = m(t) * A(t) * A'(t) * \cos(2\pi f(t) + \phi_1(t)) * \cos(2\pi f(t) + \phi_2(t)) \quad (2.5)$$

$$v(t) = \frac{1}{2} A_f * \cos(\phi(t)) + \frac{1}{2} * A_f * \cos(2 * 2\pi f(t) * \phi_1(t) + \phi_2(t)) \quad (2.6)$$

onde:

$$A_f(t) = m(t) * A(t) * A'(t) \quad (2.7)$$

$$\phi(t) = \phi_2(t) - \phi_1(t) \quad (2.8)$$

Após aplicar um filtro passa-baixa, para retirar a componente de alta frequência, recupera-se o sinal portador da informação $m(t)$, onde o mesmo será o valor máximo quando $\cos(\phi(t)) = 1$, o que equivale a duas fases iguais, portanto, demodulação síncrona.

Na segunda técnica de detecção, chamada de não coerente, não há a necessidade de um conhecimento da fase do sinal recebido, que está ligado à variação da frequência pelo desvio Doppler, sendo o sinal detectado através do nível de energia, motivo pelo qual tal demodulação é pior do que a demodulação coerente, pois é preciso aplicar um filtro com uma determinada banda na presença de ruído, reduzindo a relação sinal-ruído do sistema.

2.4 Capacidade de informação

O sinal de mensagem deve ser entregue ao usuário de maneira eficiente e confiável, sujeito a certas restrições de projeto: potência de transmissão permissível, largura de banda do canal disponível e custo viável de construção do sistema.(HAYKIN, 2007)

Nyquist provou que o a taxa de amostragem, T_x , de um sinal analógico, para poder ser totalmente recuperado no destino, é maior ou igual a 2 vezes o valor da frequência máxima do sinal transmitido, em Hertz, sendo o mesmo válido para a amostragem de um sinal transmitido com modulação digital.

$$T_x \geq 2 * f_m \text{ Hz} \quad (2.9)$$

Em 1924, Nyquist definiu que a máxima capacidade de um canal, desconsiderando a existência do ruído branco, sendo a única limitação imposta para a capacidade, o número de níveis, definida pela seguinte equação:

$$C_M = 2 * B * \log_2 N \quad (2.10)$$

onde:

C_M , capacidade máxima do canal em bits/segundo.

B , largura de banda, medida em Hz;

N , número de níveis do sinal

Assim, teoricamente é possível aumentar indefinidamente a taxa de transmissão do canal, simplesmente aumentando o número de níveis da modulação multinível. Isto não é verdade, visto que, quanto maior o número de níveis, mais difícil será a reconstrução correta do sinal na existência de ruído, pois os níveis ficam mais próximos entre si.

Em 1948, quase vinte anos depois, Shannon provou no seu terceiro teorema, o da capacidade do canal, que um canal tem capacidade máxima limitada, pois utiliza em sua equação a existência de ruído branco, limitando assim a modulação multinível, definida pela seguinte equação:

$$C = B * \log_2(1 + S/N) \quad (2.11)$$

onde:

$S/N = 10^{dB/10}$, Razão entre a potência do sinal e a potência do ruído branco em escala linear.

2.5 Modulação por chaveamento de amplitude (ASK)

Na modulação por chaveamento de amplitude (ASK), a informação que se deseja transmitir está embutida na variação de amplitude do sinal transmitido. O sinal ASK pode ser representado no diagrama de constelação como um vetor de comprimento variável, de acordo com seus níveis, não podendo sofrer variação de fase.

Decisão coerente

Na modulação por chaveamento de amplitude binária (BASK), os valores da mensagem só podem atingir dois níveis, 0 ou 1, mostrados na constelação na Figura 6. Tal característica pode ser chamada de chaveamento *on-off* (OOK) utilizando o pulso formatador retangular e as probabilidades de bits iguais $P1$ (bit 0) = $P2$ (bit 1) = 50%.

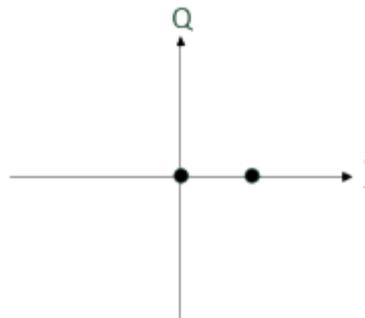


Figura 6: Constelação ASK (OOK)

Assim, o sinal a ser transmitido apresenta a forma da Figura 7:

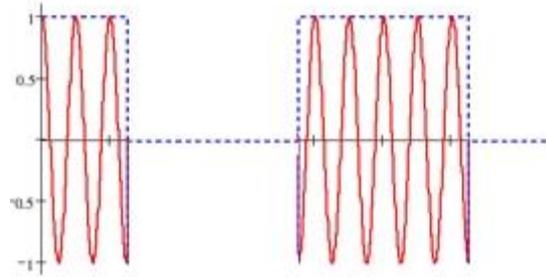


Figura 7: Sinal ASK (OOK) no domínio do tempo.

O sinal de transmissão é definido pela seguinte equação:

$$\begin{cases} s_1(t) = \text{Re}\{m_1(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_c(t) + \phi(t)}\} = 0 \\ s_2(t) = \text{Re}\{m_2(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_c(t) + \phi(t)}\} = A * \cos(2\pi f_c(t) + \phi(t)) \end{cases} \quad (2.12)$$

onde se tem para os pontos d_n na constelação:

$$m_1(t) = 0 \rightarrow d_1 = 0 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.13)$$

$$m_2(t) = 1 \rightarrow d_2 = 1 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.14)$$

Na transmissão, o sinal recebe uma parcela da adição do ruído do meio, ou seja:

$$r(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ s_2(t) + n(t) \end{cases} \quad (2.15)$$

e, no receptor, aplica-se a integração do produto do sinal recebido, com o sinal transmitido, $s_2(t) - s_1(t)$ e compara-se com um limiar de decisão V_t , dado pela equação a seguir (PEEBLES, 1986) e mostrado na Figura 8.

$$\int_0^{T_s} r(t) * [s_2(t) - s_1(t)] dt > V_t \rightarrow m_2 \quad (2.16)$$

$$V_t = \frac{E_2 - E_1}{2} + \frac{n_0}{2} * \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad (2.17)$$

onde:

Se o valor estiver acima de V_t , decide-se para o sinal m_2 , se estiver abaixo, decide-se para o sinal m_1 .

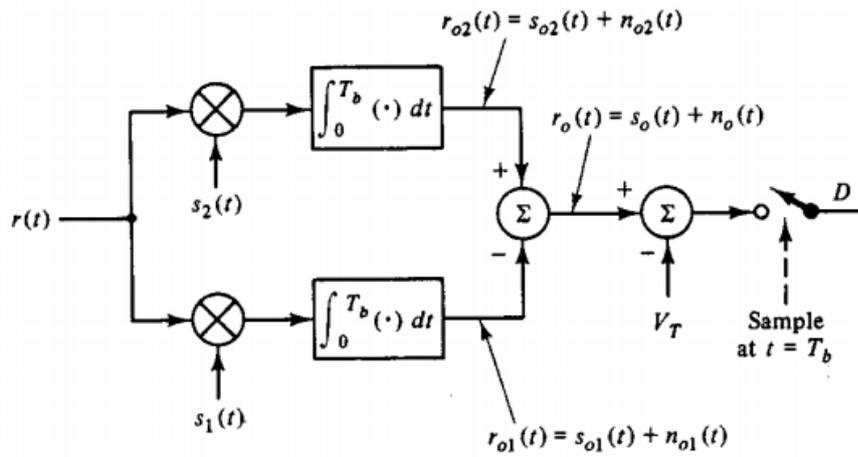


Figura 8: Diagrama de blocos da recepção.

Para a energia recebida em $s_i(t)$, tem-se:

$$E_i \triangleq \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt \quad (2.18)$$

$$E_1 = \int_0^{T_s} s_1^2(t) dt = 0 \quad (2.19)$$

$$E_2 = \int_0^{T_s} s_2^2(t) dt = \frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.20)$$

Para a energia média do sinal, na presença da parcela de ruído, onde a probabilidade de ocorrência de bits “0”, (P1), e bits “1”, (P2), são iguais a 50%, ou seja:

$$\bar{E} = \left(\frac{1}{2} * \frac{A^2 * T_s}{2} + \frac{1}{2} * 0 \right) \frac{1}{n_0} = \frac{A^2 * T_s}{4n_0} \quad (2.21)$$

Para o cálculo da correlação entre os sinais, tem-se:

$$\gamma \triangleq \frac{1}{\sqrt{E_1 * E_2}} \int_0^{T_s} s_1(t) * s_2(t) dt = 0 \quad (2.22)$$

e, para o cálculo da potência de ruído, tem-se:

$$n_0 = n_0(T_s) = \int_0^{T_s} n_w(t_s) * [s_2(t) - s_1(t)] dt \quad (2.23)$$

onde:

n_0 é o ruído ideal da saída do receptor, representado por uma variável aleatória.

Assim, a variância do ruído define a potência de ruído de saída, pois sua média é igual a zero.

$$\sigma^2 = E(n_0^2) - E(n_0)^2 = E(n_0^2) = \frac{n_0}{2} \int_0^{T_s} [s_1(t)^2 + s_2(t)^2 - 2s_1(t)s_2(t)] dt \quad (2.24)$$

Substituindo as equações 2.18, 2.19 e 2.22 na equação 2.24, tem-se a potência de ruído definida como:

$$N = \sigma^2 = \left(\frac{n_0}{2}\right) * (E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 * E_2}) = \left(\frac{E_2 * n_0}{2}\right) \quad (2.25)$$

A componente do sinal na saída do sistema, por definição, é representada por:

$$V_1 \triangleq \int_0^{T_s} s_1(t) * [s_2(t) - s_1(t)] dt = \gamma \sqrt{E_1 * E_2} - E_1 = E_1 = 0 \quad (2.26)$$

$$V_2 \triangleq \int_0^{T_s} s_2(t) * [s_2(t) - s_1(t)] dt = E_2 - \gamma \sqrt{E_1 * E_2} = E_2 \quad (2.27)$$

Definindo-se a função $erfc(x)$ como:

$$erfc(x) \triangleq \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}\right) \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (2.28)$$

Tem-se para o cálculo da probabilidade de erro, mostrado na Figura 9:

$$P_e = P\left(\frac{e}{m_1}\right) P_1 + P\left(\frac{e}{m_2}\right) P_2 = \frac{P_1}{2} erfc\left(\frac{V_t - V_1}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) + \frac{P_2}{2} erfc\left(\frac{V_2 - V_t}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \quad (2.29)$$

Substituindo as equações 2.17, 2.25, 2.26 e 2.27 na equação 2.29, obtém-se a equação geral 2.30 para o cálculo da probabilidade de erro.

$$P_e = \frac{P_1}{2} erfc\left\{ \sqrt{\frac{E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 E_2}}{4N_0}} + \frac{\sqrt{N_0} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)}{2 \sqrt{E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 E_2}}} \right\} + \frac{P_2}{2} erfc\left\{ \sqrt{\frac{E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 * E_2}}{4N_0}} - \frac{\sqrt{N_0} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)}{2 \sqrt{E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 E_2}}} \right\} \quad (2.30)$$

Quando $P_1 = P_2 = 1/2$, tem-se:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_2 + E_1 - 2\gamma\sqrt{E_1 * E_2}}{4n_0}} \right) \quad (2.31)$$

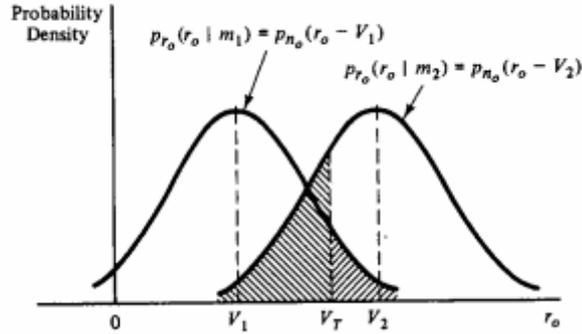


Figura 9: Função densidade de probabilidade de erro.

Como, $s_1(t) = 0$, $E_1 = 0$ e $\gamma = 0$, obtém-se como resultado para o cálculo da probabilidade de erro:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_2}{4n_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2 * T_s}{8n_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}}{2}} \right) \quad (2.32)$$

O cálculo da relação sinal/ruído é obtido por:

$$S_2 = S_1 = (V_2 - V_t)^2 = \frac{E_2^2}{4} \quad (2.33)$$

$$\sigma^2 = \left(\frac{n_0}{2}\right) * (E_2 + E_1 - 2\gamma\sqrt{E_1 * E_2}) = \frac{E_2 n_0}{2} \quad (2.34)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{E_2^2}{4} * \frac{2}{n_0 E_2} = \frac{A^2 * T_s}{4n_0} = \mathcal{E} \quad (2.35)$$

então:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{S}{N}\right)} \right) \quad (2.36)$$

Para o ASK não coerente, onde a BER é menor que 10^{-4} , a curva apresenta menos de 1 dB de diferença em relação à curva do ASK coerente, como mostrado na Figura 10, sendo a sua equação teórica:

$$P_e \cong \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathcal{E}}} \right) * \exp \left(\frac{\mathcal{E}}{2} \right) \quad (2.37)$$

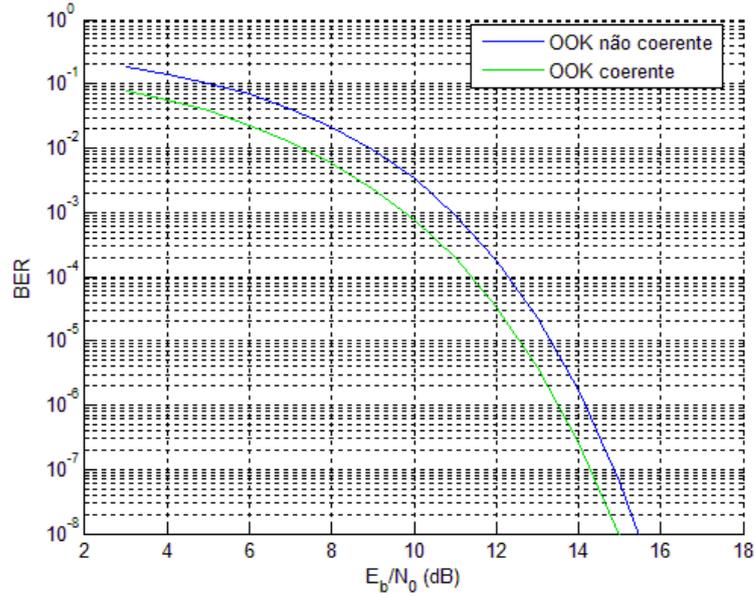


Figura 10: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído.

A expressão analítica para a i -ésima forma de onda do sinal ASK tem a seguinte forma geral:

$$A_i = A_0 + (i - 1) * A \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2.38)$$

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} * \cos(2\pi f_c(t) + \phi(t)) \quad (2.39)$$

$$E_i = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt = \frac{A_i^2 * T_s}{2} \quad (2.40)$$

$$P_e = \frac{M - 1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2 * T_s}{8n_0}} \right) \quad (2.41)$$

A Figura 11 exemplifica a BER versus relação sinal/ruído, para modulações ASK multiníveis.

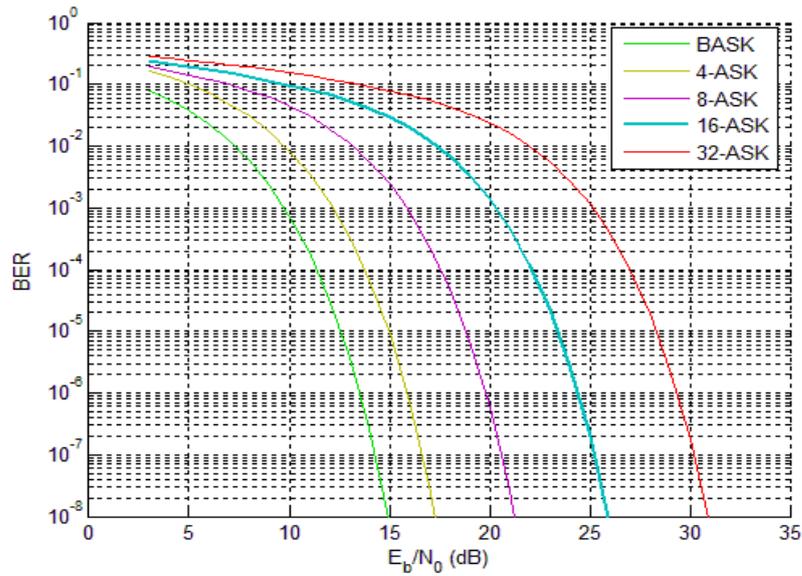


Figura 11: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).

2.6 Modulação por chaveamento de fase (PSK)

Na modulação por chaveamento de fase (PSK), a informação que se deseja transmitir está embutida na variação de fase do sinal transmitido. O sinal PSK, por ter a amplitude constante, pode ser representado no diagrama de constelação como um vetor constante ou como um raio dentro de uma circunferência, alterando somente a fase do sinal de acordo com o número de níveis do sinal, como mostrado na Figura 12.

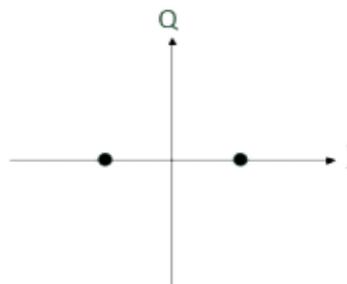


Figura 12: constelação BPSK com fase inicial de 0.

Decisão coerente

Na modulação por chaveamento de fase binária (BPSK), o sinal portador de informação desloca a fase da portadora de π radianos. Tal característica pode ser chamada de chaveamento de fase reversa (PRK), utilizando o pulso formatador retangular e as

probabilidades de bits iguais P_1 (bit 0) = P_2 (bit 1) = 50%. Assim, o sinal a ser transmitido apresenta a seguinte característica, como mostrado na Figura 13.

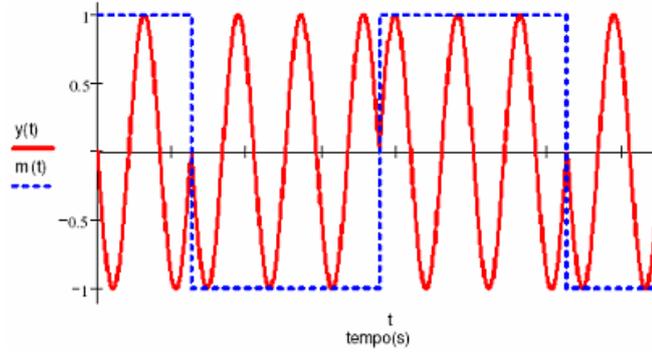


Figura 13: Sinal BPSK no domínio do tempo.

O sinal de transmissão é definido pela seguinte equação:

$$\begin{cases} s_1(t) = \text{Re}\{m_1(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_c(t) + \phi(t)}\} = -A * \cos(2\pi f_c(t) + \phi(t)) \\ s_2(t) = \text{Re}\{m_2(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_c(t) + \phi(t)}\} = A * \cos(2\pi f_c(t) + \phi(t)) \end{cases} \quad (2.42)$$

Onde se tem para os pontos d_n na constelação:

$$m_1(t) = -1 \rightarrow d_1 = -1 \text{ para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.43)$$

$$m_2(t) = 1 \rightarrow d_2 = 1 \text{ para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.44)$$

Na transmissão, o sinal recebe uma parcela da adição do ruído do meio, ou seja:

$$r(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ s_2(t) + n(t) \end{cases} \quad (2.45)$$

No receptor, aplica-se a integração do produto do sinal recebido com o sinal transmitido, $s_2(t) - s_1(t)$, e, na saída do integrador, o sinal é comparado com um limiar de decisão V_t , dado por: (PEEBLES, 1986)

$$V_t = \frac{E_2 - E_1}{2} + \frac{n_0}{2} * \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = 0 \quad (2.46)$$

Se o valor estiver acima de V_t , valor positivo, decide-se para o sinal m_2 se estiver abaixo, valor negativo, decide-se para o sinal m_1 .

A energia recebida em $s_i(t)$ é:

$$E_1 = E_2 = \int_0^{T_s} s_1^2(t) dt = \frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.47)$$

Para a energia média do sinal, na presença da parcela de ruído, onde a probabilidade de ocorrência de bits “0”, (P1), e bits “1”, (P2), são iguais a 50%, tem-se:

$$\bar{E} = \left(\frac{1}{2} * \frac{A^2 * T_s}{2} + \frac{1}{2} * \frac{A^2 * T_s}{2} \right) * \frac{1}{n_0} = \frac{A^2 * T_s}{2n_0} \quad (2.48)$$

Para o cálculo da correlação entre os sinais, tem-se:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{E_1 * E_2}} \int_0^{T_s} s_1(t) * s_2(t) dt = \frac{-E}{E} = -1 \quad (2.49)$$

A componente do sinal na saída de um sistema pode ser representada por:

$$V_1 = \gamma \sqrt{E_1 * E_2} - E_1 = -A^2 * T_s \quad (2.50)$$

$$V_2 = E_2 - \gamma \sqrt{E_1 * E_2} = A^2 * T_s \quad (2.51)$$

Para o cálculo da probabilidade de erro, substituindo na equação 2.31, $E_1 = E_2$ e $\gamma = -1$, obtém-se:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2 * T_s}{2n_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\bar{E}}) \quad (2.52)$$

O cálculo da relação sinal/ruído é obtido por:

$$S_2 = S_1 = (V_2 - V_t)^2 = A^4 * T_s^2 \quad (2.53)$$

$$\sigma^2 = \left(\frac{n_0}{2} \right) * (E_2 + E_1 - 2 \gamma \sqrt{E_1 * E_2}) = 2En_0 \quad (2.54)$$

$$\left(\frac{S}{N} \right) = (A^4 * T_s^2) * \frac{2}{2n_0(A^2 * T_s)} = \frac{A^2 * T_s}{n_0} = 2\bar{E} \quad (2.55)$$

Para o a probabilidade de erro, tem-se, então:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(S/N)}{2}} \right) \quad (2.56)$$

Para o PSK diferencial não coerente, onde a BER é menor que 10^{-4} , a curva apresenta menos de 1 dB de diferença em relação à curva do PSK coerente, como é mostrado na Figura 14, sendo a sua equação teórica:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-E) \quad (2.57)$$

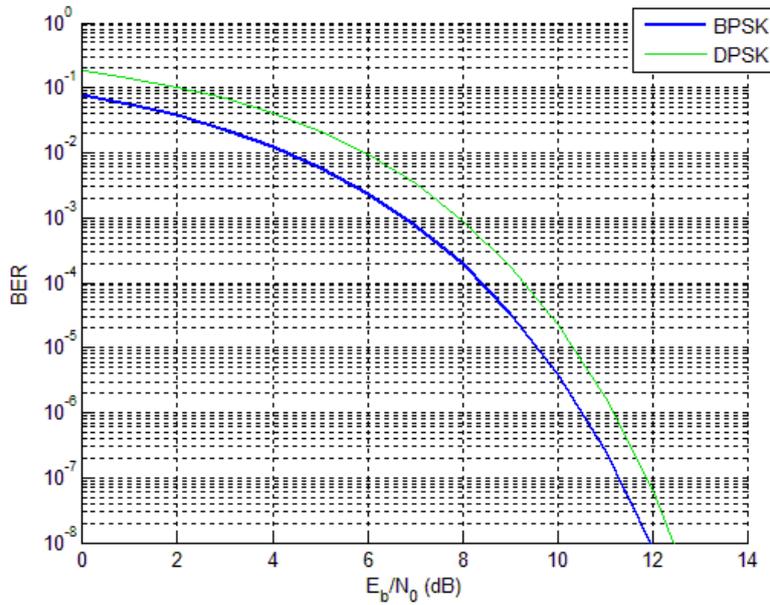


Figura 14: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído.

A expressão analítica para a i -ésima forma de onda do sinal PSK tem a seguinte forma geral:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} * \cos(2\pi f_c(t) + \phi(t)) \quad (2.58)$$

onde:

$$\phi(t) = 2\pi \frac{i-1}{M} \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2.59)$$

e $\phi(t)$ são os M possíveis ângulos de fase da portadora f_c , que representam a informação transmitida para os $M = 2^k$ possíveis símbolos de k bits (PROAKIS, 2001). Para a probabilidade de erro de bit, tem-se:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{n_0}} * \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (2.60)$$

que fornece boa aproximação para $P_e < 10^{-3}$.

Para manter a probabilidade de erros de bits constante e aumentar a quantidade de informação transmitida por símbolo da constelação, é necessário elevar o nível de potência do transmissor. A Figura 15, mostra a taxa de erro para modulações PSK multiníveis.

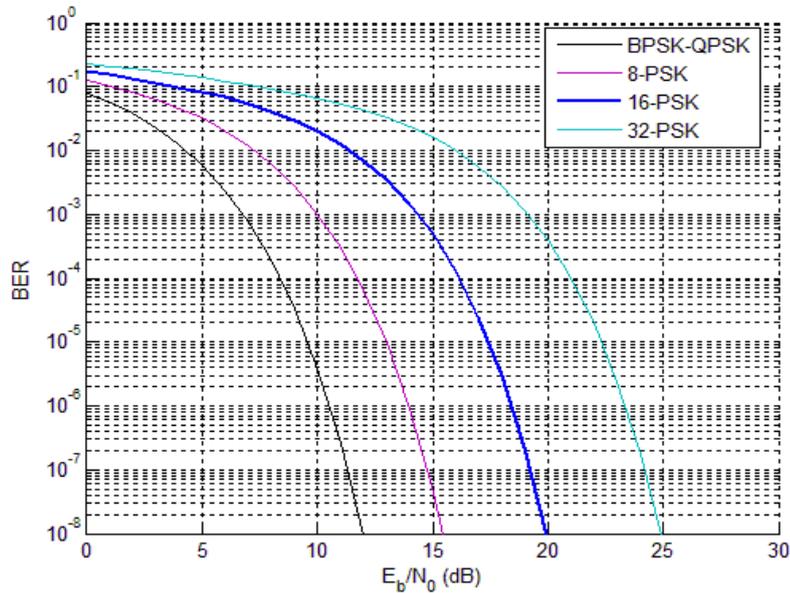


Figura 15: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).

2.7 Modulação por chaveamento de frequência (FSK)

Na modulação por chaveamento de frequência (FSK), a informação que se deseja transmitir está atribuída a diferentes frequências, portanto, quando o bit 0 é transmitido, a portadora assume uma frequência correspondente ao bit 0 durante o período de duração do bit. O mesmo processo ocorre para o bit 1, porém, com uma outra frequência, mostrado na Figura 16.

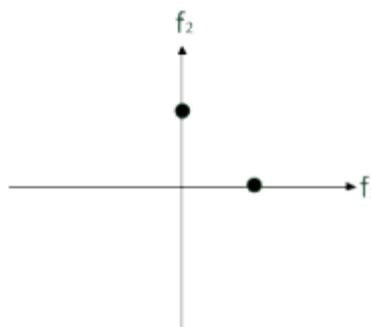


Figura 16: Constelação BFSK.

Decisão coerente de fase descontínua.

Na modulação por chaveamento de frequência binária (BFSK), o sinal portador de informação desloca a frequência da portadora, e os valores da mensagem tem amplitude constante, com dois níveis, separados por um espaçamento de frequência de, $\Delta\omega$, mostrado na Figura 17, ou seja:

$$\omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega \quad (2.61)$$

$$\omega_2 = \omega_0 + \Delta\omega \quad (2.62)$$

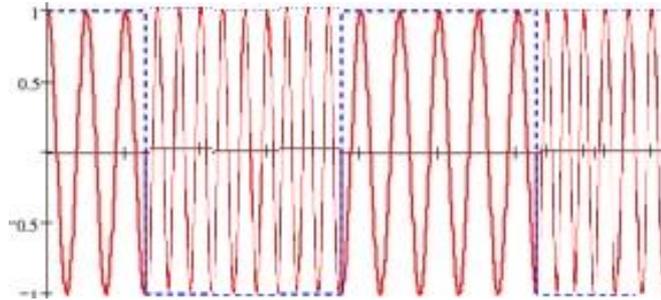


Figura 17: Sinal BFSK no domínio do tempo.

O sinal de transmissão é definido pela seguinte equação:

$$\begin{cases} s_1(t) = \text{Re}\{m_1(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_{c1}(t) + \phi(t)}\} = -A * \cos(2\pi f_{c1}(t) + \phi_1(t)) \\ s_2(t) = \text{Re}\{m_2(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_{c2}(t) + \phi(t)}\} = A * \cos(2\pi f_{c2}(t) + \phi_2(t)) \end{cases} \quad (2.63)$$

onde se tem para os pontos d_n na constelação:

$$m_1(t) = -1 \rightarrow d_1 = -1 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.64)$$

$$m_2(t) = 1 \rightarrow d_2 = 1 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.65)$$

Pode-se perceber que o sinal FSK poderia ter qualquer valor para $m(t)$, desde que é de amplitude constante, fato que iria acarretar apenas na mudança da fase do sinal transmitido.

Na transmissão, o sinal recebe uma parcela da adição do ruído do meio, ou seja:

$$r(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ s_2(t) + n(t) \end{cases} \quad (2.66)$$

No receptor, aplica-se a integração do produto do sinal recebido com o sinal transmitido, $s_2(t) - s_1(t)$ e, na saída do integrador, o sinal é comparado com um limiar de decisão V_t , dado por: (PEEBLES, 1986)

$$V_t = \frac{E_2 - E_1}{2} + \frac{n_0}{2} * \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = 0 \quad (2.67)$$

Se o valor estiver acima de V_t , decide-se para o sinal m_2 e, se estiver abaixo, decide-se para o sinal m_1 .

Para a energia recebida em $s_i(t)$, tem-se:

$$E_1 = E_2 = \int_0^{T_s} s_1^2(t) dt = \frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.68)$$

Para a energia média do sinal, na presença da parcela de ruído, onde a probabilidade de ocorrência de bits “0”, (P_1), e bits “1”, (P_2), são iguais a 50%:

$$\bar{E} = \left(\frac{1}{2} * \frac{A^2 * T_s}{2} + \frac{1}{2} * \frac{A^2 * T_s}{2}\right) * \frac{1}{n_0} = \frac{A^2 * T_s}{2n_0} \quad (2.69)$$

Para o cálculo da correlação entre os sinais, tem-se:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad M_2 > M_1 \quad (2.70)$$

$$\omega_1 = M_1 * \omega_s \quad (2.71)$$

$$\omega_2 = M_2 * \omega_s \quad (2.72)$$

Obtém-se, com isso, um sinal ortogonal, portanto, com a correlação (γ) nula.

Para as componentes do sinal na saída do sistema, são representadas por:

$$V_1 = \gamma\sqrt{E_1 * E_2} - E_1 = \frac{-A^2 * T_s}{2} \quad (2.73)$$

$$V_2 = E_2 - \gamma\sqrt{E_1 * E_2} = \frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.74)$$

Para o cálculo da probabilidade de erro, substituindo na equação 2.31, $E_1 = E_2$ e $\gamma = 0$, tem-se:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2n_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\bar{E}}{2}}\right) \quad (2.75)$$

O cálculo da relação sinal/ruído é obtido por:

$$S_2 = S_1 = (V_2 - V_t)^2 = \frac{A^4 * T_s^2}{4} \quad (2.76)$$

$$\sigma^2 = \left(\frac{n_0}{2}\right) * (E_2 + E_1 - 2\gamma\sqrt{E_1 * E_2}) = En_0 \quad (2.77)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{A^4 * T_s^2}{4} \frac{2n_0}{A^2 * T_s} = \frac{A^2 * T_s}{2n_0} = \mathcal{E} \quad (2.78)$$

então:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{S}{N}\right)}\right) \quad (2.79)$$

Pode-se perceber que a modulação ASK e a FSK, ambas binárias, apresentam a mesma probabilidade de erro, o que é compreensível, pois a modulação FSK pode ser entendida com o somatório de duas modulações ASK em frequências da portadora f_{c1} e f_{c2} , com o prejuízo da utilização de uma banda dobrada.

Para o FSK não coerente, quando a BER é menor que 10^{-4} , a curva apresenta menos de 1 dB de diferença em relação à curva do FSK coerente, sendo a sua equação teórica dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(\frac{-\mathcal{E}}{2}\right) \quad (2.80)$$

Decisão coerente de fase contínua.

Neste caso, o sinal a ser transmitido é definido pela seguinte equação:

$$\begin{cases} s_1(t) = \operatorname{Re}\{m_1(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_{c1}(t) + \phi(t)}\} = A * \cos(2\pi f_{c1}(t) + \phi_1(t)) \\ s_2(t) = \operatorname{Re}\{m_2(t) * A(t) * e^{-j2\pi f_{c2}(t) + \phi(t)}\} = A * \cos(2\pi f_{c2}(t) + \phi_2(t)) \end{cases} \quad (2.81)$$

onde se tem para os pontos d_n na constelação:

$$m_1(t) = 1 \rightarrow d_1 = 1 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.82)$$

$$m_2(t) = 1 \rightarrow d_2 = 1 \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.83)$$

Na transmissão, o sinal recebe uma parcela da adição do ruído do meio, ou seja:

$$r(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) \\ s_2(t) + n(t) \end{cases} \quad (2.84)$$

onde a energia recebida é definida pela equação 2.68.

Para, $E_1 = E_2$, a correlação é dada por:

$$\gamma = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \cos((\omega_0 - \Delta\omega)(t) + \phi_0(t)) * \cos(\omega_0 + \Delta\omega)(t) + \phi_0(t) dt \quad (2.85)$$

Se:

$$\Delta\omega * T_s \gg 1 \quad (2.86)$$

Para o melhor caso, tem-se:

$$2 * \Delta\omega * T_s = \frac{3\pi}{2} \quad (2.87)$$

que acarretará em:

$$\gamma = \text{Sa}(2 * \Delta\omega * T_s) = -0,21 \quad (2.88)$$

e, sendo:

$$V_1 = \gamma\sqrt{E_1 * E_2} - E_1 = -(1 - \gamma)\frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.89)$$

$$V_2 = E_2 - \gamma\sqrt{E_1 * E_2} = (\gamma - 1)\frac{A^2 * T_s}{2} \quad (2.90)$$

para o cálculo da probabilidade de erro como $E_1 = E_2$ e $\gamma = 0$, tem-se:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{1,21E}{2n_0}}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{1,21E}{2}}\right) \quad (2.91)$$

O fator 1,21 representa uma melhora de 0.83 dB em relação ao sinal descontínuo.

MSK

O sinal MSK apresenta um importante conceito que será usado na multiplicação OFDM, que é o mínimo espaçamento de frequência, com amplitudes e fases constantes, de modo a garantir a ortogonalidade das portadoras.

Assim, para a diferença de frequência, tem-se:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_s}{4} = \frac{\pi}{2T_s} \quad (2.92)$$

Pode-se perceber que o espaçamento de frequências é a metade dos empregados nos sinais BFSK, apresentando uma vantagem de uma redução do espectro do sinal, portanto aumentando a sua eficiência.

Para a probabilidade de erro, mostrada na Figura 18, é usada a equação:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{S}{N}} \right) \quad (2.93)$$

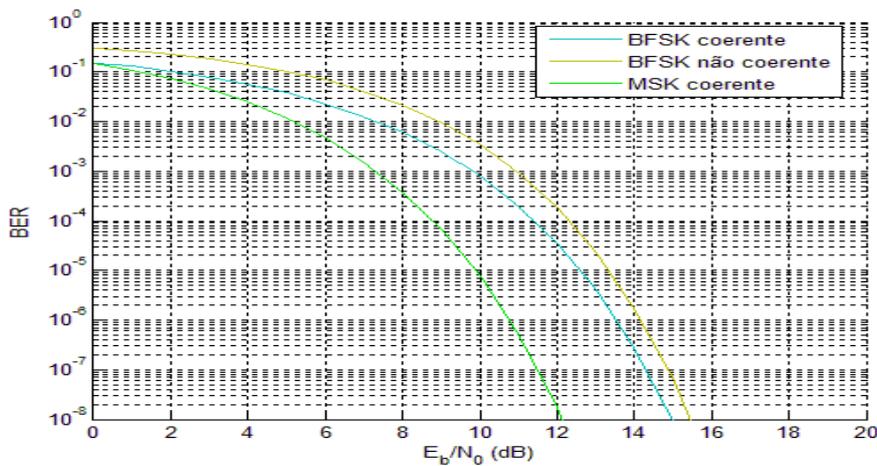


Figura 18: Taxa de erro de bits em função da relação sinal/ruído.

Sistemas M-ário FSK

A expressão analítica para a i -ésima forma de onda do sinal FSK tem a seguinte forma geral (HAYKIN, 2007), mostrada na Figura 19:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} * \cos(2\pi f_c(t) + \phi_0 + (i - 1) * \Delta\omega) \quad i = 1, 2, 3, \dots, M \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.94)$$

onde:

$\Delta\omega$ é o espaçamento de frequência da portadora f_c .

A probabilidade de erro é calculada como:

$$P_e = \frac{1}{2} (M - 1) * \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2n_0}} \right) \quad (2.95)$$

A Figura 19 mostra a BER versus relação sinal-ruído para o FSK multinível.

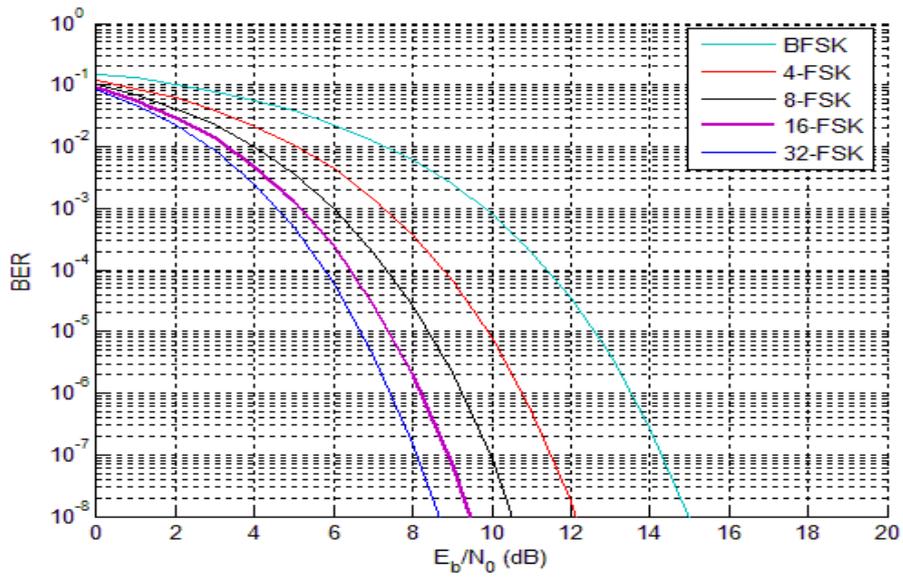


Figura 19: Taxa de erro de bits pela relação sinal/ruído (multiníveis).

Capítulo 3

Técnica de multiplexação OFDM

3.1 Introdução

Neste capítulo, será descrito o esquema de multiplexação OFDM utilizado neste trabalho, bem como o uso de subportadoras pilotos, do prefixo cíclico e do *zero padding*, o conceito de filtragem adaptativa, equalização e métodos de interpolação.

A técnica de transmissão de multiplexação por divisão de frequências ortogonais, OFDM, foi inventada em 1966, como uma melhoria da técnica de multiplexação por divisão de frequência, FDM. A evolução do sistema OFDM, emprega o princípio da ortogonalidade, anteriormente já usado pela modulação M -FSK, que adota o menor espaçamento de frequência necessário entre sinais para que os mesmos sejam descorrelacionados temporalmente, durante o intervalo de sinalização. Esse espaçamento de frequência é dado por

$$\Delta f = 1/T, \quad (3.1)$$

onde:

T , representa a duração de cada símbolo.

Assim, cada símbolo OFDM é composto por diversas subportadoras transmitidas simultaneamente, com espaçamento de frequência definido em (3.1). Cada subportadora transporta dados por meio de modulação digital, seja ASK, PSK, QAM ou até mesmo FSK. Portanto, pode-se constatar que o OFDM surgiu da união de dois conceitos pré-existentes, fator este responsável pela denominação desse tipo de método de modulação e multiplexação.

Num sistema de transmissão convencional, os símbolos são enviados sequencialmente através de uma única portadora. Quanto maior a taxa de transmissão desejada, mais símbolos

por segundo precisam ser enviados pelo canal, com menor intervalo de sinalização. Assim, o grau de interferência intersimbólica (ISI) devido ao espalhamento de retardo, causado pela propagação em múltiplos percursos do canal, tende a aumentar, acarretando em maior complexidade do equalizador que deve ser empregado na recepção para amenizar os efeitos adversos da ISI.

Os sistemas de modulação multiportadora permitem uma forma mais eficiente de transmissão e de mais fácil equalização em canais sujeitos à propagação de múltiplos percursos. Nesta técnica, os dados são enviados de forma paralela, distribuídos nas diversas subportadoras, sendo a taxa de transmissão de símbolo inversamente proporcional ao número de portadoras, N . A redução na taxa de transmissão do símbolo OFDM, implica uma diminuição da sensibilidade ao espalhamento de retardo do canal, tornando-o mais resistente ao seu efeito, sendo esta, uma de suas principais vantagens. Além disso, a utilização de prefixo cíclico e/ou intervalo de guarda entre símbolos, contribui ainda mais para melhorar a eficiência no combate ao desvanecimento, reduzindo ou mesmo eliminando a ISI.

Vale ressaltar que a técnica OFDM não aumenta a capacidade do canal, quando comparado a um sistema de portadora única. Pode-se constatar esta afirmação por meio de um exemplo: Transmite-se um sinal modulado PSK em uma única portadora, com o intervalo do símbolo igual a 1 milissegundo. Logo, a taxa de transmissão é de 1000 símbolos por segundo e a banda mínima a ser utilizada é o inverso do período do símbolo, 1000 hertz. Quando se compara com um sinal OFDM de 1000 portadoras, com espaçamento de 1 hertz, tem-se que o intervalo de símbolo é de 1 segundo, portanto, transmitindo os mesmos 1000 símbolos por segundo. A maior vantagem da técnica OFDM é que o sinal apresenta maior robustez ao efeito de multipercurso do canal, pois o intervalo de símbolo aumenta por um fator multiplicativo correspondente ao número de portadoras. Cada uma das subportadoras irá experimentar um desvanecimento aproximadamente plano em frequência, como ilustrado pela Figura 20, ao contrário do sinal de banda larga original, que sofre o efeito severo do desvanecimento seletivo do canal. Assim, os sistemas OFDM tendem a ser mais robustos ao efeito de seletividade em frequência do canal (CHANG; GIBBY, 1968).

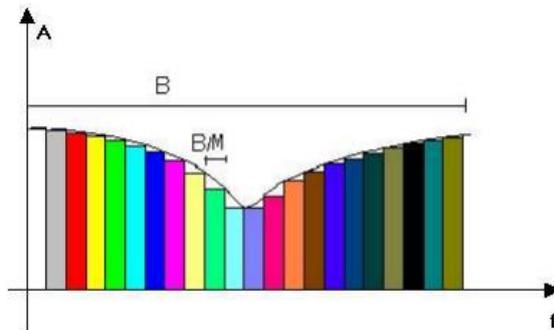


Figura 20: Desvanecimento aproximadamente plano das subportadoras.

Quando comparado com a multiplexação FDM, a técnica OFDM usa apenas a metade da banda de transmissão, tornando-a mais eficiente e reduzindo o desperdício de frequências, conforme ilustrado na Figura 21.

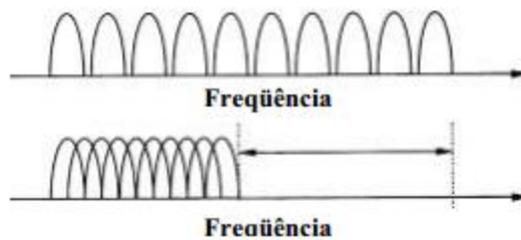


Figura 21: Diferença da utilização de frequências entre FDM e OFDM.

3.2 Geração e de recepção do sinal ofdm

Um sinal OFDM consiste, no domínio do tempo, na soma de N sinais senoidais de duração T cujas frequências são ortogonais múltiplas de $1/T$. As amplitudes e as fases instantâneas das portadoras são arbitrárias, de acordo com o tipo de modulação e os dados a serem transportados em cada subportadora, como ilustrado na Figura 22, (DIAS, 2006). Em decorrência, o espectro de cada portadora apresenta intensidade máxima centrado na sua própria frequência e é nulo nas frequências das outras portadoras.

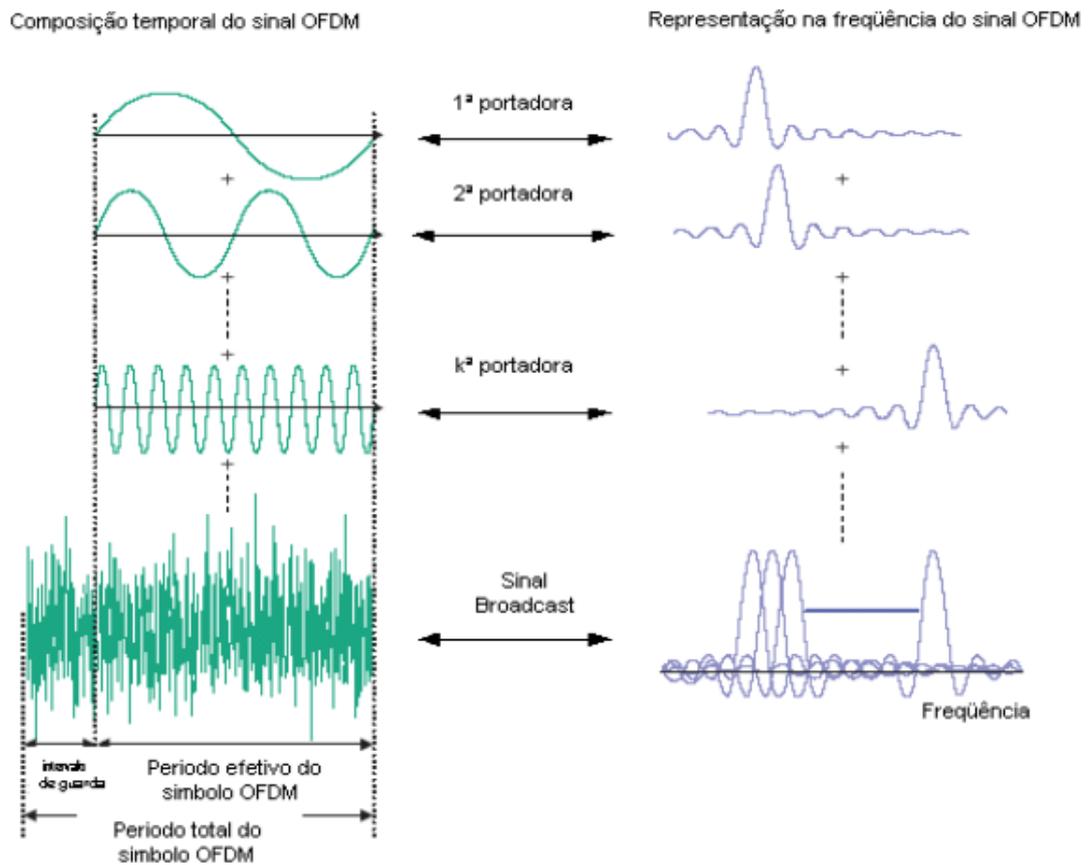


Figura 22: Representação de um sinal OFDM no domínio do tempo/ frequência.

Pode-se notar, pelo princípio da ortogonalidade, que entre subportadoras no domínio do tempo, a diferença de duas ou mais subportadoras é justamente um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolos OFDM, conforme exposto na Figura 23, sendo tal afirmação justificada pela separação em frequência das subportadoras por um valor múltiplo de $1/T$.

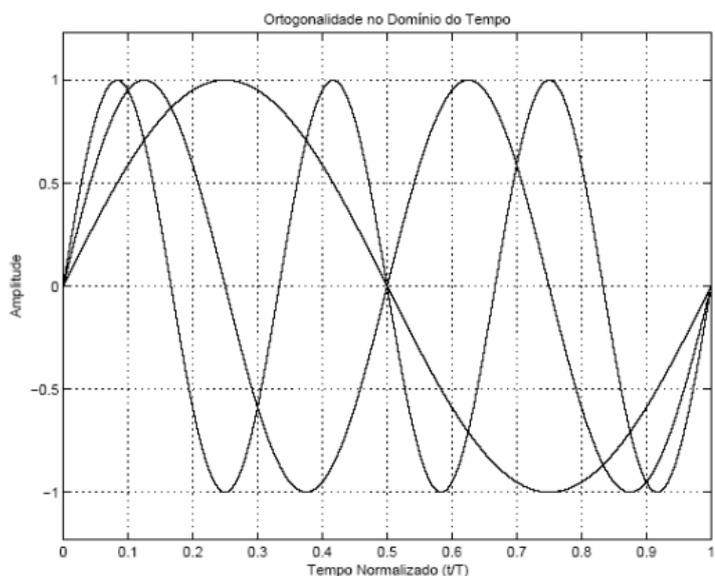


Figura 23: Princípio da ortogonalidade de portadoras no domínio do tempo.

Na Figura 24, observa-se que o valor máximo no domínio da frequência, de cada subportadora, localiza-se no valor nulo do espectro das demais, fator este que garante a ortogonalidade dos sinais, assim evitando o efeito de interferência interportadora (ICI). Pode-se, também, perceber que pelo fato dos pulsos utilizados na transmissão serem retangulares, o espectro de cada subportadora corresponderá a uma função sinc (f), centrada na mesma subportadora, e seu nulo está situado a $1/T$ para cada lado.

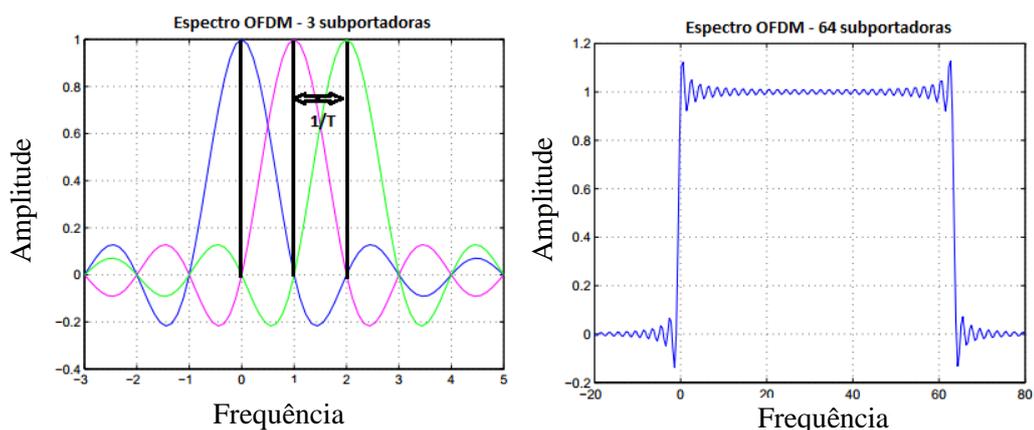


Figura 24: Princípio da ortogonalidade de portadoras no domínio da Frequência.

Em seguida, estão listadas as principais vantagens e desvantagens dos sistemas OFDM.

Vantagens do emprego do OFDM:

- Elevada eficiência espectral devido à sobreposição espectral de subportadoras, sem uso de banda de guarda;
- Possibilidade de estimar, dinamicamente, a resposta de frequência do canal de comunicação com o uso das portadoras piloto;
- Elevada eficiência em ambientes multipercurso, aumentando a duração dos símbolos com a inserção do prefixo cíclico, que evita a interferência entre símbolos, portanto, sendo mais robusto aos efeitos da seletividade em frequência;
- Transmissão paralela de dados, já que a técnica OFDM permite aproximar as respostas em frequência das parcelas do canal a uma resposta quase plana em amplitude e linearidade na resposta em fase, caracterizando um cenário de desvanecimento plano;
- Diferentes esquemas de modulação e codificação podem ser usados nas subportadoras, o que resolve o problema de desvanecimentos seletivos de frequência ou interferências de banda estreita; e
- Maior robustez ao ruído impulsivo, devido ao aumento no tempo de duração dos símbolos.

Desvantagens:

- Necessidade de sincronização precisa no tempo e na frequência, pois os erros de sincronização provocam um deslocamento de fase nos símbolos estimados (POLLET; VAN BLADEL; MOENECLAHEY, 1995);
- Elevado PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), a soma das diversas frequências, poderão gerar um alto valor de pico de energia. Neste caso, o amplificador pode introduzir distorções, pois o mesmo irá operar fora da faixa linear da curva de transferência característica do amplificador, gerando a perda da ortogonalidade das subportadoras. (OCHIAI; IMAI, 2001);
- Maior sensibilidade ao efeito Doppler do que os sistemas de portadora única, pois os desvios de frequência provocam a perda da ortogonalidade entre as subportadoras do sistema, assim como imperfeições dos osciladores, tanto na

transmissão como recepção, que levam à interferência entre portadoras (ICI). A Figura 25 ilustra a perda de ortogonalidade quando ocorre deslocamento Doppler.

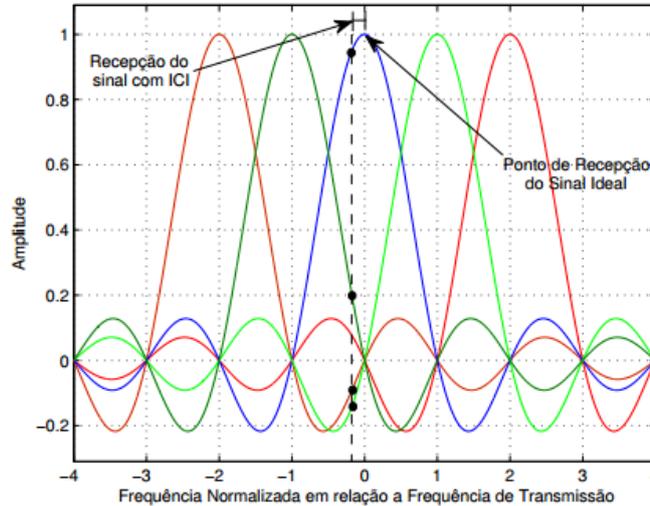


Figura 25: Perda de ortogonalidade devido ao desvio de frequência gerado pelo efeito Doppler.

3.3 Modulação OFDM

Os sinais de cada subportadora do símbolo OFDM podem ser definidos pela Equação 2.12, usada para portadora única, com modificações para garantir a ortogonalidade do sinal:

$$s_k(t) = A_k \cos[2\pi(f_c + k\Delta f)t + \phi_k] = \text{Re}\{A_k e^{j[2\pi(f_c + k\Delta f)t + \phi_k]}\}, \quad t \in [0, T] \quad (3.2)$$

onde f_c é a frequência base das portadoras, $\Delta f = 1/T$ é o espaçamento de frequência e i é um inteiro que enumera as subportadoras. A informação pode ser transportada na amplitude A_i e/ou fase ϕ_i de cada uma das M subportadoras. Assim, o sinal OFDM pode ser descrito como o somatório destes sinais.

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{j[2\pi(f_c + k\Delta f)t + \phi_k]}\right\}, \quad t \in [0, T] \quad (3.3)$$

Numa forma mais compacta, tem-se:

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad t \in [0, T] \quad (3.4)$$

onde $s(t)$ é a envoltória complexa do sinal OFDM, que pode ser expressa por:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (3.5)$$

Os símbolos d_i são representados por fasores, cujos valores complexos pertencem à constelação do esquema de modulação empregado nas subportadoras, dados por:

$$d_k = A_k e^{j\phi_k} \quad (3.6)$$

O uso da transformada rápida de Fourier, operando na forma discreta (DFT), foi desenvolvido para amenizar os problemas de complexidade em *hardware* com um número grande de portadoras (HARADA; PRASAD, 2002). Pode-se, também, perceber que este método é independente do número de subportadoras e o processo computacional ocorre sempre com a aplicação de uma transformada inversa de Fourier, com o fator limitador de frequência máxima igual à metade da frequência de amostragem. Assim, tomando N amostras regulares do sinal expresso em (3.5), de modo que $t = nT/N$, pode-se escrever:

$$s[n] = s\left(\frac{nT}{N}\right) = \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j2\pi k n / N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

Comparando a equação 3.7 com a definição utilizada para realizar a IDFT, retirada do manual do software *MatLAB*[®]:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^M X(k) e^{j2\pi(k-1)(n-1)/N}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.8)$$

pode-se concluir que, neste caso, as componentes $X(k)/N$ da IDFT correspondem aos fasores d_k , que constituem os pontos das constelações do esquema de modulação a serem transmitidos em um símbolo OFDM, conforme ilustrado na Figura 23.

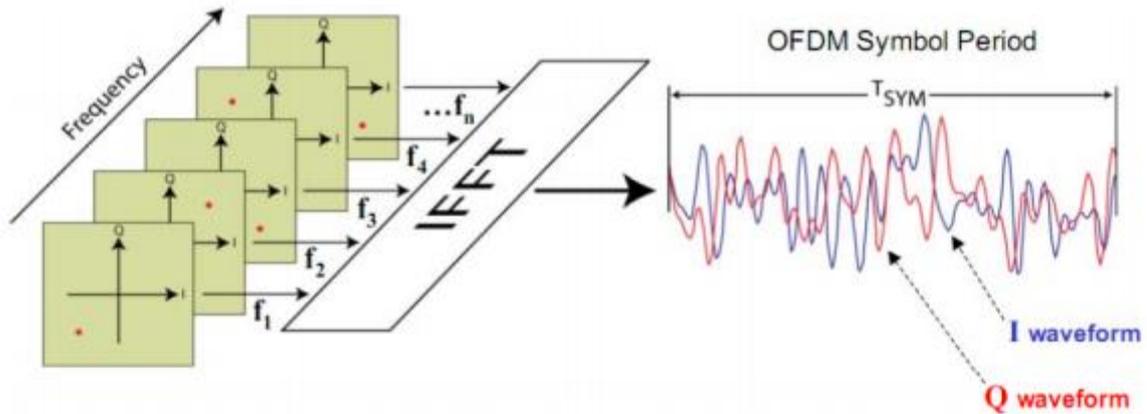


Figura 26: Geração do símbolo OFDM pela IFFT.

O número de subportadoras é escolhido de modo que o tempo de símbolo seja suficientemente maior que o espalhamento de retardo eficaz do canal, τ_{rms} . Para limitar a ICI a um nível tolerável, o espaçamento de frequência, Δf , deve ser tal que a frequência máxima de Doppler satisfaça à condição da equação 3.9 [13]:

$$4\tau_{rms} \leq T_{OFDM} \leq \frac{0,03}{f_{Dmax}} \quad (3.9)$$

onde:

τ_{rms} , Espalhamento de retardo do canal

f_{Dmax} , Frequência máxima de Doppler

3.4 Intervalo de guarda entre símbolos OFDM - prefixo cíclico

Geralmente, o canal de transmissão apresenta certo grau de dispersão temporal, devido aos múltiplos percursos de propagação. Como consequência, a resposta ao sinal referente a cada símbolo transmitido no canal se prolonga além do intervalo nominal de sinalização. De modo a evitar ocorrência de interferência intersimbólica (ISI), pode-se introduzir um intervalo de guarda entre os símbolos, cuja duração seja maior ou igual ao valor da dispersão máxima do canal. Tal melhoria, torna o sistema mais imune à interferência inter-simbólica, ISI, que degrada o desempenho do canal, como mostrado na Figura 27, onde o primeiro símbolo, de cor azul, interfere no segundo símbolo, de cor vermelha. O prefixo cíclico surgiu em 1980,

responsável por uma importante contribuição no avanço da técnica de multiplexação OFDM (PELED; RUIZ, 1980).

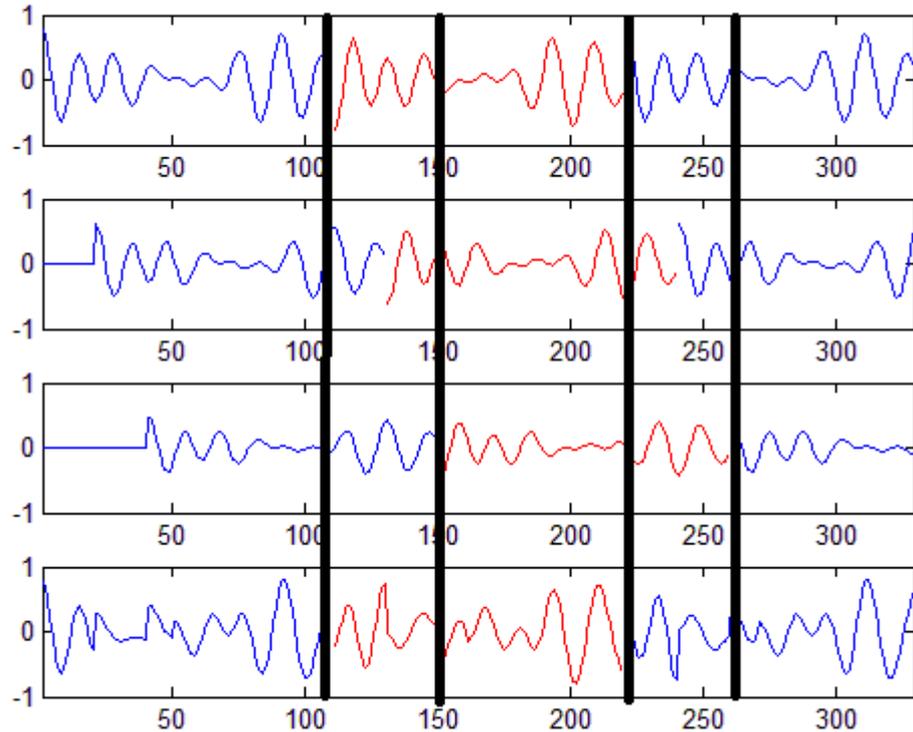


Figura 27: Exemplo de Interferência Intersimbólica.

Pode-se notar, ainda na Figura 27, que devido às réplicas do sinal atrasadas por causa dos multipercursos, o sinal recebido sofre atenuação e rotação de fase, o que gera uma interferência interportadoras, ICI, que será amenizada através de equalizadores.

O intervalo de guarda deve ser dimensionado de forma que na transmissão de um determinado símbolo OFDM, a resposta da convolução entre o sinal transmitido e o canal de propagação não interfira na recepção do símbolo seguinte [PRASAD]. Com a inserção do intervalo de guarda, a duração do símbolo OFDM (T_{OFDM}) passa a ser:

$$T_{OFDM} = T + T_{CP} \quad (3.10)$$

ou, como uma fração da duração do tempo útil:

$$T_{OFDM} = \left(1 + \frac{T_{CP}}{T}\right) * T \quad (3.11)$$

onde:

T , Representa o tamanho do símbolo OFDM sem o prefixo cíclico.

T_{CP} , Representa o tamanho do prefixo adicionado.

T_{OFDM} , Representa o tamanho total do símbolo OFDM.

O número de amostras considerado para dimensionar o tamanho do intervalo de guarda em cada um dos sistemas, é função do valor de espalhamento de retardo eficaz do canal, τ_{rms} . Assim, se os valores de τ_{rms} forem menores que a duração T_{CP} , haverá ausência de interferências ISI, como está ilustrado na Figura 28.

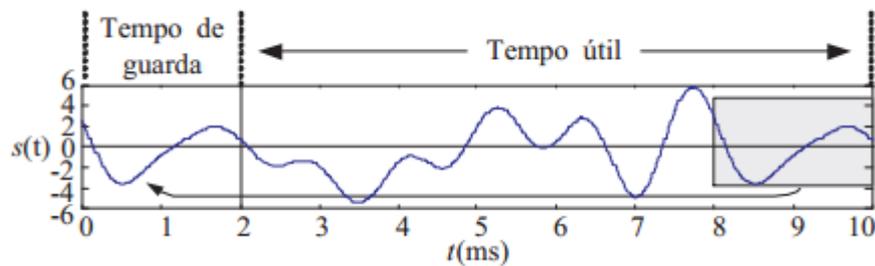


Figura 28: Prefixo cíclico no domínio do tempo.

Para o preenchimento do intervalo de guarda existem duas possibilidades. A primeira, denominada *zero padding* (ZP-OFDM), que consiste na inserção de um sinal nulo, com duração igual a T_{CP} , após o símbolo OFDM. A Figura 27 ilustra o funcionamento desse esquema por meio de um conjunto de quatro formas de onda. A primeira forma de onda (alto) é uma réplica do sinal de transmissão e corresponde à componente do sinal recebido de menor atraso ou de referência; o segundo e o terceiro sinais mostram duas componentes de multipercurso recebidas com atrasos maiores. A última forma de onda (baixo) mostra o sinal de recepção composto, onde se pode notar que um símbolo não interfere sobre o outro, isto é, não há incidência de ISI. A segunda possibilidade consiste na inserção de uma cópia da última porção do símbolo, com duração igual a T_{CP} no início de cada símbolo OFDM, denominado prefixo cíclico (*cyclic prefix*), de forma a gerar o sinal de transmissão CP-OFDM. A Figura 29 e a Figura 30 ilustram o funcionamento desses esquemas. Pode-se perceber, nos dois casos, que o primeiro símbolo, de cor azul, não interfere mais no segundo símbolo, de cor vermelha. As equações 3.12 e 3.13, representam, respectivamente, o símbolo com a inclusão de zeros e prefixo cíclico.

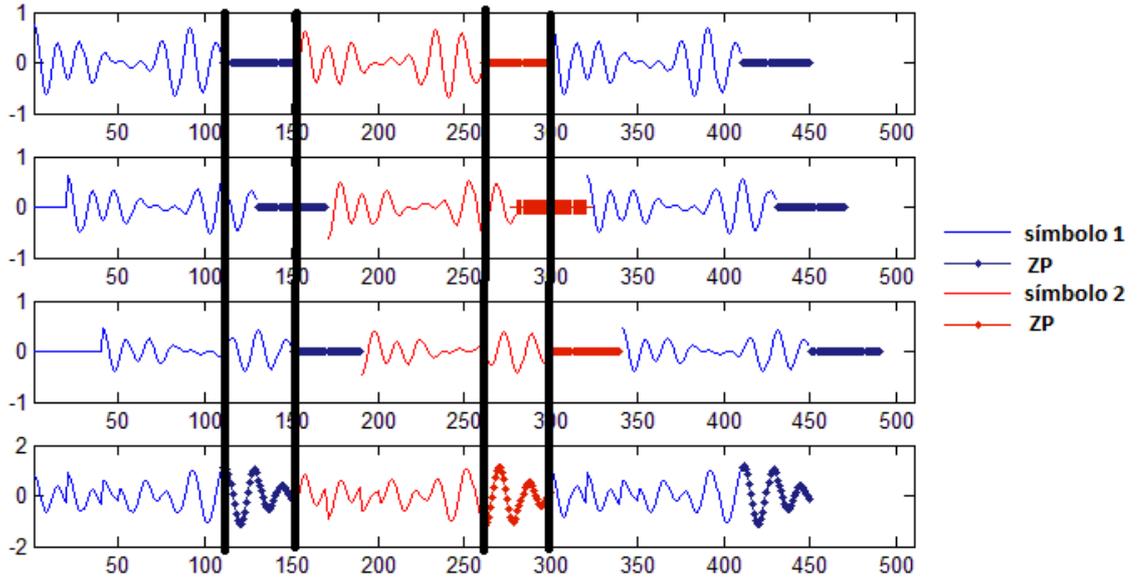


Figura 29: Transmissão ZP-OFDM (Zero Padding).

$$\mathbf{d}_{ZP} = \underbrace{[\tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \dots, \tilde{s}(N-1), 0, 0, \dots, 0]^T}_{\text{Bloco OFDM-ZP}} = \underbrace{[\tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \dots, \tilde{s}(N-1)]}_{\text{Bloco depois da IDFT}} \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_{L \text{ zeros}} \quad (3.12)$$

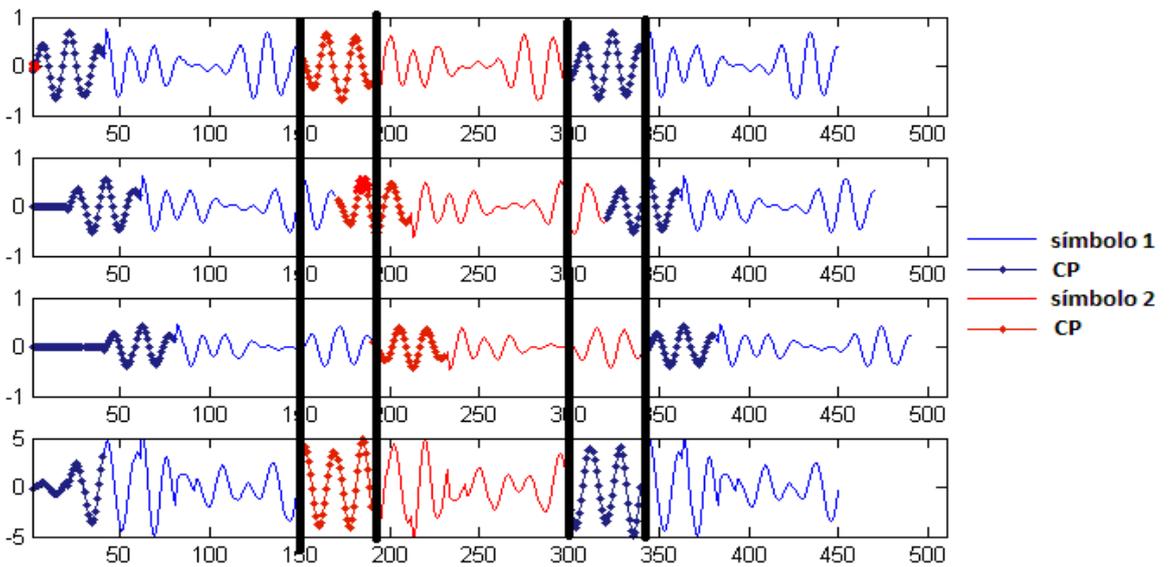


Figura 30: Sinal de transmissão CP-OFDM (Cyclic Prefix).

$$\mathbf{d}_{CP} = \underbrace{[\tilde{s}(N-L), \dots, \tilde{s}(N-1), \tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \dots, \tilde{s}(N-1)]^T}_{\text{Bloco OFDM-CP}} = \underbrace{[\tilde{s}(N-L), \dots, \tilde{s}(N-1)]}_{\text{Pre fixo Cíclico}} \underbrace{[\tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \dots, \tilde{s}(N-1)]}_{\text{Bloco depois da IDFT}} \quad (3.13)$$

O sinal transmitido durante o tempo de guarda não carrega dados úteis para o usuário e pode ser considerado como um desperdício, com o objetivo de elevar a tolerância aos efeitos de multipercursos, tornando-se mais robusto ao espalhamento de retardo (τ_{rms}), através da redução no valor da relação entre τ_{rms} e T_{OFDM} . Desta forma, a parcela inicial do sinal será descartada antes de realizar a DFT pois, caso contrário, causaria uma alteração no espaçamento de frequência. Durante o processamento do sinal CP-OFDM na recepção, o intervalo do prefixo cíclico insere uma degradação na SNR do sistema, dada por (HARADA; PRASAD, 2002):

$$SNR_{Perda} = -10 * \log\left(1 - \frac{T_{PC}}{T_{OFDM}}\right) \quad (3.14)$$

Para reduzir o valor de SNR_{Perda} , a duração de um símbolo OFDM (T_{OFDM}) deve ser muito maior que o valor do intervalo de guarda (T_{CP}), entretanto, o valor da duração do símbolo OFDM T_{OFDM} não pode ser arbitrariamente elevado, uma vez que, para uma mesma taxa de transmissão e mesma largura de banda, quanto maior for a duração do símbolo OFDM, maior será a quantidade de subportadoras com menor espaçamento entre elas, o que implica maior complexidade de implementação, maior sensibilidade ao ruído de fase e ao deslocamento de frequência, assim como um aumento na relação entre potência de pico e a potência média do sinal (PAPR). Assim, uma escolha prática de projeto é fazer com que a duração do símbolo OFDM seja, no mínimo, cinco vezes o intervalo de guarda, o que implica uma perda de, aproximadamente, 1 dB na SNR (ALBUQUERQUE, C. P E PINTO, 2001).

Pode-se notar que nenhuma informação nova será transmitida. Isto faz com que a taxa efetiva de transmissão seja reduzida. Desta forma, pode-se definir a eficiência como:

$$\eta = (1 - \sigma) = 1 - \frac{\text{tempo do prefixo}}{\text{tempo do OFDM}} \quad (3.15)$$

3.5 Recepção OFDM

O sinal OFDM recebido, $r(t)$, é modificado pela resposta ao impulso do canal $h(t)$ e contaminado por ruído aditivo $w(t)$, isto é:

$$r(t) = s(t) * h(t) + w(t) \quad (3.16)$$

onde o símbolo " * " denota a operação de convolução. No domínio da frequência, a expressão pode ser reescrita como:

$$R(f) = S(f) \cdot H(f) + W(f) \quad (3.17)$$

Deve-se ressaltar que a parcela aditiva $w(t)$ corresponde à soma do ruído e da interferência presentes no canal.

No caso em que o prefixo cíclico é empregado e que a duração do mesmo é maior que o espalhamento de retardo do canal, então, a interferência intersimbólica será nula e, neste caso, $w(t)$ é composto, essencialmente, por ruído gaussiano, logo, as componentes recebidas, correspondentes às subportadoras do sinal OFDM, podem ser expressas por:

$$R_k = R(f_k) = \alpha_k e^{j\theta_k} d_k + w_k, \quad k = 1, \dots, M \quad (3.18)$$

onde α_k e θ_k representam, respectivamente, o fator de desvanecimento (ganho) e a rotação de fase (defasagem) do canal para a frequência da k -ésima subportadora do sinal.

Além disso, o sinal recebido pode sofrer um desvio de frequência devido ao efeito Doppler, caso haja movimento relativo entre o transmissor e o receptor ou, até mesmo, deslocamento do meio material de propagação, a água, no caso das ondas acústicas submarinas. Assim, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser escrita como:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k e^{j\theta_k} d_k e^{j2\pi(f_c + f_d + k\Delta f)t} + w(t) \quad (3.19)$$

onde f_d representa o desvio de frequência Doppler.

Para recuperar a informação modulada no símbolo OFDM deve-se realizar a correlação do sinal com cada subportadora no domínio do tempo, por meio de detecção coerente ($\theta_k = 0$), ou através de detecção não coerente ($\theta_k \neq 0$). Ambos os mecanismos são, geralmente, inviáveis para implementação direta em *hardware*, tendo em vista a complexidade, dado o número elevado de subportadoras. Assim como na transmissão, a

recepção pode se beneficiar da utilização das técnicas de transformada rápida de Fourier, através de ferramentas em *hardware* e/ou *software*, pois por meio da sua utilização é possível a análise de sinais, resolvendo, assim, a deficiência da análise no domínio do tempo e tornando agora possível a análise no domínio da frequência. A Figura 31 ilustra os esquemas básicos do transmissor e do receptor OFDM. Na transmissão, os dados codificados são modulados, passam no conversor Série/Paralelo, são transformados inversamente pelo bloco IFFT e seguem para o conversor paralelo/série. O prefixo cíclico é inserido no símbolo, seguindo para o conversor digital/analgico e, então, para o bloco de RF a fim de ser irradiado. O sinal propaga-se pelo canal, sendo acrescido do ruído do mesmo, e ao ser recebido passa pelo processo inverso da transmissão.

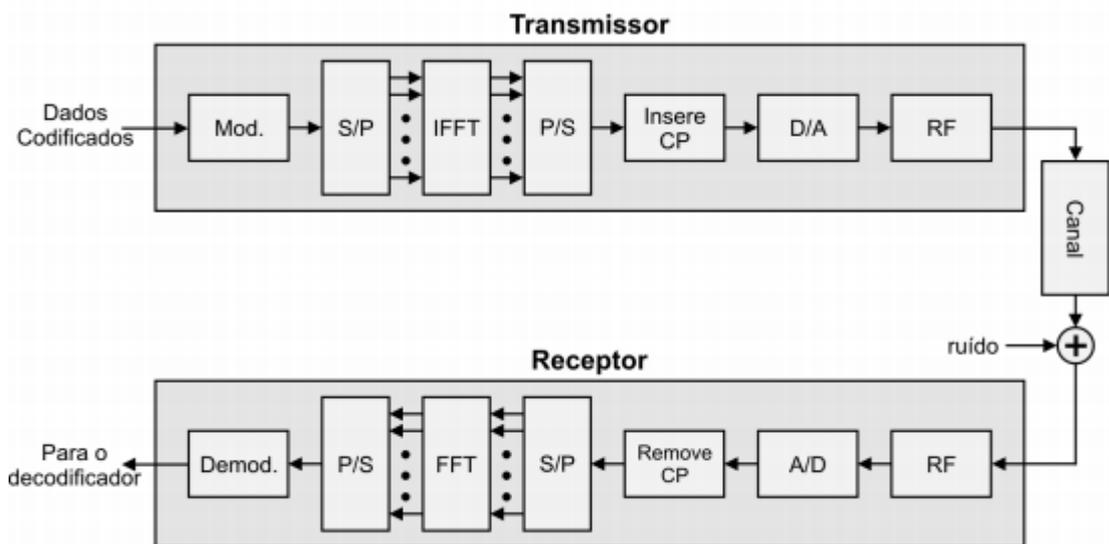


Figura 31: Diagrama de blocos para a transmissão e recepção do sinal OFDM.

3.6 Compensação Doppler

O efeito do desvio Doppler sobre o sinal OFDM é a perda de ortogonalidade das portadoras, o que acarreta o vazamento do sinal de cada portadora sobre as demais, isto é, gerando interferência entre as portadoras (ICI – *intercarrier interference*). Por sua vez, a ICI causa degradação do desempenho, medido pela taxa de erro do sistema.

O desvio Doppler pode ser parcialmente compensado a partir da estimativa do valor do desvio médio de frequência \hat{f}_d , de modo que o sinal deve ser processado conforme indicado a seguir:

$$\begin{aligned}\tilde{r}(t) &= r(t) \exp(-j2\pi\hat{f}_d t) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k e^{j\tilde{\theta}_k} d_k e^{j2\pi(f_c + k\Delta f)t} + \tilde{w}(t)\end{aligned}\quad (3.20)$$

Desde que o erro de estimação do desvio Doppler seja relativamente pequeno, o erro de fase resultante para cada portadora será dado, aproximadamente, por:

$$\tilde{\theta}_k \cong \theta_k + 2\pi(f_d - \hat{f}_d)T \quad (3.21)$$

onde:

f_d é o máximo espalhamento Doppler

Assim, além da dependência da resposta do canal, o erro de fase das portadoras sofre a influência de eventuais erros de compensação do desvio Doppler.

3.7 Detecção de símbolos das subportadoras

A detecção de sinais no receptor consiste do processo de extração dos símbolos que modularam o sinal de portadora, no transmissor. Na saída do detector, são obtidas réplicas dos símbolos transmitidos, geralmente degradados por ruído e interferência intersimbólica (ISI), devido à passagem do sinal pelo canal de transmissão. Após o processo de detecção, os símbolos podem ser decodificados, de modo a se recuperar os dados (informação digital) transmitidos.

A detecção dos sinais modulados pode ser realizada de duas maneiras: coerente e não coerente. A detecção coerente demanda a regeneração da fase da portadora no receptor, o que, dependendo das condições do meio de transmissão, nem sempre é viável. Por outro lado, a detecção não coerente não requer sincronismo de fase com a portadora, porém, resulta na captação de mais ruído no sinal detectado.

Considerando, por simplicidade, um sinal modulado unidimensional submetido à influência apenas do ruído do canal, então, o sinal recebido pode ser expresso como:

$$x(t) = A_k \cos(\omega_c t + \theta) + n(t), \quad 0 \leq t < T \quad (3.22)$$

onde A_k representa a amplitude do k -ésimo símbolo transmitido, ω_c e θ denotam, respectivamente, a frequência angular e a fase do sinal de portadora recebido, e $n(t)$ representa o ruído do canal. A duração dos símbolos é igual a T .

O processo de detecção coerente do sinal é realizado pelo cômputo da correlação entre o sinal recebido e a portadora regenerada no receptor, isto é,

$$y_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \phi_1(t) dt \quad (3.23)$$

$$= A_k + N_k$$

onde

$$\phi_1(t) = \frac{2}{T} \cos(\hat{\omega}_c t + \hat{\theta}) \quad (3.24)$$

é o sinal de portadora regenerado, cujas estimativas para a frequência e a fase da portadora são dadas por $\hat{\omega}_c$ e $\hat{\theta}$ respectivamente; N_k denota o erro na detecção do símbolo causado pelo ruído do canal, além de possíveis desvios no processo de recuperação da portadora. A Figura 32 ilustra o esquema de um receptor BPSK que emprega detecção coerente.

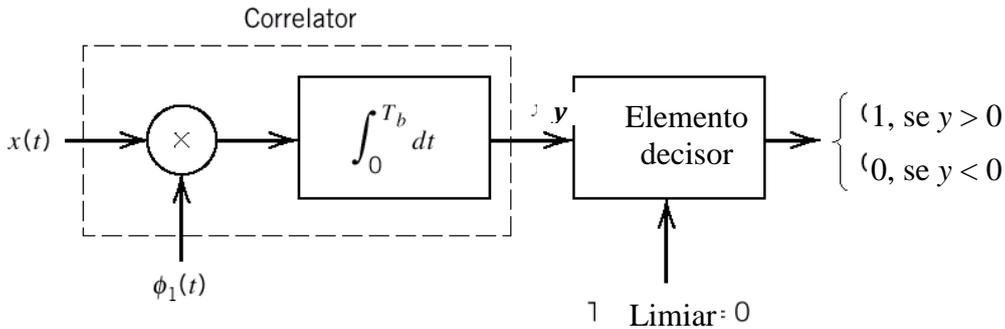


Figura 32: Receptor BPSK com detecção coerente.

No caso de detecção não coerente, como a fase da portadora na recepção é uma incógnita, o processo de detecção é realizado pela correlação entre o sinal recebido e duas componentes ortogonais na frequência da portadora, isto é,

$$y_{I_k} = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(\hat{\omega}_c t) dt \quad (3.25)$$

$$= A_k \cos \theta + N_{I_k}$$

e

$$y_{Q_k} = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \text{sen}(\hat{\omega}_c t) dt \quad (3.26)$$

$$= A_k \text{sen} \theta + N_{Q_k}$$

Assim, a estimativa do valor quadrático da amplitude do símbolo pode ser obtida por:

$$y_k^2 = y_{I_k}^2 + y_{Q_k}^2 = A_k^2 + N_k^2. \quad (3.27)$$

O resultado de (3.28) é suficiente para permitir a detecção não coerente de sinais que independem da recuperação da polaridade dos símbolos A_k , como no caso de ASK binário (OOK – *on-off keying*), além de sinais M-FSK, já que estes últimos podem ser considerados como uma sequência de M sinais OOK de frequências distintas, transmitidos individualmente. O esquema de detecção não coerente em quadratura encontra-se ilustrado na Figura 33.

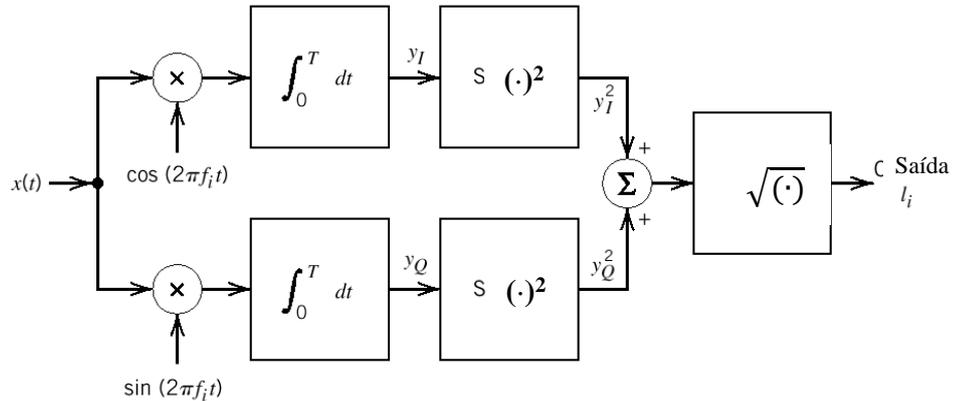


Figura 33: Detector não coerente em quadratura.

A detecção não coerente também é factível para sinais PSK, desde que codificados diferencialmente (DPSK). Neste caso, a transmissão de cada bit se dá pela diferença de fase entre dois símbolos DPSK adjacentes, com os bits 1 representados por fases idênticas ($\Delta\phi = 0$) e os bits 0 por fases diferentes ($\Delta\phi = \pm\pi$).

Na detecção não coerente do sinal DPSK, a fase da portadora é uma incógnita, mas dada a possibilidade de detecção em quadratura, sabe-se que as possíveis coordenadas dos pontos dos sinais representados, são dadas por: $(A \cos \theta, A \sin \theta)$ e $(-A \cos \theta, -A \sin \theta)$, onde θ representa a fase desconhecida e A é a amplitude. O diagrama do espaço desses sinais está ilustrado na Figura 34.

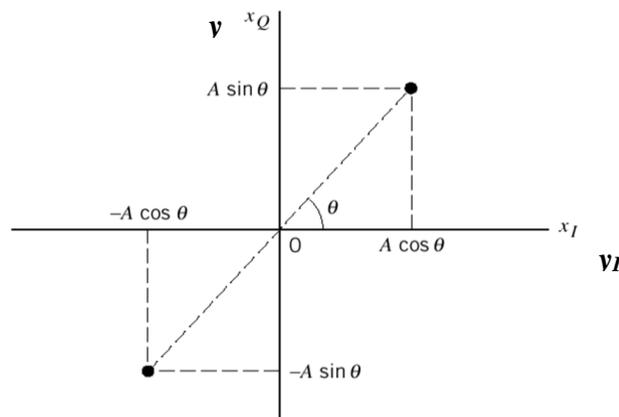


Figura 34: Diagrama do espaço de sinais de um sinal DPSK.

O processo de decisão DPSK pode ser formulado testando-se quando o ponto correspondente ao primeiro símbolo recebido (y_{I_0}, y_{Q_0}) encontra-se mais próximo do segundo símbolo (y_{I_1}, y_{Q_1}) ou da sua imagem $(-y_{I_1}, -y_{Q_1})$. Assim pode-se formular a seguinte hipótese de decisão:

$$(y_{I_0} + y_{I_1})^2 + (y_{Q_0} + y_{Q_1})^2 - (y_{I_0} - y_{I_1})^2 + (y_{Q_0} - y_{Q_1})^2 \geq 0, \quad (3.29)$$

que, após expandir os quadrados e efetuar as simplificações, pode ser escrita na seguinte forma resumida:

$$y_{I_0}y_{I_1} + y_{Q_0}y_{Q_1} \geq 0, \quad (3.30)$$

Assim, para a detecção do sinal DPSK não é necessário discriminar a fase de cada símbolo recebido, bastando calcular o produto interno entre as coordenadas dos símbolos adjacentes detectados. A Figura 35 mostra o esquema do receptor DPSK não coerente.

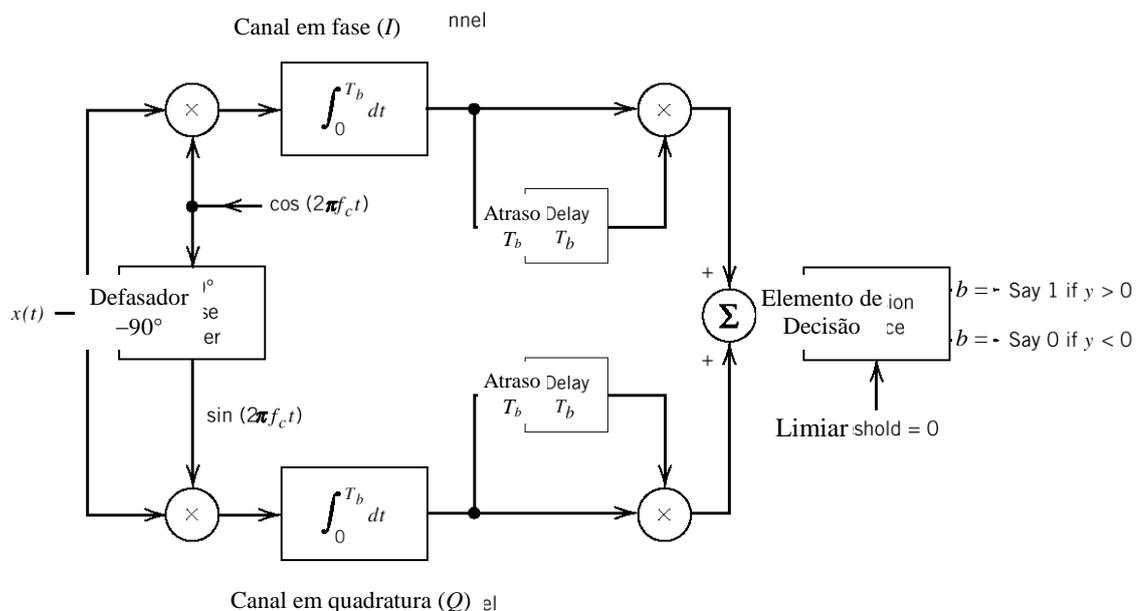


Figura 35: Esquema do receptor DPSK não coerente.

3.8 Alocação de portadoras pilotos

A introdução de portadoras piloto nos símbolos OFDM, que são subportadoras dedicadas cujo conteúdo é conhecido pelo receptor, é uma ferramenta muito usada para auxiliar na estimação do canal e, com isso, possibilitar a sua equalização. Na Figura 36, pode-se verificar o processo para obter a resposta de frequência através das portadoras pilotos. Depois da FFT, extraem-se as portadoras pilotos, e então, realiza-se a interpolação das mesmas, obtendo assim, a resposta estimada de frequência e fase do canal.

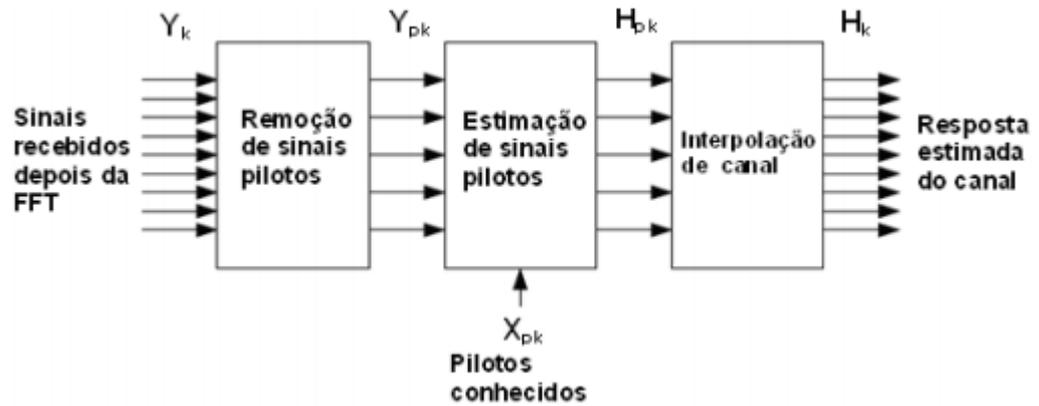


Figura 36: Diagrama em blocos do uso das portadoras pilotos.

Basicamente, existem três técnicas para tal estimação (MUHAMMAD SAAD AKRAM, 2007), a primeira delas trabalha com as portadoras pilotos inseridas em todas as subportadoras de um símbolo OFDM e, em seguida, esta informação é utilizada para equalizar as próximas sequências de símbolo OFDM. A segunda técnica consiste em inserir portadoras pilotos em subportadoras distribuídas uniformemente no símbolo OFDM, em todos os símbolos transmitidos, podendo variar a posição da portadora piloto no símbolo seguinte. Então, realiza-se a interpolação de tais portadoras e, com esse resultado, equaliza-se o sinal recebido. A terceira técnica utiliza a combinação das duas primeiras.

Na primeira abordagem, um símbolo inteiro OFDM é alocado como piloto (*block pilots*), como mostrado na Figura 37, e a alocação de piloto espaçado no tempo é realizada, considerando todas as frequências. Tal alocação será altamente benéfica para estimação de canal em alta dispersão do sinal no domínio do tempo, alto desvanecimento seletivo em frequência, baixa dispersão do sinal no domínio da frequência e baixo desvanecimento seletivo no tempo. Foi desenvolvida para aplicação em canais de propagação com desvanecimento lento. A estimativa de canal pode ser refinada utilizando-se os conceitos de filtragem adaptativa (HAYKIN, 2013).

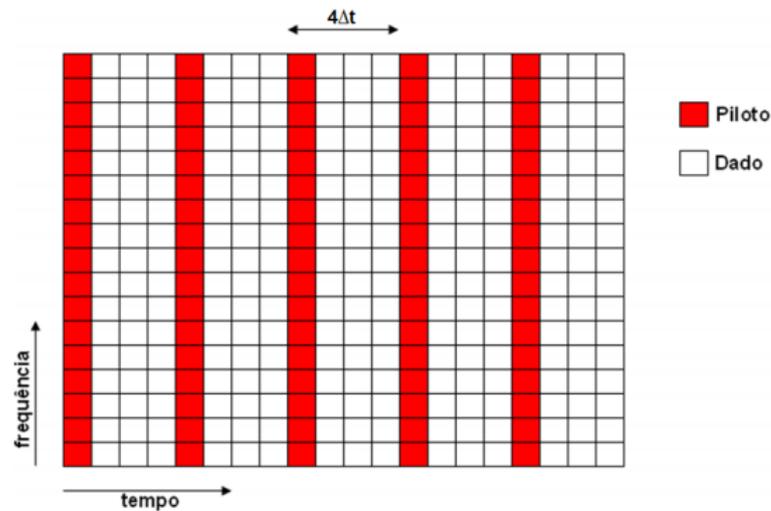


Figura 37: Alocação de piloto espaçado no tempo, considerando todas as frequências.

Na segunda abordagem, os pilotos podem ser transmitidos em subportadoras individuais durante todo o período de transmissão (*comb pilots*), como mostrado na Figura 38, onde ocorre a alocação de piloto espaçado na frequência, considerando tempo integral. Essa estratégia é vantajosa, para alta dispersão do sinal no domínio da frequência, alto desvanecimento seletivo no tempo, baixa dispersão do sinal no domínio do tempo e baixo desvanecimento seletivo em frequência. Foi introduzida para satisfazer a necessidade de equalização dos sinais em ambientes de propagação que variam até mesmo durante o intervalo de duração dos símbolos OFDM. Este tipo de estimativa trabalha com algoritmos para estimar o canal nas frequências dos símbolos piloto, de modo a interpolar o canal em toda a faixa de transmissão dos símbolos OFDM. A estimação de canal nas frequências dos símbolos piloto pode ser feita por meio dos métodos ZF (*Zero Forcing*), e LMS (*Least Mean-Squares*), além de outros. Os tipos de interpolação empregados são: linear, de segunda ordem, passa-baixa, *spline* cúbica e de domínio do tempo (COLERI et al., 2002).

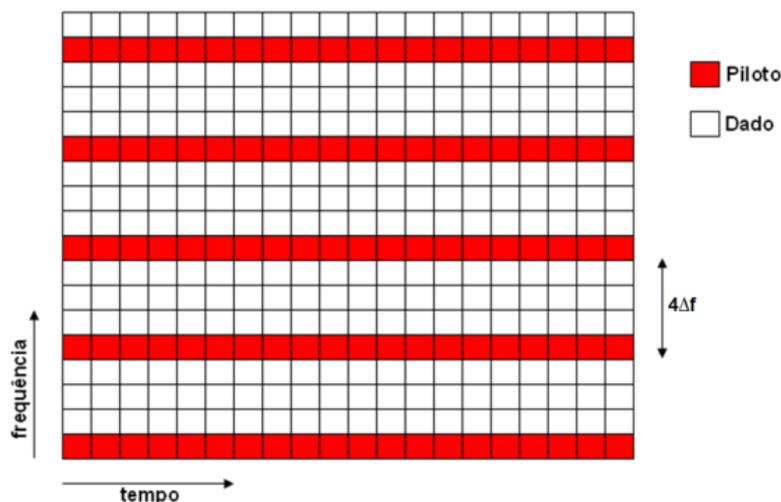


Figura 38: Alocação de piloto espaçado na frequência, considerando tempo integral.

Na terceira abordagem, os pilotos podem ser alocados em intervalos espaçados no tempo e na frequência (*scattered pilots*). Dependendo do espaçamento do piloto no tempo-frequência e das propriedades do canal, a estratégia de alocação vai funcionar bem para a situação da Figura 39, onde haja alta dispersão do sinal no domínio da frequência, alto desvanecimento seletivo no tempo, moderada dispersão do sinal no domínio do tempo e moderado desvanecimento seletivo em frequência ou para a situação da Figura 40, onde haja moderada dispersão do sinal no domínio da frequência, moderado desvanecimento seletivo no tempo, altíssima dispersão do sinal no domínio do tempo e altíssimo desvanecimento seletivo em frequência.

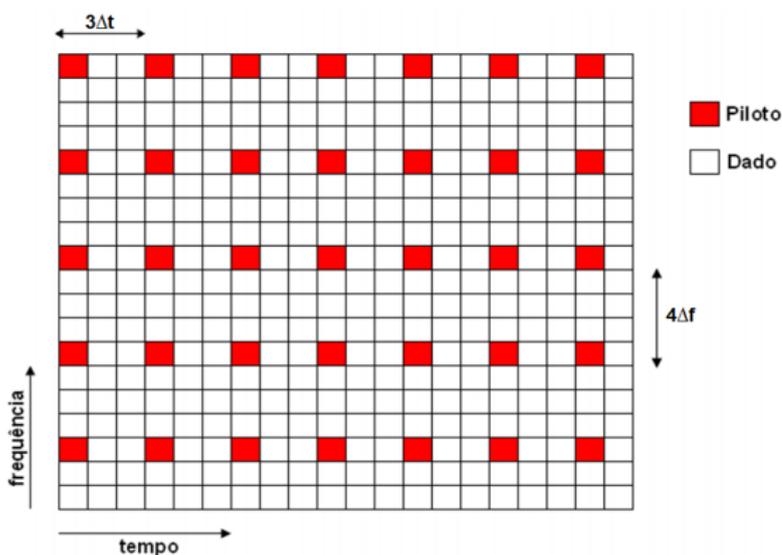


Figura 39: Alocação de portadoras pilotos espaçadas na frequência e no tempo, sem variação.

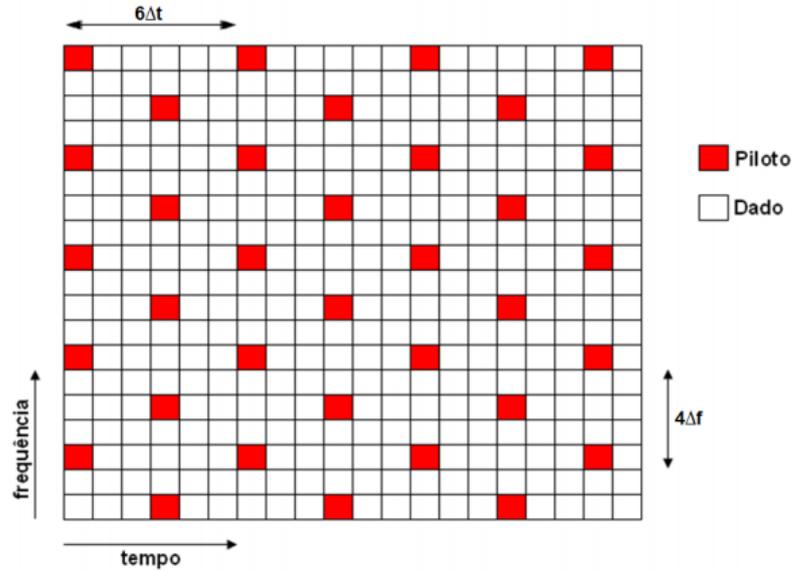


Figura 40: Alocação de portadoras pilotos espaçadas na frequência e no tempo, com variação.

O espaçamento dos pilotos na frequência (M_f) e no tempo (M_t), devem cumprir os requisitos do teorema de amostragem 2-D (MUHAMMAD SAAD AKRAM, 2007), para a reconstrução ideal do canal. Assim, uma escolha adequada para o espaçamento entre as subportadoras piloto no tempo é dada por (ERGEN, 2009):

$$M_f < \frac{N_c}{2B\tau_{max}} = \frac{1}{\Delta f\tau_{max}} \quad (3.31)$$

$$M_t < \frac{B}{2(N_c + BT_{PC})(f_d + v)} \approx \frac{1}{B_d T_{OFDM}} \quad (3.32)$$

onde:

B , é a largura de banda do sistema OFDM.

τ_{max} , é o retardo máximo no canal.

Δf , é a largura de banda da subportadora.

N_c , é o número de subportadoras do sistema OFDM.

T_{PC} , é o comprimento do prefixo cíclico.

f_d , é o máximo espalhamento Doppler.

v , é o deslocamento Doppler.

B_d , é o espalhamento Doppler.

T_{OFDM} , é o período do símbolo OFDM.

Rinne, (RINNE; RENFORS, 1996), definiu o parâmetro, para relacionar a coerência em frequência do canal, Δf_c , com o espaçamento entre as subportadoras piloto, Δf_p , calculado como:

$$\mu = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_c} \quad (3.33)$$

onde:

Δf_c , é inversamente proporcional ao espalhamento temporal do canal ($1/\tau_{max}$)

Para se obter uma estimativa de canal apropriada, o espaçamento entre as subportadoras piloto deve ser consideravelmente menor que a coerência em frequência do canal, ou seja:

$$0 < \mu \ll 1 \quad (3.34)$$

Utilizar um valor próximo do limite inferior de μ seria impraticável, pois a eficiência do sistema seria baixa, então, deve-se encontrar um valor adequado que possibilite estimar corretamente o canal sem prejudicar a eficiência. Valores de μ entre 0,01 e 0,1 são utilizados em (RINNE; RENFORS, 1996). Em (ZHAO, X., CHENG, R., ONG, [s.d.]), Zhao usa como uma regra comum, estimar o espaçamento entre as subportadoras pilotos como $\Delta f_c/4$, o que equivale a $\mu = 0,25$, mas em seu estudo os melhores resultados são obtidos para $\Delta f_p \approx \Delta f_c/8$, ou $\mu \approx 0,125$.

3.9 Métodos de estimação de canal

O canal equivalente será modelado como um filtro FIR (*Finite Impulse Response*), pois evita o problema do canal representar uma função potencialmente instável, como nos casos dos filtros IIR (*Infinite Impulse Response*), devido às realimentações do sistema.

Como vistas no capítulo 2, as técnicas de modulações, podem ser classificadas em duas categorias: coerente e não-coerente. Utilizando detecção não coerente para as subportadoras OFDM com modulação PSK diferencial (DPSK), não há obrigatoriedade em estimar o canal, já que a informação estará contida na diferença de fase entre duas portadoras de frequências consecutivas, desde que a resposta de fase do canal seja relativamente suave, ou entre

portadoras de símbolos vizinhos, se a resposta do canal varia lentamente com o tempo. No entanto, se ambas as condições não estiverem presentes, então, haverá a necessidade de equalização.

Ao empregar técnicas coerentes, torna-se necessário estimar a resposta do canal e efetuar a correspondente equalização. Nesse caso, é possível tirar proveito de constelações mais densas, de múltiplas amplitudes e espectralmente eficientes (OPPENHEIM; SCHAFER, 2013), permitindo, assim, obter taxas de transmissão mais elevadas.

A estimação do canal tem um propósito de medir o quanto que o sinal transmitido foi distorcido, seja na fase ou na amplitude, impostas pelo canal, com o auxílio do conhecimento prévio das portadoras piloto, mostrado na Figura 41, e aplicar o efeito contrário do canal para eliminar, ou no mínimo, reduzir a ISI. Neste trabalho, foram utilizados os dois métodos para estimação do canal; o método baseado em pilotos, através do estimador ZF (*Zero Forcing*), que apresenta uma redução da taxa de transmissão, pois as portadoras pilotos são conhecidas, e o método DD (*Decision-Directed*), que se baseia em decisões anteriores para realizar a estimação, através do estimador LMS (*Least Mean Square*) que pode sofrer de propagação de erros.

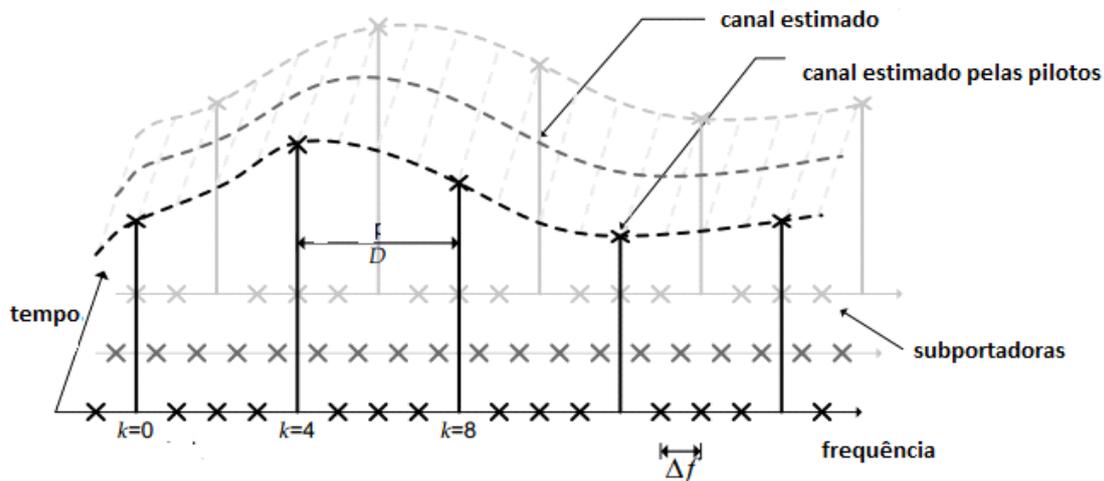


Figura 41: Estimativa do canal OFDM com uso das portadoras pilotos.

Equalização *Zero forcing*

O critério ZF consiste em eliminar a ISI sem levar em consideração a potência de ruído, desfazendo o efeito do canal. Os coeficientes de equalização que satisfazem tal condição são aqueles que invertem o canal.

$$y = H \cdot x + r = \begin{bmatrix} y1 \\ y2 \\ \dots \\ ym \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h11 & h12 & h13 & h1n \\ h21 & h22 & h23 & h2n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ hm1 & hm2 & hm3 & hmn \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \\ \dots \\ xn \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r1 \\ r2 \\ \dots \\ rm \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

onde:

y , sinal recebido.

H , matriz de convolução do canal.

x , sinal transmitido.

r , ruído.

$$y_{ZF} = H^{-1}H \cdot x + H^{-1}r \quad (3.36)$$

onde:

y_{ZF} , sinal recebido equalizado com ZF.

H , matriz de convolução do canal.

H^{-1} , matriz de convolução inversa do canal.

x , sinal transmitido.

r , ruído.

Assim, a estimativa do sinal transmitido após a equalização com o método *Zero forcing*, pode ser descrita como:

$$x_{ZF} = x + H^{-1}r \quad (3.37)$$

Pela equação 3.37, pode-se perceber o problema ao utilizar tal equalizador, pois para qualquer valor de h , que corresponde a componente do canal, abaixo de 1, seu valor inverso $1/h$ será elevado, o que corresponde a uma amplificação do ruído.

Tipos de interpolação

Interpolação linear (interp1).

A técnica da interpolação linear é a forma mais simples para se obter a estimativa da resposta em frequência do canal de transmissão, sendo o canal estimado por uma aproximação linear entre as portadoras piloto, mostrado na Figura 42.

$$H_{\text{est}}(f) = \frac{h(f_{i+1}) - h(f_i)}{(f_i) - (f_{i+1})} f + h(f_i) \quad (3.38)$$

O erro é entre o valor estimado e o real, é medido através do erro médio quadrático, definido como:

$$E_{\text{quad}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} [|H(f_i) - H_{\text{est}}(f_i)|]^2}}{N} \quad (3.39)$$

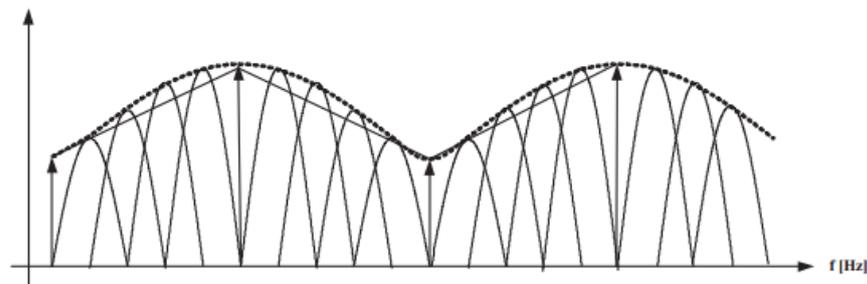


Figura 42: Interpolação Linear.

Interpolação cúbica (*splince*)

A interpolação cúbica utiliza um polinômio de 3ª ordem, com quatro portadoras piloto adjacentes para obter o polinômio de interpolação, sendo empregada para estimar a resposta em frequência do canal para cada um dos intervalos entre duas portadoras piloto adjacentes, (BOOR, 1978), com a característica de uma estimação de canal menos abrupta.

Interpolação com filtro passa-baixa FIR (*interp*)

A interpolação com filtro FIR ocorre introduzindo amostras nulas no local onde não possui portadoras piloto. Em seguida aplica-se um filtro digital passa-baixa, onde as amostras não nulas do sinal, as portadoras piloto, não são alteradas, e as amostras nulas são interpoladas retirando o sinal de alta no domínio do tempo.

Interpolação com FFT (*interpft*)

Nesta técnica de interpolação, calcula-se a DFT das portadoras piloto. A seguir, inserem-se as amostras nulas entre as portadoras pilotos, e então realiza-se a IDFT, o que resulta no sinal interpolado. Esta técnica pode resultar em um menor erro caso o espaçamento entre as portadoras piloto sejam da ordem de grandeza da banda de coerência do canal. Nesta técnica, utiliza-se todas as amostras das portadoras piloto para realizar a interpolação do sinal. (FUKUHARA et al., 2003).

Algoritmo LMS

O algoritmo de Média Mínima Quadrática (LMS – *Least Mean Square*), apresenta uma baixa complexidade computacional, com uma taxa de convergência elevada, podendo ser utilizado para a estimação de canais.

Dois possíveis utilizações podem ser definidas como: identificação, onde se deseja obter um modelo que melhor represente o sistema desconhecido, que para o nosso estudo é o canal de transmissão; e equalização, onde se deseja anular o efeito de um canal.

Na primeira aplicação, o sinal de entrada é o mesmo, tanto para o sistema desconhecido como para o filtro adaptativo, assim a cada interação o valor gerado pelo filtro aproxima-se do sistema desconhecido, mostrado na Figura 43.

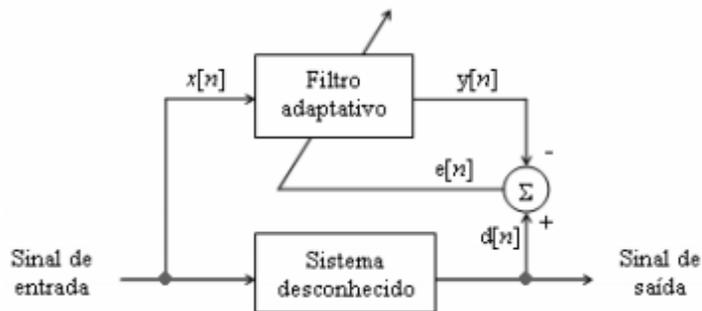


Figura 43: LMS para identificação da resposta ao impulso.

A saída do filtro pode ser apresentada pela equação:

$$y(m) = W^H(m).x(m) \quad (3.40)$$

E o sinal que passa pelo canal é:

$$d(m) = H(mn).x(m) + r(m) \quad (3.41)$$

Cálculo do erro:

$$e(m) = d(m) - y(m) \quad (3.42)$$

Atualização dos coeficientes:

$$W^H(m + 1) = W^H(m) + \mu \cdot x(m) \cdot e(m) \quad (3.43)$$

Na segunda aplicação, o sinal de entrada passa pelo canal, e em sequência, pelo filtro adaptativo, sendo este, função de transferência inversa que caracteriza o canal, desfazendo o efeito do mesmo e recuperando a informação transmitida, mostrado na Figura 44.

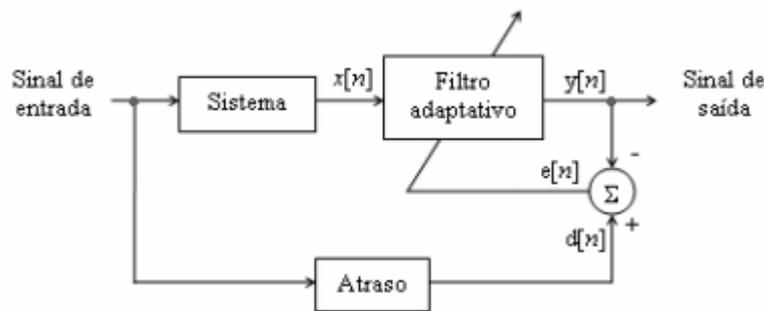


Figura 44: LMS para equalização da resposta ao impulso.

A saída do filtro pode ser apresentada pela equação:

$$y(m) = W^H(m) \cdot [H(mn) \cdot x(m) + r(m)] \quad (3.44)$$

O sinal que passa pelo canal é:

$$d(m) = x(m) \quad (3.45)$$

Cálculo do erro:

$$e(m) = d(m) - y(m) \quad (3.46)$$

Atualização dos coeficientes:

$$W^H(m + 1) = W^H(m) + \mu \cdot x(m) \cdot e(m) \quad (3.47)$$

A oscilação do algoritmo está diretamente ligado ao valor do passo de adaptação μ , o qual determina as propriedades de convergência, a estabilidade e o nível de erro médio quadrático em regime estacionário. Quanto maior o passo, mais rápido o algoritmo irá

convergir, porém com um erro final maior. Quanto menor o passo, mais lento o algoritmo irá convergir, porém com um erro final menor. Com o objetivo de obter uma boa estabilidade para o valor de μ , utiliza-se:

$$0 < \mu < \frac{1}{10NP} \quad (3.48)$$

Onde:

N , Tamanho do filtro FIR.

P , Potência do sinal de entrada.

Capítulo 4

Estudo do comportamento do canal submarino

Neste capítulo, serão descritos os efeitos de propagação, fazendo uma analogia com a propagação em um ambiente terrestre rádio móvel, além de alguns parâmetros do próprio meio, tais como: temperatura, pressão e salinidade. Em seguida, será feito um estudo da atenuação e dos diversos tipos de ruído presentes no meio: de origem natural (vida marinha) e de origem não natural (embarcações). A influência dos multipercursos e da mobilidade, além da variabilidade da velocidade do som, torna uma tarefa complexa a uniformização destas características em diversos ambientes.

4.1 Propagação acústica

Os três mecanismos básicos de propagação no ambiente terrestre também podem ser notados no ambiente submarino, e são:

Refração: Na atmosfera, é causada pela variação do índice de refração para diferentes altitudes. No meio submarino, varia devido a fatores como temperatura, pressão e salinidade, o que resulta no perfil de velocidade do som na água. Representa uma curvatura no sinal incidente à medida que o índice de refração sofre uma variação.

Reflexão: No ambiente terrestre ocorre quando as ondas eletromagnéticas incidem sobre uma superfície que tenha grandes dimensões, comparada com o comprimento de onda. No ambiente submarino, ocorre na presença de obstáculos e na separação de meios com índices de refração diferentes. A energia do sinal, ao incidir com um determinado ângulo no limite dos meios, retorna para o meio de origem com o mesmo ângulo de incidência.

Difração: Ocorre tanto no ambiente terrestre como no submarino, permitindo que os sinais de rádio e acústicos, propaguem-se atrás de obstruções, além das zonas de sombras. Cada frente de onda se comporta como uma nova frente de onda.

Em consequência destes fenômenos, ocorrem desvios da trajetória da frente de onda, introduzindo atraso ao sinal propagado e aumentando, assim, os efeitos de multipercurso.

4.2 Atenuação

Quando se deseja conhecer o alcance máximo de uma comunicação, deve se realizar um estudo dos mecanismos de atenuação, e com essa medida de estimativa, verificar se o receptor consegue recuperar a informação transmitida.

As propriedades físicas e químicas da água do mar afetam a propagação da onda acústica, levando à atenuação de sua amplitude à medida que a mesma se propaga até o receptor. Tal atenuação ocorre devido ao alargamento da frente de onda, fazendo com que o sinal se expanda pelo canal, e à transformação de parte da energia da onda em calor, fenômeno conhecido como absorção. Dessa forma, as perdas de sinal acústico no canal submarino podem ser divididas em perda de propagação e perda por absorção. A perda de propagação inclui as perdas de dispersão cilíndrica e esférica da onda somadas aos efeitos de focalização, enquanto a de absorção inclui as perdas devido à absorção, fuga nos dutos, espalhamento e difração. (MATOS, 2014)

A perda de propagação está associada ao crescente aumento da área coberta pela mesma quantidade de energia à medida que a onda se afasta do projetor, sendo dada, em dB, por (XAVIER, 2012):

$$LS = 10 \log[r\alpha] \quad (4.1)$$

onde:

r , é o alcance, em metros, e α é o fator de expansão, que assume os valores limites: (MATOS, 2014).

$$\alpha = \begin{cases} 1, & \text{se cilíndrico} \\ 2, & \text{se esférico} \end{cases}$$

Diferente do meio terrestre de radiopropagação, em que a dispersão do sinal tende a ser esférica segundo a Fórmula de Friis (BALANIS, 2012), onde $\alpha = 2$, o meio submarino é delimitado pela superfície e pelo fundo marítimo, logo, sua dispersão geométrica tende a aproximar-se por uma forma cilíndrica, mostrada na Figura 45. No meio terrestre este fato

corresponderia a dar um ganho na antena, pois estaria confinando parte de sua energia em uma determinada área.

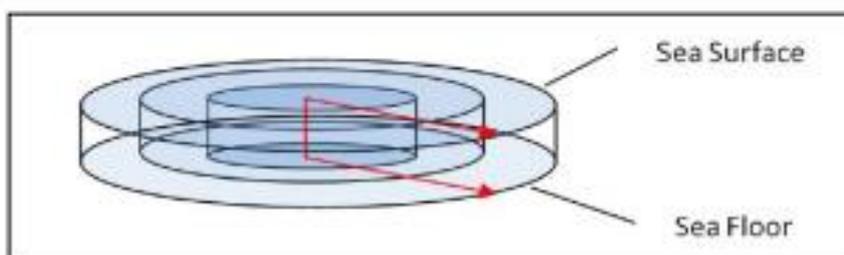


Figura 45: Dispersão geométrica cilíndrica da onda acústica no meio submarino. (BRENNAN, 2009).

A perda por absorção representa a perda de energia na forma de calor devido à fricção viscosa e à relaxação iônica, que ocorrem quando a onda acústica se propaga no canal submarino. Mais especificamente, a absorção da onda acústica na água do mar é causada pela viscosidade, relaxação iônica de ácido bórico e moléculas de sulfato de magnésio, e o tempo de relaxação (XAVIER, 2012). A perda por absorção é função do coeficiente de absorção e este depende da frequência, salinidade, temperatura, pH, profundidade ou pressão e velocidade do som. (MATOS, 2014)

4.3 Ruído

Uma característica importante, que influi no desempenho do sistema de comunicações, é o ruído presente no canal. Tal ruído pode ser modelado por quatro fontes (BALANIS, 2012) e (HODGES, 2011): turbulência, presença de embarcações, vento e ruído térmico. Cada qual é predominante numa faixa de frequência, conforme é apresentado a seguir: (MATOS, 2014)

- Turbulência → $f < 10 \text{ Hz}$
- Presença de embarcações → $10 \text{ Hz} < f < 100 \text{ Hz}$
- Vento → $100 \text{ Hz} < f < 100 \text{ kHz}$
- Ruído térmico → $f > 100 \text{ kHz}$

A Figura 46 mostra a densidade espectral de potência de ruído em função da frequência, para uma atividade média de navios ($s = 0,5$) e situação de vento nulo ($w = 0$) (TOMASI, 2012). Observa-se que na faixa de 1 a 8 kHz, empregada nas medições de que

trata esta dissertação, é mais importante a parcela relativa ao ruído provocado pelo vento, seguida pela atividade de embarcações até 4 kHz, predominando a primeira na faixa de 4 a 8 kHz, onde a mesma cai com a frequência. Pela Figura 46, a frequência ideal na qual o ruído é mínimo, está no entorno de 40 kHz. (MATOS, 2014)

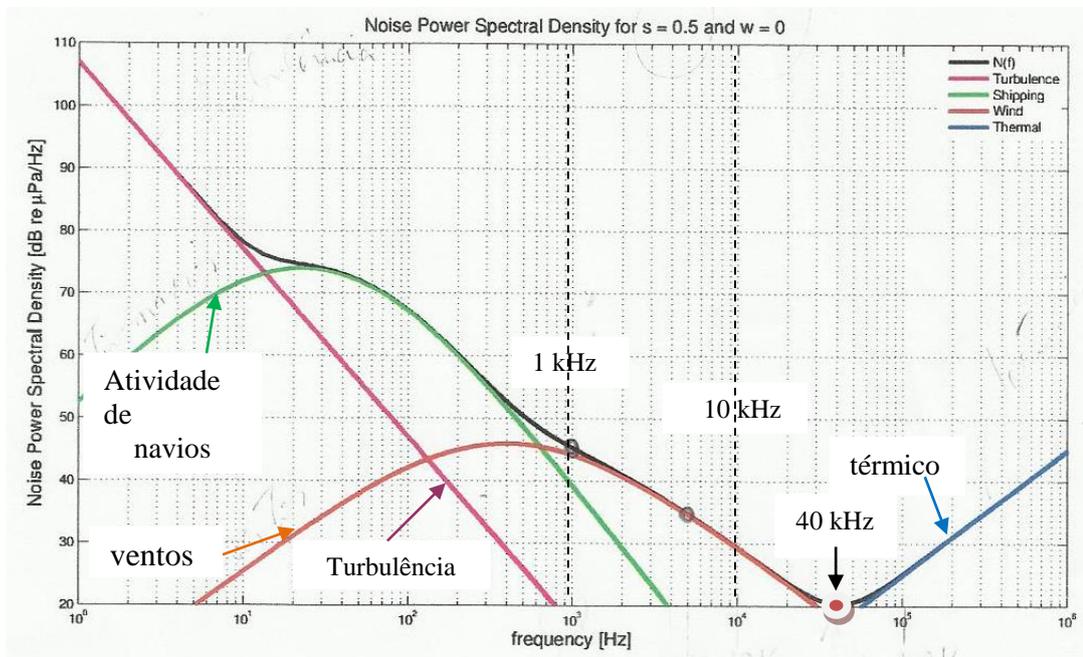


Figura 46: Densidade Espectral de potência do ruído no canal submarino (TOMASI, 2012).

Para a relação entre o sinal recebido e o ruído presente no canal, tem-se:

$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{V_R}{V_{ANoise} + V_{ENoise}} \right) \quad (4.2)$$

onde:

V_R , nível de tensão do sinal recebido.

V_{ANoise} , nível de tensão do ruído do meio.

V_{ENoise} , nível de tensão do ruído térmico, que depende da largura de banda do canal, sendo pequena, neste caso, motivo pelo qual o ruído do meio é, normalmente, maior que o ruído térmico.

4.4 Multipercurso

O desvanecimento de pequena escala ou desvanecimento de multipercursos, pode ser caracterizado pelas flutuações na amplitude da envoltória do sinal acústico durante um intervalo de tempo. Este fenômeno é resultado da soma, na recepção, de todos os sinais recebidos por diversos caminhos, resultando em diversos atrasos no receptor, ora contribuindo de forma construtiva, ora de forma destrutiva.

Constantemente, a resposta impulsional do canal acústico, nestes cenários, possui atrasos elevados, da ordem das dezenas ou centenas dos milissegundos (STOJANOVIC; PREISIG, 2009), conforme será apresentado no capítulo 6. Devido à baixa velocidade do som na água, quando comparada com a velocidade da luz, e devido à lenta variabilidade do perfil de velocidade do som, os raios de cada multipercurso percorrem distâncias elevadas, com atrasos significativos, o que limita a banda de coerência do canal acarretando na limitação da taxa de transmissão de sinal e, se a duração do símbolo for inferior ou comparável ao atraso do canal, o sinal poderá sofrer uma severa interferência intersimbólica destrutiva. Como exemplo, uma diferença de 15 metros entre o raio direto e o multipercurso, com uma velocidade do som de 1550 m/s, o atraso notado na recepção é da ordem de 10 ms.

Quando se adiciona movimento no transmissor e/ou no receptor, um novo problema surge, pois o sinal irá sofrer de um desvio de frequência, chamado de desvio Doppler, calculado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} * \cos(\theta) \quad (4.3)$$

onde

v , é a velocidade de deslocamento

λ , é o comprimento de onda da portadora

θ , é o ângulo de incidência.

Dessa forma, o movimento relativo entre os transdutores torna-se o principal responsável pela variabilidade temporal do canal. Mesmo quando as embarcações encontram-se paradas, existe a agitação das ondas e a influência de correnteza, que dão certa mobilidade à embarcação, gerando o desvio de Doppler.

4.5 Resposta ao impulso

Definindo-se como $h_c(t, \tau)$ a resposta ao impulso do canal no instante t , aplicando um sinal de entrada $s_i(t)$ no instante $t - \tau$, o sinal resultante do canal define multipercursos na recepção, com versões atrasadas, atenuadas e defasadas do sinal original, e pode ser expresso por:

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) * s(t - \tau) d\tau \quad (4.4)$$

A Figura 47, apresenta a resposta ao impulso de um dado canal, ao longo do tempo.

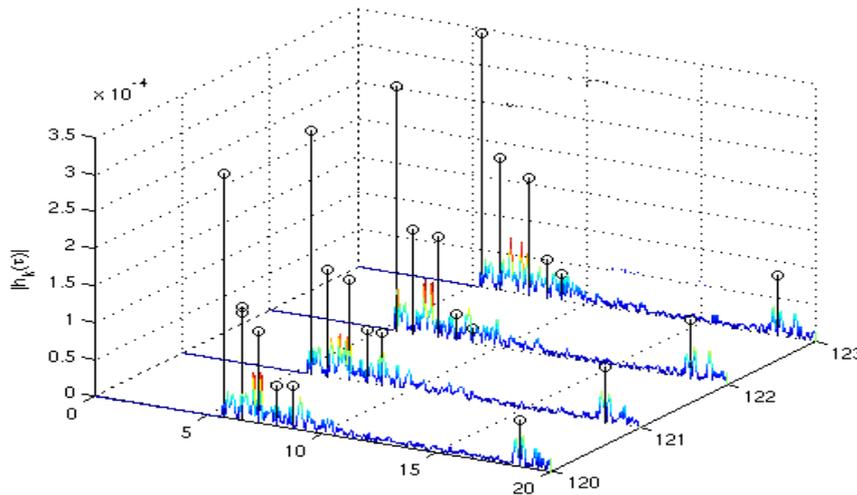


Figura 47: Resposta ao impulso de um canal.

Com o intuito de simplificar os cálculos dos parâmetros de dispersão do canal, considera-se o mesmo estacionário no sentido amplo, com espalhadores descorrelacionados, tomando-se a resposta ao impulso do canal como sendo invariante no tempo, ou lentamente variante no tempo, o que é verdade em pequenos intervalos de tempo ou pequenas distâncias.

Alguns parâmetros de dispersão são importantes para caracterização do canal, e são definidos por (PARSONS):

Atraso médio de multipercurso ou retardo médio, τ_m :

$$\tau_m = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (4.5)$$

onde τ é o retardo e $P_h(\tau)$ é o perfil de potência de retardo.

Dispersão de atraso ou espalhamento de retardo do canal (*delay spread*), σ_τ :

$$\sigma_\tau = \left(\frac{\int_0^\infty (\tau - \tau_m)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty P_h(\tau) d\tau} \right)^{1/2} \quad (4.6)$$

Banda de coerência, B_C :

A banda de coerência do canal representa a faixa de frequências na qual as componentes de frequência do sinal no canal apresentam uma elevada probabilidade de terem suas amplitudes correlatadas, ganho praticamente constante e fase linear. Em geral, considera-se 90% de correlação (IBNKAHLA, 2005). É calculada a partir do perfil obtido da transformada de Fourier do perfil de potência de retardos, no domínio dos retardos. (PARSONS)

No desvanecimento plano, tem-se a largura de banda do sinal transmitido menor do que a largura de banda de coerência do canal, logo o tempo de símbolo do sinal transmitido tende a ser maior que o espalhamento de retardo do canal, logo:

$$B_s \ll B_c \quad (4.7)$$

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (4.8)$$

Neste caso, apenas o efeito de dispersão na frequência, ou de forma dual, a sua seletividade no tempo, torna-se evidente devido ao efeito Doppler, mostrado na Figura 48, podendo ser descrito pelo modelo aproximado de Clarke, que supõe os raios chegando na horizontal:

$$s(f) = \frac{1,5}{\pi * f_d * \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_d}\right)^2}} \quad (4.9)$$

onde:

$$f = f_c \pm f_d.$$

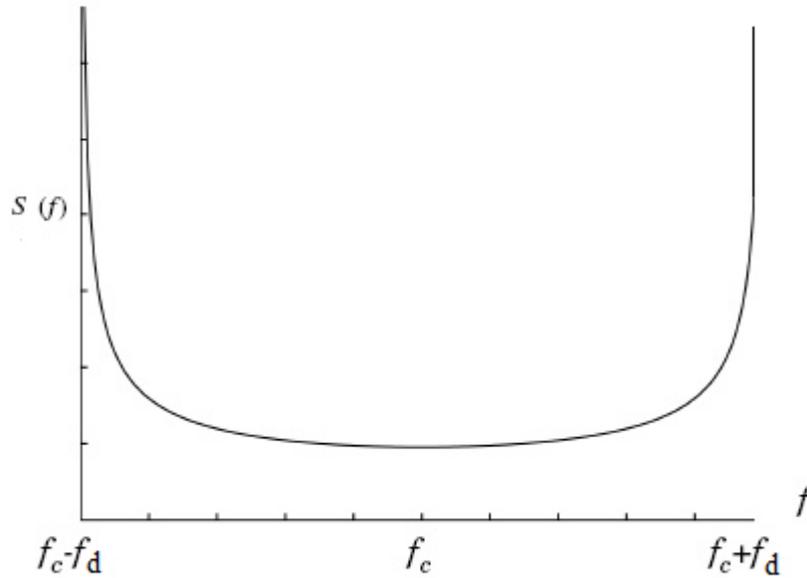


Figura 48: Espectro de potência Doppler.

No desvanecimento seletivo, tem-se o oposto do plano, onde a largura de banda do sinal transmitido tende a ser maior do que a largura de banda de coerência do canal, logo o tempo de símbolo do sinal transmitido tende a ser menor que o espalhamento de retardo do canal, logo:

$$B_s > B_c \quad (4.10)$$

$$T_s < \sigma_\tau \quad (4.11)$$

Neste caso, apenas o efeito de dispersão no tempo, ou de forma dual, a sua seletividade na frequência, torna-se evidente devido ao espalhamento de retardo do sinal no canal. Ao transmitir em um meio com esta configuração, o efeito da interferência intersimbólica, será muito maior, aumentando a taxa de erro do sistema.

Partindo-se dos perfis de potência de retardos, por transformação de Fourier, obtêm-se os perfis de Doppler, que permitirão a obtenção da dispersão em frequência. Dentre os parâmetros que a caracterizam, são importantes: o deslocamento Doppler, o espalhamento Doppler (Doppler *spread*) e o tempo de coerência, que são definidos pelas equações a seguir. (PARSONS)

Deslocamento Doppler ou Doppler médio, f_m :

$$f_D = \frac{\int_0^{\infty} \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu} \quad (4.13)$$

Espalhamento Doppler, σ_D :

$$\sigma_D = \left(\frac{\int_0^{\infty} (\mu - \mu_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu} \right)^{1/2} \quad (4.14)$$

Tempo de coerência, T_c :

O tempo de coerência do canal representa o intervalo no qual as componentes de sinal no canal apresentam uma elevada probabilidade de terem suas amplitudes correlatadas, tipicamente 90%. É calculado a partir do perfil obtido da transformada de Fourier do perfil de Doppler, no domínio de deslocamento Doppler.

4.6 Variabilidade da velocidade do som

A velocidade de propagação de uma onda acústica e os seus mecanismos de variabilidade representam peculiaridades importantes que caracterizam os sinais acústicos. Tal velocidade de propagação é influenciada por parâmetros como: temperatura, salinidade e pressão (LANBO; SHENGLI; HONG, 2008), sendo este último convertido para profundidade, apresentando uma relação direta com a pressão, onde 10 metros corresponde a um aumento de pressão de 1 atm.

Dos parâmetros fundamentais, verifica-se que a temperatura é o que mais influi nas variações de velocidade da onda acústica, incrementando, aproximadamente, 4 m/s com a subida de 1° C. Por sua vez, incrementos de 1 ppt da salinidade ou de 10 atm de pressão (100 m) correspondem, respectivamente, a uma descida de 1,4 m/s e subida de 1,7 m/s. (BRENNAN, 2009).

Dois cenários de propagação acústicas distintos são estudados: água rasa e água profunda. Em água rasa (ou *shallow water*), para profundidades de até 30 metros, o parâmetro de pressão não é o mais relevante para este meio, além de apresentar pouca variação da salinidade em oceanos abertos, provocadas pela falta de chuva e evaporação, sendo, então, a variação do perfil de velocidade causada principalmente pelas alterações térmicas, através de fenômenos como a exposição solar, precipitação e temperatura das correntes (BRENNAN, 2009), que será acentuado dependendo da sua diferença de temperatura, fator este para qual as variações ocorrem lentamente no meio. Neste cenário, o sinal apresenta a predominância

dos efeitos de reflexão na superfície e no fundo do meio (LANBO; SHENGLI; HONG, 2008), mostrado na Figura 49. Com isso, os multipercursos têm atrasos consideráveis, da ordem de 10 a 100 milissegundos (STOJANOVIC; PREISIG, 2009).

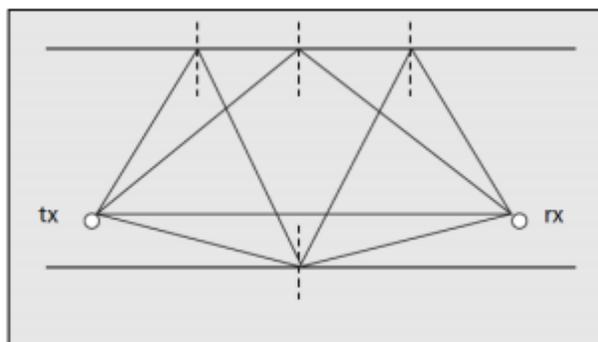


Figura 49: Propagação do sinal acústico em água rasa.

Em águas profundas (ou *deep water*), a velocidade dos sinais acústicos é alterada, principalmente, pela pressão e pela temperatura, respeitando as condições de cada camada oceânica. Na camada superficial, até próximo aos 100 metros, sofre influência da temperatura. De 100 metros a 600 metros, encontra-se a camada de termoclina, onde ocorre a redução acentuada da temperatura, sendo esta a principal responsável pela redução da velocidade e, por último, tem-se a predominância da pressão como fator para o aumento da velocidade, mostrado na Figura 50.

Assim como os dutos troposféricos ocorrem na superfície terrestre, no mar tal fenômeno também ocorre devido à lei da reflexão de Snell, onde os raios tendem a se encurvar no sentido da menor velocidade. Considerando que na área de fronteira entre as zonas 2 e 3, onde ocorre a menor velocidade de propagação, como mostra a Figura 47, o sinal se desloca horizontalmente, confinado no plano vertical, tal fenômeno favorece a um maior alcance do sinal, porém aumenta o atraso médio de multipercurso, devido a tal confinamento, o que prejudica a sua recepção.

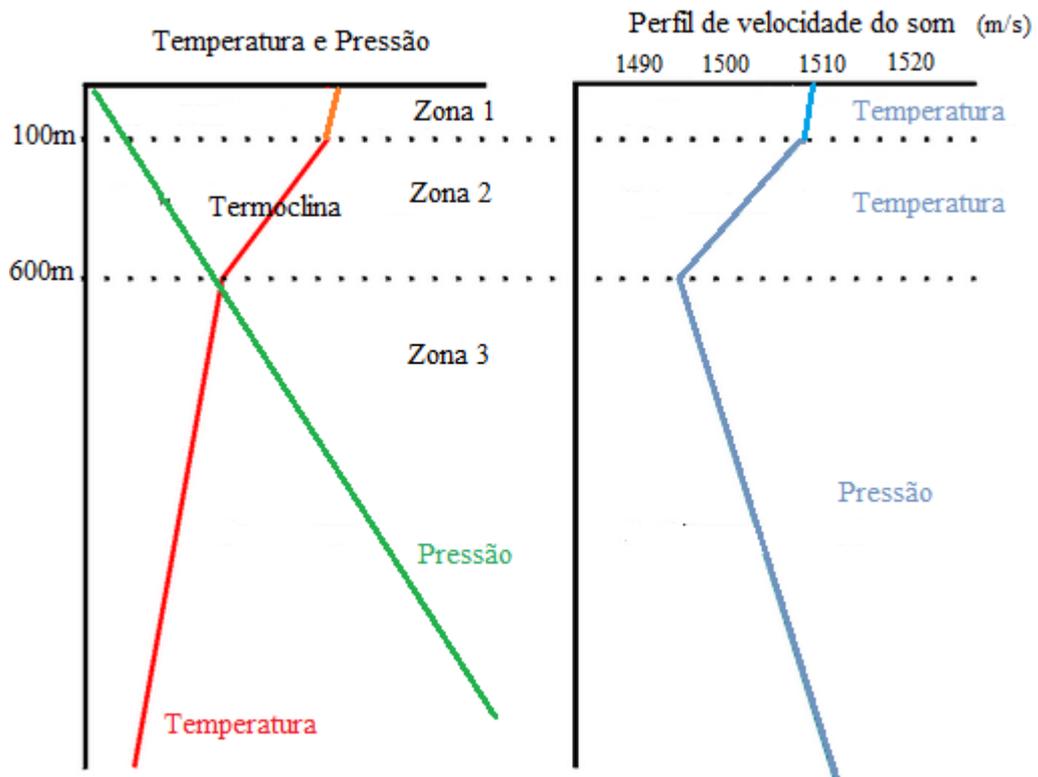


Figura 50: Perfil da velocidade do som alterado pela temperatura e pressão.

Capítulo 5

Ambiente e sistema de medição

Neste capítulo são descritos os ambientes e os diversos tipos de *setups*, que foram montados para este trabalho, seja para pesquisar uma determinada área, ou para aprimorar os diversos programas realizados no *MatLAB*®.

No total, foram realizadas 16 medições: 3 delas na piscina da UFF, 6 numa piscina de residência, 2 na Diretoria de Hidrografia e Navegação da Marinha – DHN e 5 em Arraial do Cabo, sendo cada uma delas diferenciada pelo motivo do experimento.

Nesta dissertação, são apresentados os cinco principais experimentos, que mais contribuíram para o prosseguimento do projeto.

5.1 Material utilizado:

5.1.1 Transmissão:

Para as transmissões dos sinais foram utilizados dois *setups* de medições, que serão descritos a seguir.

5.1.1.1 *Setup* de transmissão 1:

O *setup* de transmissão 1, mostrado na Figura 51, foi utilizado para transmissão dos sinais em baixa frequência. Apresentado na Figura 51.



Figura 51: *Setup* de transmissão 1.

Os equipamentos utilizados foram:

Projektor LL-1424HP

O LL-1424HP, Mostrado na Figura 52, o projetor é um transdutor piezoelétrico acústico submarino projetado para uso geral, com aplicações de propósitos militar e científico. O LL-1424HP tem uma faixa de frequência útil de 200 Hz – 9 kHz, com nível de pressão sonora (SPL) máximo de 197 dB / μPa / m @ 600 Hz w(?) / 80 V_{rms} aplicada, e uma impedância nominal de 8 ohms. É fornecido com o AC1424HP, um transformador de impedância, que permite o casamento da impedância do amplificador (de 4 a 8 Ohm), com a água do mar (1 MOhm), e permite uma potência máxima de Ligação de 2500 watts em 4 ohms em modo *brigde*.

A Figura 53 mostra a resposta em frequência do projetor e a Tabela 1, as suas especificações.



Figura 52: Projektor Lubel, Transformador de impedância.

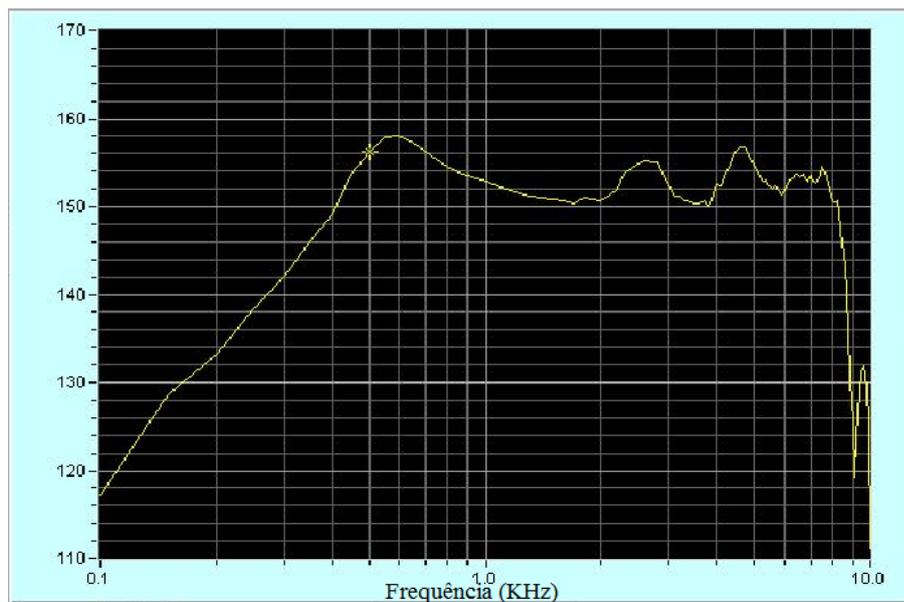


Figura 53: Resposta em frequência para o conjunto com entrada de 80 V dB/ μPa /m.

Amplificador *Crown cdi-2000 XTI-6000*

O Amplificador *Crown cdi-2000 XTI-6000*, mostrado na Figura 54, apresenta distorção muito baixa para a melhor reprodução do sinal; proteção avançada contra: curto-circuito, circuitos abertos, DC, cargas incompatíveis, superaquecimento, sobrecarga de alta frequência e falha interna, avaliado para cargas de 2, 4, 8 ohms e 70 V e 140 V de saídas. O processamento de sinal digital inclui crossovers, filtros de equalização, delay, e limitação de saída. Suas especificações encontram-se na Tabela 1.



Figura 54: Amplificador.

Tabela 1: Especificação do amplificador *Crown cdi-2000 XTI-6000*

Especificações							
Número de canais				2			
Sensibilidade				1,4 V			
Taxa máxima de potência de saída por canal							
DUAL (por canal)					Em ponte		
Modelo	2 ohms	4 ohms	8 ohms	70 V	4 ohms	8 ohms	140 V
6000	3,0 W	2,1 W	1,2 W	2,5 W	6,0 W	4,2 W	5,0 W

5.1.1.2 *Setup* de transmissão 2:

O *setup* de transmissão 2, mostrado na Figura 55, foi utilizado para transmissão dos sinais em frequências mais altas.

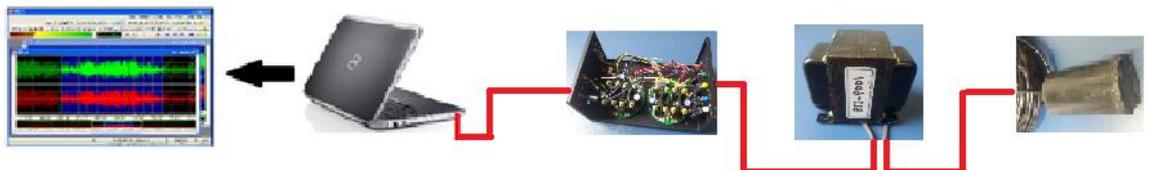


Figura 55: *Setup* de transmissão 2.

Projeto *Benthowave* modelo BII-7503

O projetor BII-7500, mostrado na Figura 56, é um transdutor de pistão de alta potência de banda larga, com feixe cônico e ampla faixa de frequência, para utilização em perfis de comunicação, navegação e posicionamento.

O BII-7503 apresenta uma faixa de frequência com resposta de amplitude plana de 5,5 kHz - 9 kHz, um níveis de pressão sonora (SPL) máximo de 146,8 dB $\mu\text{Pa} / \text{V} @ 1 \text{ m}$, mostrado na

Figura 57, e sensibilidade igual a -152,7 dB $\mu\text{Pa} / \text{V} @ 1 \text{ m}$, cuja variação na frequência é mostrada na Figura 58. A Tabela 2 apresenta suas especificações.



Figura 56: Projeto *Benthowave*.

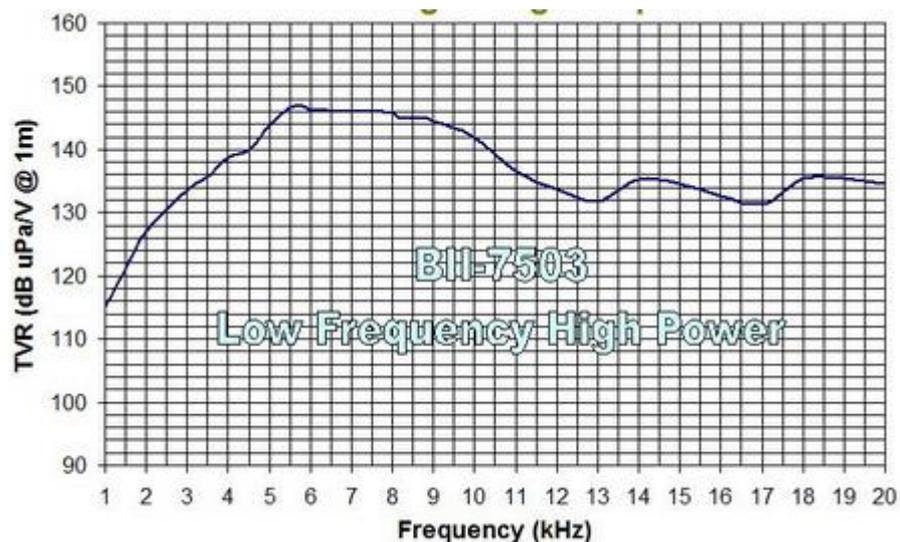


Figura 57: Máxima potência de transmissão.

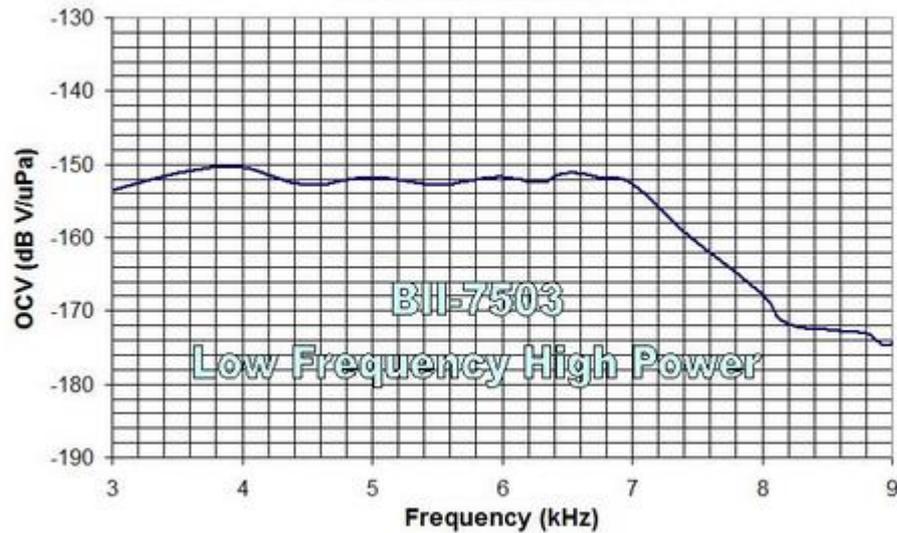


Figura 58: Sensibilidade na recepção.

Tabela 2: Especificação do projetor *Benthowave* modelo BII-7503

Especificações	
Profundidade	100 m
Frequência Ressonante	7 kHz
Largura de banda (-3 dB)	5 kHz
Potência máxima (dB μPa / V @ 1m)	146,8
sensibilidade (dB μPa / V @ 1m)	-152,7
Padrão do feixe	Cônico
Largura de feixe (-3dB)	180°
Impedância	1,1 k Ω

Amplificador BII-5002

O amplificador de potência *Benthowave* BII-5002, mostrado na Figura 59, é projetado para conduzir a potência máxima que o projetor pode suportar, sendo utilizado na faixa de curto e longo alcance. Suas especificações estão na Tabela 3. Apresenta um ganho de 26 dB, e uma resposta plana na faixa de frequência de operação, como mostra a Figura 60.



Figura 59: Amplificador de potência *Benthowave* BII-5002.

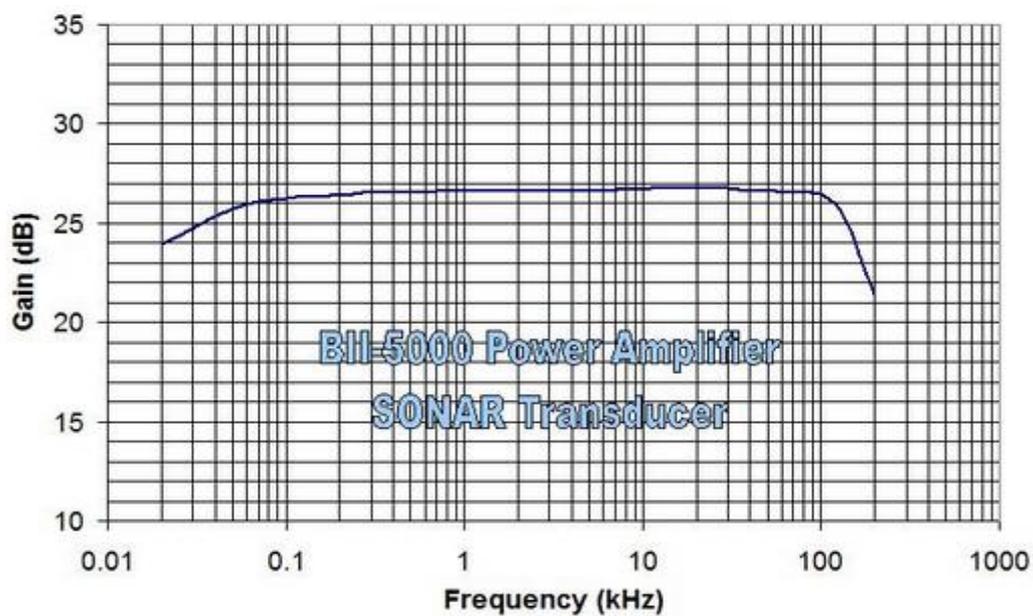


Figura 60: Ganho na resposta de frequência do amplificador.

Tabela 3: Especificação do amplificador *Benthowave* BII-5002

Especificações	
Ganho:	26 dB
Impedância de entrada:	60 kW
Tensão de alimentação:	8-18 VDC
RMS de potência Capacidade:	54 W + @ 16 VDC de alimentação
	48 W + @ 15 VDC de alimentação
	42 W + @ 14 VDC de alimentação
	38 W + @ 13 VDC de alimentação

	32 W @ 12 VDC de alimentação
Potência de banda (-3 dB):	20 Hz a 150 kHz
Carga Mínima:	2 Ω
Temperatura de Operação:	-10 ° C a 85 ° C

Transformador de impedância BII-6001

Uma unidade de ajuste de impedância torna-se necessária para mudar a impedância do transdutor objetivando satisfazer os requisitos de carga do amplificador de potência máxima e para a entrega eficiente de energia elétrica para a mecânica. Além disso, os componentes BII-6000, mostrado na Figura 61, são projetados para fornecer desempenho de banda larga para SONAR e aplicações onde as formas de onda complexas com harmônicos mais altos devem ser transformadas com baixa distorção.



Figura 61: Transformador de impedância BII-6000.

A Tabela 4 apresenta suas especificações e a Figura 62, a variação da perda de inserção com a frequência.

Tabela 4: Especificação do Transformador de impedância BII-6001

Especificações	
Tipo:	2 entradas / 2 fios de saída
Frequência:	5 kHz a 500 kHz
Potência:	< 2000 W

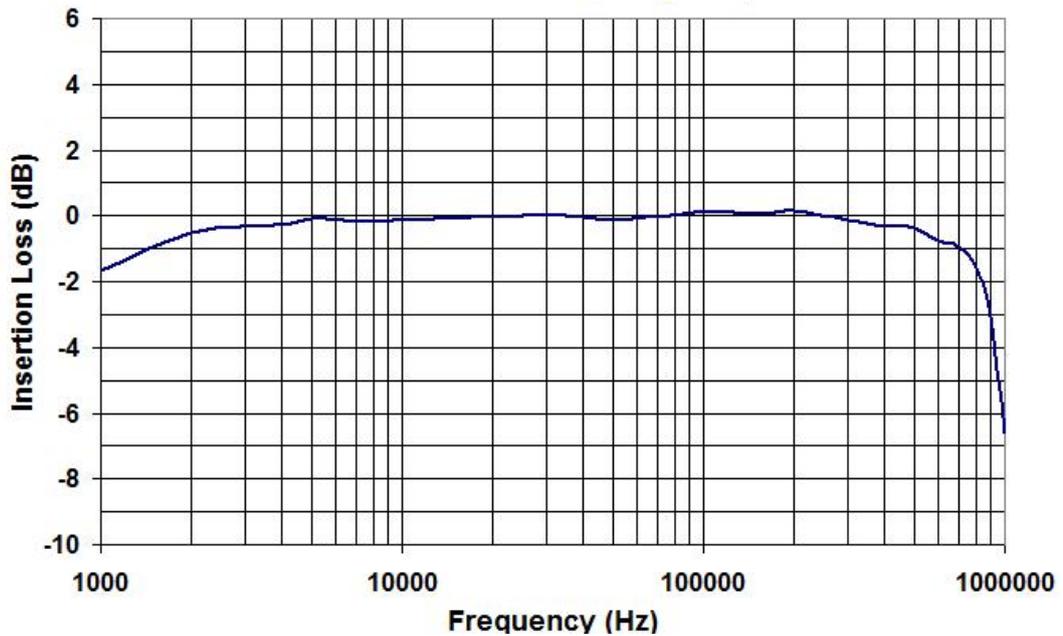


Figura 62: Perda de inserção do transformador de impedância.

Laptop Sony Vaio sve141c11x

O *laptop* utilizado para alimentar os dois amplificadores na transmissão, foi o *Sony Vaio sve141c11x*, com processador *Intel Core i5*, memória de 4 GB e HD de 500 GB.

5.1.2 Recepção:

Para a recepção dos sinais foi utilizado um único *setup* de medição, podendo variar o número de hidrofones, que será descrito a seguir.

5.1.2.1 *setup* de recepção

O *setup* de recepção, na Figura 63, foi utilizado para captação e gravação dos sinais transmitidos pelos dois *setups* definidos anteriormente. A seguir, serão apresentadas as especificações dos equipamentos utilizados.

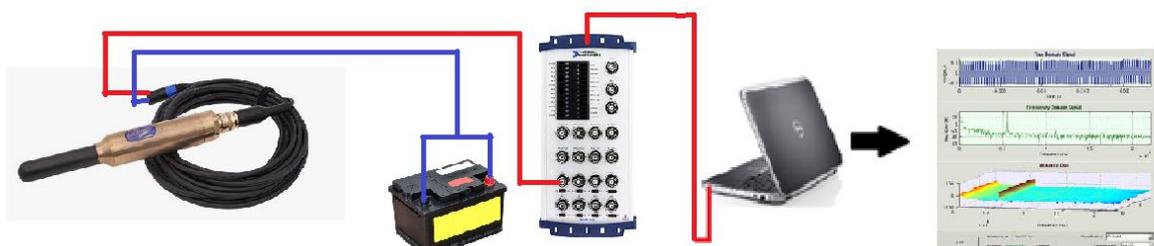


Figura 63: Sistema de recepção.

Hidrofone TC4032

O propósito geral do hidrofone TC4032, mostrado na Figura 64, juntamente com seus diagramas de irradiação sonora horizontal, Figura 65 e vertical, Figura 66, é oferecer uma alta sensibilidade, baixo ruído e uma resposta plana de frequência ao longo de uma ampla faixa de frequência. Sua alta sensibilidade e suas características acústicas tornam esse hidrofone capaz de produzir medições sonoras e detectar até mesmo sinais muito fracos, da ordem de $-170 \text{ dB } 1\text{V}/\mu\text{Pa @ 1m}$, como se vê na Figura 67. O TC4032 incorpora um elemento piezoelétrico altamente sensível com blindagem eletrostática, conectado a um pré-amplificador integral de baixo nível de ruído de 10 dB. Seus diagramas levam à conclusão da sua propriedade omnidirecional.



Figura 64: Hidrofone TC4032.

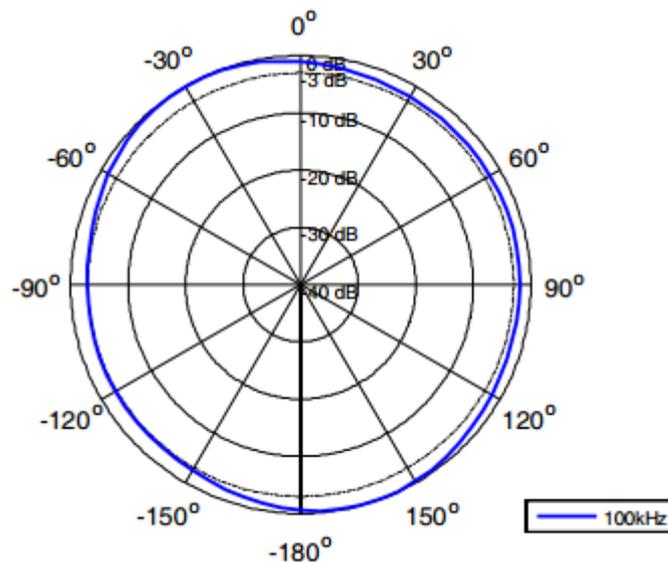


Figura 65: Diagrama de diretividade Horizontal.

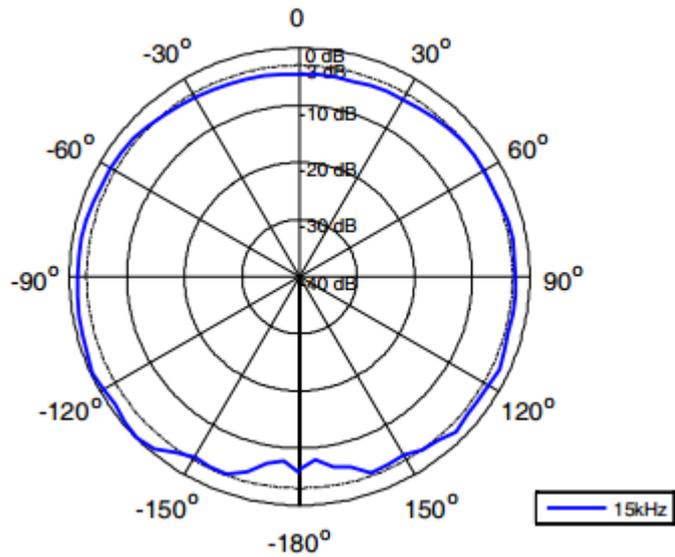


Figura 66: Diagrama de diretividade vertical.

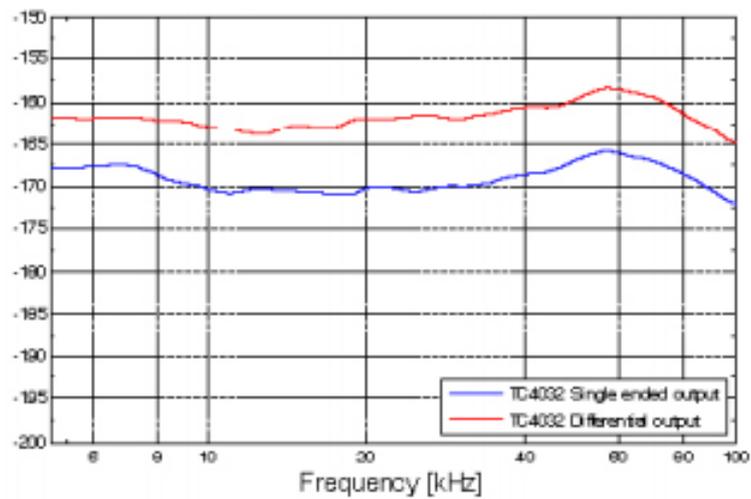


Figura 67: Sensibilidade do hidrofone na recepção [dB re 1V/ μ Pa @ 1m].

Um resumo de suas especificações técnicas é dado na Tabela 5.

Tabela 5: Especificações do Hidrofone TC4032

Especificações	
Faixa de frequência	5 Hz to 120 kHz
Faixa linear de frequência	15 Hz to 40 kHz ± 2 dB/10 Hz to 80 kHz ± 2.5 dB
Nível de sensibilidade	-170 dB 1V/ μ Pa @ 1m (-164 dB com saída diferencial)

Diagrama Horizontal	Omnidirectional ± 2 dB at 100 kHz
Diagrama vertical	$270^\circ \pm 2$ dB at 15 kHz
Profundidade de operação	600 m
Profundidade máxima	700 m
Faixa de temperatura operacional	-2°C to $+55^\circ\text{C}$
Ganho do pré-amplificador	10 dB
Máxima tensão de saída	$3.5 V_{\text{rms}}$ at 12 VDC
Alimentação	12 to 24 VDC
Filtro passa alta	7 Hz -3dB

Placa de aquisição de dados (NI USB-6212 BNC)

O NI USB-6212 BNC, mostrado na Figura 68, é um módulo M Series de aquisição de dados multifunção (DAQ), otimizado para uma maior precisão, e altas taxas de amostragem. Oferece oito entradas diferenciais BNC analógicas, taxa de amostragem de 400 ksps, duas saídas analógicas BNC, 24 linhas de I / O digital (oito BNC), quatro faixas de entrada programável ($\pm 0,2$ a ± 10 V) por canal, acionamento digital, dois contadores / temporizadores, e um terminal BNC, definido pelo usuário. A Tabela 6 apresenta suas características.

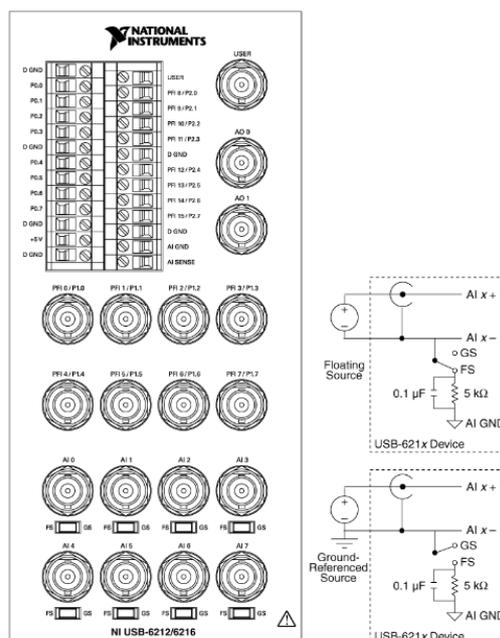


Figura 68: Placa de aquisição NI USB-6212 BNC.

Tabela 6: Especificações do Hidrofone TC4032

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 (± 10 V, ± 5 V, ± 1 V, $\pm 0,2$ V)
Taxa de amostragem	400 ksps (único canal) 400 ksps(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 ksps

Laptop Ultrabook Dell Inspiron 14Z

O laptop utilizado na recepção foi o ultrabook Dell Inspiron 14Z, com processador Intel Core i7, com memória de 8 GB, HD de 500 GB e placa de vídeo AMD Radeon HD 7570M com 1 GB de memória.

5.2 1º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO NA PISCINA DA UFF

Este experimento foi realizado no dia 13/08/2013, no bairro de Icaraí, pertencente à cidade de Niterói, na piscina do Departamento de Educação Física da Universidade Federal Fluminense, cujo tamanho é de 25 metros por 17 metros, com 1,8 metros de profundidade, mostrada na Figura 69. O sistema montado era estático, tendo como principal motivo, testar os programas de modulação e demodulação, e verificar a influência da resposta impulso do canal no sinal transmitido, por meio dos multipercursos, além de analisar o comportamento do sinal em diversas frequências, assim como analisar a taxa de erro de bit do sistema de comunicação.

5.2.1 Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chirp)

Os sinais transmitidos no canal aquático estão resumidos na Tabela 7.

Tabela 7: Sinal transmitido na piscina

Sinal transmitido		
Modulações	Taxa de transmissão (bits/s)	Frequência (KHz)
ASK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
PSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
FSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
Tipo	Tempo (s)	Frequência (KHz)
Impulso	0,001	---
CW	(40[sinal]+30[silêncio])	1,5,8
Chirp	50*(0,18[sinal]+0,25[silêncio])	1-2

5.2.2 Setup de transmissão

Para a transmissão dos sinais utilizou-se um projetor (*Benthowave* modelo BII-7503), localizado no vértice da piscina, mostrado na Figura 70, um *laptop* com o sinal de transmissão em arquivo de som (.wav) com o programa *goldwave* (*player* de áudio), um amplificador (BII-5002), um casador de impedância (BII-6001), cabos diversos para a ligação do sistema.

5.2.3 *Setup* de recepção

Para recepção dos sinais utilizou-se um hidrofone (*Reson* modelo TC4032.), localizado no centro da piscina, como mostrado na Figura 71, placa de aquisição de sinais (NI-6212-USB), um *laptop* com o programa *MatLAB*[®] para realizar a captura dos dados, uma fonte para o amplificador de baixo ruído do hidrofone, um osciloscópio para verificar o sinal e cabos diversos para a ligação do sistema, mostrado na Figura 72.



Figura 69: Imagem de satélite do *Google Earth*.



Figura 70: Posicionamento do projetor.



Figura 71: Posicionamento do hidrofone.



Figura 72: Setup de recepção.

5.2.1 Localização

A Tabela 8 apresenta as características de posição e profundidade dos transdutores.

Tabela 8: Sistema de Medição 1

Sistema de Medição 1	
Local	Piscina da UFF
Data	13/08/2013
Localização do transmissor	22°53'46.38"S/ 43° 7'43.70"O
Localização do receptor	22°53'46.64"S/ 43° 7'43.26"O
Distância	15 metros
Profundidade Tx	0,9 metros (máxima do local 1,8 m)
Profundidade Rx	0,9 metros (máxima do local 1,8 m)

5.3 2º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO NO DHN

Este experimento foi realizado no dia 31/10/2013, Ponta da Armação - Niterói, na Diretoria de Hidrografia e Navegação (DHN), mostrado na Figura 73. O sistema montado também foi estático, tendo como seu principal motivo, analisar o comportamento do sinal em diversas frequências em um ambiente marítimo, assim como analisar a taxa de erro de bit do sistema. Além disso, foi gravada a resposta ao impulso que foi utilizada para emulação de diversos experimentos. Para este experimento, os sinais transmitidos foram os mesmos do 1º experimento, com um acréscimo da transmissão de um sinal OFDM com 12000 portadoras espaçadas de 2 Hz, com uma banda de 0 a 24 kHz, para medir a resposta ao impulso, assim como para medir o espalhamento máximo de retardo do canal. Os equipamentos utilizados foram os mesmos do 1º experimento, sendo mostrados na Figura 74 e na Figura 75



Figura 73: Imagem de satélite do *Google Earth*.



Figura 74: Posicionamento do *array* de projetores e hidrofones.



Figura 75: *Setup* de transmissão.

5.3.1 Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)

As características dos sinais transmitidos são resumidas na Tabela 9.

Tabela 9: Sinal transmitido

Sinal transmitido		
Modulações	Taxa de transmissão (bits/s)	Frequência (KHz)
ASK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
PSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
FSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
OFDM	Número de portadoras	Frequência (KHz)
BPSK	12000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	0-24
	Tempo (s)	Frequência (KHz)
Impulso	0,001	---
CW	(40[sinal]+30[silêncio])	1,5,8
Chrip	50*(0,18[sinal]+0,25[silêncio])	1-2

5.3.2 Localização

A Tabela 10 apresenta os principais dados de posição do sistema.

Tabela 10: Sistema de Medição 2

Sistema de Medição 2	
Local	Diretoria de Hidrografia e Navegação (DHN)
Data	31/10/2013
Localização do transmissor	22°53'6.95"S/ 43° 8'2.38"O
Localização do receptor	22°53'6.88"S/ 43° 8'7.19"O
Distância	140 metros
Profundidade Tx	3 metros (máxima do local de 6 a 8 m)
Profundidade Rx	3 metros (máxima do local de 6 a 8 m)

5.4 3º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO I, DOIS NAVIOS DE SUPERFÍCIE.

Este experimento foi realizado nos dias 25 e 26/11/2013, em Arraial do Cabo-RJ, com o auxílio do Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira IEAPM, mostrado na Figura 76, através da carta náutica, utilizada para o planejamento, e na Figura 77, através do programa *Google Earth*, com o GPS das embarcações. O sistema montado foi dinâmico, composto por duas embarcações. O navio transmissor se deslocava, ora em direção ao navio receptor, que permaneceu com seus motores desligados e sendo movimentado apenas pelas correntes marítimas, ora se afastando, sendo realizado em mar aberto, tendo como seu principal motivo, a transmissão e recepção de sinais acústicos submarinos para permitir a caracterização do comportamento do canal, avaliação dos tipos de modulação, estudo do ruído presente no ambiente de testes e avaliação da utilização de *arrays* de hidrofones, sendo o sinal transmitido capturado por 3 hidrofones ao mesmo tempo e levados a três entradas analógicas da placa de aquisição.

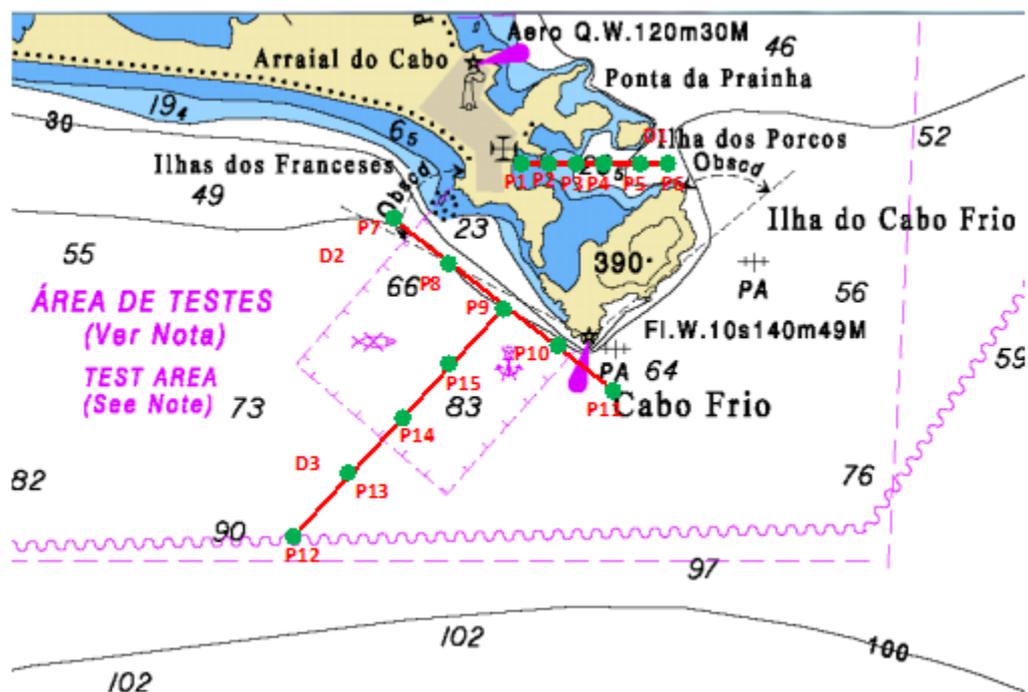


Figura 76: Carta náutica de arraial do cabo com o planejamento das medições (P1 a P15).



Figura 77: Posicionamento de ambos os navios no decorrer dos dias das medições.

5.4.1 Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)

As características dos sinais transmitidos são resumidas na Tabela 11.

Tabela 11: Sinal transmitido

Sinal transmitido		
Modulações	Taxa de transmissão (bits/s)	Frequência (KHz)
ASK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
PSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
FSK	20, 100, 500	1,2,3,4,5,6,7,8,9
OFDM	Número de portadoras	Frequência (KHz)
PSK	500	1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, 6-7, 7-8, 8-9, 9-10
	Tempo (s)	Frequência (KHz)
CW	(40[sinal]+30[silêncio])	1,5,8
Chrip	50*(0,02[sinal]+0,25[silêncio]) 50*(0,18[sinal]+0,25[silêncio])	1-2. 1-8

5.4.2 Setup de transmissão

Para a transmissão dos sinais utilizou-se um projetor (*Lubell LL 1424HP*), que foi rebocado pelo navio Almirante Hess, sendo mostrado na Figura 78, um *laptop* com o sinal

de transmissão em arquivo de som (.wav) com o programa *goldwave* (player de áudio), um amplificador (*crown cdi-2000 XTI-6000*), um casador de impedância (*AC1424HP*) e cabos diversos para a ligação do sistema.



Figura 78: Posicionamento do projetor a bordo do navio Almirante Hess.

5.4.3 Setup de recepção

Para recepção dos sinais utilizaram-se três hidrofones (*Reson* modelo TC4032) lançados do navio Diadorim, mostrado na Figura 79, a placa de aquisição de sinais, um *laptop* com o programa *MatLAB*[®] para realizar a captura, uma fonte para o amplificador de baixo ruído do hidrofone, um osciloscópio para verificar o sinal e cabos diversos para a ligação do sistema, mostrado na Figura 80.



Figura 79: Posicionamento do hidrofone a bordo do navio Diadorim.



Figura 80: Setup de recepção.

5.4.4 Localização

A Tabela 12 apresenta os principais dados de posição do sistema.

Tabela 12: Sistema de Medição 3

Sistema de Medição 3	
Local	Mar aberto em Arraial do Cabo-RJ
Data	25 e 26/11/2013
Localização do transmissor	Setup com deslocamento
Localização do receptor	P9, P14
Distância	De 1 a 8 quilômetros.
Profundidade Tx	10 metros (máxima do local de 45 a 90 m)
Profundidade Rx	[P7, P9, P10 e P11] 10, 25, 40 metros, [P12, P13, P14 e P15] 15, 45 e 75 metros (máxima do local de 40 a 90 m)

Na Figura 76, tem-se a carta náutica que foi utilizada para o planejamento das medições em conjunto com a Marinha do Brasil, com duração de dois dias, onde no primeiro dia foi realizado o deslocamento do transmissor de P7 para P11 com o receptor em P9, e no segundo, deslocamento do transmissor de P9 para P12 com o receptor em P14.

No dia da medição, foram coletadas medidas de pressão e temperatura, com os sensores, nas posições dos projetores ou entre eles, antes do início das transmissões, além de medidas de profundidade e perfil de velocidade do som com o lançamento de sensores CTDs (*Conductivity, Temperature, and Depth*), para permitir a caracterização do canal acústico

submarino. Ademais, foram coletados dados de GPS das duas embarcações, sendo Tx1 e Rx1, o deslocamento do transmissor e receptor no primeiro dia, e Tx2 e Rx2, o deslocamento no segundo dia, ambos os dias mostrados na Figura 77, sendo que na recepção tal deslocamento da embarcação foi procedente apenas da corrente marinha da região, pois tal embarcação encontrava-se com seu motor desligado para evitar ruído de baixa frequência na recepção dos dados.

4º EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO II, UM NAVIO DE SUPERFÍCIE E UM SUBMARINO

Este experimento foi realizado nos dias 11 a 12/03/2014, em Arraial do Cabo-RJ, com o apoio do Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira IEAPM, na região mostrada na Figura 81. O sistema montado foi dinâmico, composto por duas embarcações, um navio de superfície e um submarino da classe Tikuna. Este experimento foi composto de duas partes: o primeiro dia, testar as modulações e a técnica de multiplexação OFDM, e o segundo dia, testar a maior distância para recebimento do sinal. Tendo em vista a impossibilidade de se comunicar com o submarino, quando o mesmo encontra-se submerso, e com o objetivo de sincronizar a gravação dos dados, um novo programa teve que ser feito para permitir a gravação com o acompanhamento do sinal em tempo real. Devido à natureza do projeto, de comunicação com submarino, este experimento teve como principal motivo, utilização de *arrays* de hidrofones do submarino, caracterização do canal em situação de diversidade, além da utilização de dois sistemas para transmissão do sinal ao mesmo tempo, um destinado às mais altas frequências (canal direito), e outro destinado às mais baixas frequências (canal esquerdo), sendo o sinal *chirp* enviado isoladamente, primeiro nas altas frequências depois nas baixas frequências, pois ocupa uma banda de 1 a 12 kHz em ambos os canais. Ainda um detalhe importante é que quando o sinal de 3 kHz estava sendo enviado em um canal, no outro estava sendo enviado o sinal de 7 kHz, pois caso o sinal sofresse distorção no segundo harmônico, não iria interferir em tal frequência. Ademais, foi realizada uma análise do efeito de janelas no sinal transmitido, além de medição do alcance das comunicações acústicas submarinas

5.4.5 Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod,CW,Chrip)

As características dos sinais transmitidos são resumidas na Tabela 13 e na Tabela 14.

Tabela 13: Sinal transmitido 1

Sinal transmitido 1		
Modulações	Taxa de transmissão (bits/s)	Frequência (KHz)
ASK	20, 100, 500	2,3,4
PSK	20, 100, 500	2,3,4
FSK (janela retangular)	20, 100, 500	2,3,4
FSK (janela Kaiser)	20, 100, 500	2,3,4
FSK (janela Hamming)	20, 100, 500	2,3,4
OFDM	Número de portadoras	Frequência (KHz)
BPSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2-4
QPSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2-4
FSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz	2-4

	espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	
	Tempo (s)	Frequência (KHz)
CW	(40[sinal]+30[silêncio])	3
Chrip	50*(0,02[sinal]+0,25[silêncio]) 50*(0,18[sinal]+0,25[silêncio])	1-12

Tabela 14: Sinal transmitido 2

Sinal transmitido 2		
Modulações	Taxa de transmissão (bits/s)	Frequência (KHz)
ASK	20, 100, 500	5,7,6
PSK	20, 100, 500	5,7,6
FSK (janela retangular)	20, 100, 500	5,7,6
FSK (janela Kaiser)	20, 100, 500	5,7,6
FSK (janela Hamming)	20, 100, 500	5,7,6
OFDM	Número de portadoras	Frequência (KHz)
BPSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5-7
QPSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de	5-7

	prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	
FSK	1000 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio], 250(8 Hz espaçamento) [0,25 segundos de sinal – 0,25 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5-7
	Tempo (s)	Frequência (KHz)
CW	(40[sinal]+30[silêncio])	6
Chrip	50*(0,02[sinal]+0,25[silêncio]) 50*(0,18[sinal]+0,25[silêncio])	1-12

5.4.6 Setup de transmissão

Para transmissão dos sinais, utilizou-se 1 projetor (*Lubell* LL 1424HP) e 4 projetores (*Benthowave* modelo BII-7503), que foram fundeados pelos mergulhadores do IEAPM com o auxílio do navio Diadorim (PP2965), um *laptop* com o sinal de transmissão em arquivo de som (.wav) com o programa *goldwave* (*player* de áudio). O canal direito, das frequências mais altas, foi alimentado pelo amplificador (BII-5002), com o casador de impedância (BII-6001), que foi destinado para o *Benthowave*, pois de acordo com a sua resposta em frequência e resultados de medições anteriores, foi comprovado que o mesmo apresentava uma melhor resposta para tais frequências. O canal esquerdo, das frequências mais baixas, foi alimentado pelo amplificador (*crown* cdi-2000 XTI-6000), com o casador de impedância (AC1424HP), que foi destinado para o projetor *Lubell*, pois foi comprovado que o mesmo apresentava uma melhor resposta para tais frequências, além de prover um maior alcance do sinal, devido à maior potência. Além disso, cabos diversos foram usados para a ligação do sistema, mostrado na Figura 82.

5.4.7 Setup de recepção

Para a recepção dos sinais utilizou-se um *array* de hidrofones a bordo do submarino classe Tikuna S-34, mostrado na Figura 83 e na Figura 84, a interface de aquisição de sinais

(NI-6212-USB), um *laptop* com o programa *MatLAB*[®] para realizar a captura dos dados, uma fonte para o amplificador de baixo ruído do hidrofone e cabos diversos para a ligação do sistema.

5.4.8 LOCALIZAÇÃO

A Tabela 15 apresenta os principais dados de posição do sistema.

Tabela 15: Sistema de Medição 4

Sistema de Medição 4	
Local	Mar aberto em arraial do cabo-RJ
Data	11 a 12/03/2014
Localização do transmissor	Ponto N1 (22°59'41.04"S/ 42° 0'59.72"O)
Localização do receptor	Setup com deslocamento, verificar figura abaixo.
Distância	De 1 a 30 quilômetros.
Profundidade Tx	17 metros. (fundeadado)
Profundidade Rx	42a60 metros (máxima do local de 60 a 90 m)

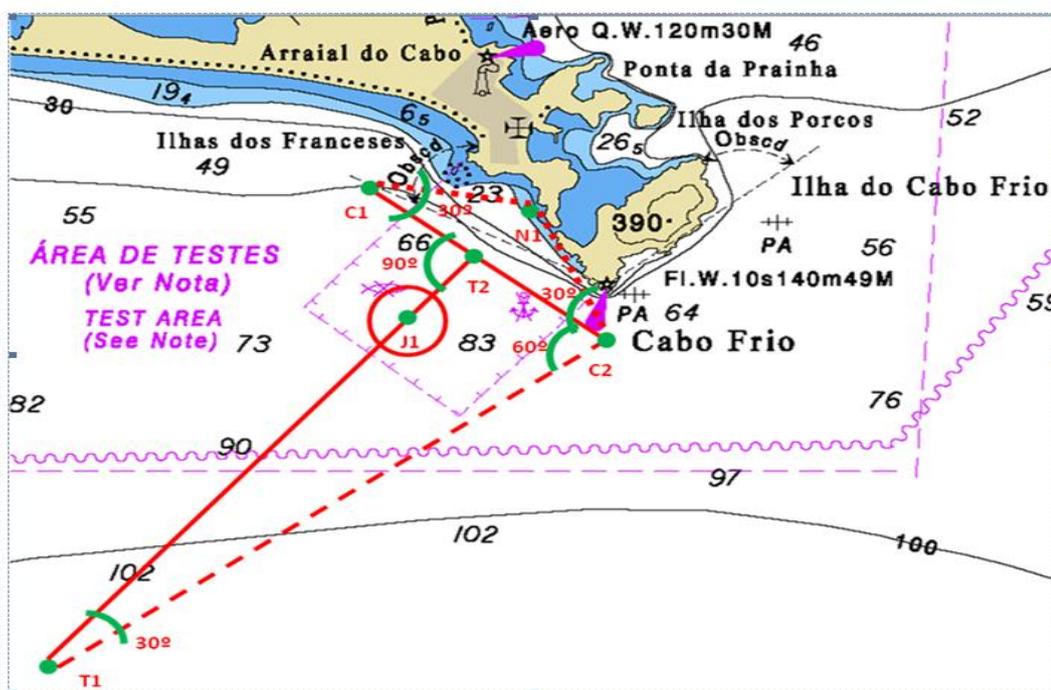


Figura 81: Carta náutica de arraial do cabo, planejamento das medições.

No primeiro dia do experimento, foi feita uma calibração para verificar a sensibilidade dos equipamentos acústicos, nível de sinal recebido e ajustes de potência transmitida. O navio Diadorim permaneceu com máquinas desligadas em N1. O submarino fez um deslocamento indo de C1 a C2 em cota periscópica (15 m), com velocidade de 6 a 7 nós (ou menos) e depois, de C2 para C1. Ainda no mesmo, foram coletadas as medidas de pressão e temperatura pela embarcação TX e pelo submarino, quando a profundidade do local apresentava um limite seguro, através da submersão a uma profundidade de 60 metros, com o objetivo de levantamento do perfil de velocidade do som, para permitir a caracterização do canal acústico submarino.

No segundo dia do experimento, o navio Diadorim permaneceu fundeado no ponto N1, com os projetores nas mesmas condições do dia da calibração e na mesma posição. O submarino, então, iniciou o percurso de T1 para T2, submerso a 42 m da superfície, com velocidade de 3 a 4 nós, com o objetivo de analisar a distância máxima para o recebimento do sinal.



Figura 82: Setup de transmissão.



Figura 83: Submarino S 34.



Figura 84: Submarino S 34 ancorado em Arraial do Cabo.

5.5 5° EXPERIMENTO COM SINAIS ACÚSTICOS, REALIZADO EM ARRAIAL DO CABO, CAMPANHA DE MEDIÇÃO III, DOIS NAVIO DE SUPERFÍCIE.

Este experimento foi realizado nos dias 07 e 08/10/2014, arraial do cabo-RJ, com apoio do Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira IEAPM, na rota mostrada na Figura 85. O sistema montado foi dinâmico, composto por dois navios de superfície. Este experimento foi composto de duas partes: no primeiro dia, medição do nível de potência para uma curta distância, com a finalidade de calibração do sistema de recepção, entretando, devido a problemas para fundear a embarcação, os sinais do primeiro dia foram descartados; e no segundo dia, calcular a taxa de erro de bits variando a distância entre as das embarcações. Este experimento teve como principal objetivo, a utilização de técnicas de diversidade, sejam elas temporal, espacial ou na frequência, ou a combinação das mesmas.

5.5.1 Sinais transmitidos (Freq,Tx,Mod)

Foram empregados seis tipos diferentes de sinais OFDM durante os testes, conforme descrito a seguir na Tabela 16 e na Tabela 17:

Tabela 16: Sinal transmitido 1

Sinal transmitido 1		
Modulações		
OFDM	Número de portadoras	Frequência (Hz)
OFDM1 - BPSK	1025 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2000-4048
OFDM2 - $\pi/4$ -QPSK	513 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2500-3524

OFDM3 - BPSK	257 (8 Hz espaçamento) [0,125 segundos de sinal – 0,125 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2000-4048
OFDM4 - $\pi/4$ -QPSK	129 (8 Hz espaçamento) [0,125 segundos de sinal – 0,125 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2504-3528
OFDM5 - BPSK	129 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	3000-3256
OFDM6 - BPSK	129 (8 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	2504-3528

Tabela 17: Sinal transmitido 2

Sinal transmitido 2		
Modulações		
OFDM	Número de portadoras	Frequência (Hz)
OFDM1 - BPSK	1025 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5000-7048
OFDM2 - $\pi/4$ -QPSK	513 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5500-6524

OFDM3 - BPSK	227 (8 Hz espaçamento) [0,125 segundos de sinal – 0,125 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5000-7048
OFDM4 - $\pi/4$ -QPSK	129 (8 Hz espaçamento) [0,125 segundos de sinal – 0,125 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5504-6528
OFDM5 - BPSK	129 (2 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	6700-6956
OFDM6 - BPSK	129 (8 Hz espaçamento) [0,5 segundos de sinal – 0,5 segundos de prefixo cíclico – 0,25 de silêncio]	5504-6528

5.5.2 Setup de transmissão

Para a transmissão dos sinais utilizou-se 1 projetor (*Lubell LL 1424HP*) rebocado pelo navio *Diadorim (PP2965)*, posicionado a cerca de 10 metros de profundidade, um *laptop* com o sinal de transmissão em arquivo de som (.wav), com o programa *goldwave* (*player* de áudio) instalado, alimentado pelo amplificador (*crown cdi-2000 XTI-6000*), com o casador de impedância (*AC1424HP*), além de cabos diversos para a ligação do sistema. No planejamento original, na transmissão, também seria usado o *array* com quatro projetores *Benthowave* como na última medição, entretanto, devido às condições adversas do mar, isso não foi possível.

5.5.3 Setup de recepção

Para a recepção dos sinais utilizaram-se 3 hidrofones (*Reson* modelo TC4032), localizados no navio Aspirante Moura (U-14), mostrado na Figura 86, a interface de aquisição de sinais (NI-6212-usb), um *laptop* com o programa *MatLAB*[®] para realizar a captura, uma fonte para o amplificador de baixo ruído do hidrofone, um osciloscópio para verificar o sinal e cabos diversos para a ligação do sistema

5.5.4 Localização

A Tabela 18 Tabela 10 apresenta os principais dados de posição do sistema.

Tabela 18: Sistema de Medição 5

Sistema de Medição 5	
Local	Mar aberto em arraial do cabo-RJ
Data	07 e 08/10/2014
Localização do transmissor	22° 59,414'S, 42° 01,323'W
Localização do receptor	Setup com deslocamento, verificar figura abaixo.
Distância	De 1 a 10 quilômetros.
Profundidade Tx	10 metros.
Profundidade Rx	15 a 60 metros (máxima do local de 30 a 90 m)

No segundo dia do experimento, o navio Diadorim permaneceu fundeado. O navio Aspirante Moura sofreu derivação da maré com velocidade de 3 a 4 nós. Os pontos de medições encontram-se na Tabela 19 e podem ser identificados na Figura 85, com o auxílio do marcador vermelho.

Tabela 19: Posicionamento dados pontos de medição.

	Ponto h.min.sec	Posição do Rx	Escala do NI (interface)	Sinal Rx
		(início da Tx)		
8 de outubro de 2014	P1 10.43.05	S 23° 00,569'	5 V	-
		W 42° 03,822'		
	P2 10.53.49	S 23° 00,657'	5 V	-
		W 42° 04,134'		
	P3 11.04.40	S 23° 00,744'	5V	-
		W 42° 04,476'		

P4 11.13.28	S 23° 00,822'	5 V	-
	W 42° 04,849'		
P5 11.29.49	S 23° 00,918'	1 V	-
	W 42° 05,349'		
P6 11.44.12	S 23° 01,005'	1 V	-
	W 42° 05,868'		
P7 11.59.45	S 23° 01,114'	1 V	-
	W 42° 06,453'		



Figura 85: Posicionamento de ambos os navios no decorrer do 2º dia de medição.



Figura 86: Aspirante Moura (U-14).

Capítulo 6

Processamento dos dados e resultados

Neste capítulo, além do emulador do canal subaquático, utilizado para simular o meio de transmissão, e a resposta ao impulso, que caracteriza a resposta do meio de transmissão, ainda serão analisados sinais recebidos em faixa estreita (único tom) e em faixa larga, multiplexados pela técnica OFDM, além de uma análise minuciosa para a escolha da frequência de transmissão, e taxa de erro de bit (BER).

6.1 Emulação do canal

A utilidade de uma ferramenta de emulação, no caso do canal acústico submarino, torna-se evidente ao se constatar a impraticabilidade da realização de experimentos com o objetivo de avaliar o desempenho de longo termo para sistemas de transmissão digital. Como exemplo, pode-se propor uma medição de um sinal DPSK com uma taxa de transmissão de 100 bits por segundo e taxa de erro da ordem de 10^{-3} . Neste caso, a quantidade total de bits para determinar o desempenho com confiabilidade estatística será da ordem de 10^6 bits, ou computar 1000 erros para avaliar a BER com precisão. Logo, para esta configuração do experimento, o tempo de recepção necessário seria de quase três horas, apenas para um conjunto de parâmetros de transmissão a serem testados. Obviamente, devido à variabilidade das condições oceânicas, tal medição não representaria uma condição única de propagação e ruído, o que poderia ocasionar uma interpretação errônea de resultados. Neste caso, para a comprovação dos resultados de medições optou-se por levantar a taxa de erro de bits através de emulação do canal acústico submarino.

Para sistemas lineares invariantes no tempo, conhecida a resposta ao impulso do canal, pode-se calcular a sua saída para um dado estímulo de entrada, obtendo uma réplica do recebido, com a finalidade de verificar a taxa de erro de bit (BER) depois que o mesmo é demodulado. Na Figura 87, pode-se perceber a similitude do sinal gravado, que foi recebido nas diversas medições, com o sinal que foi emulado, através da resposta de frequência do canal, resultando em uma grande similaridade de multipercursos em ambos.

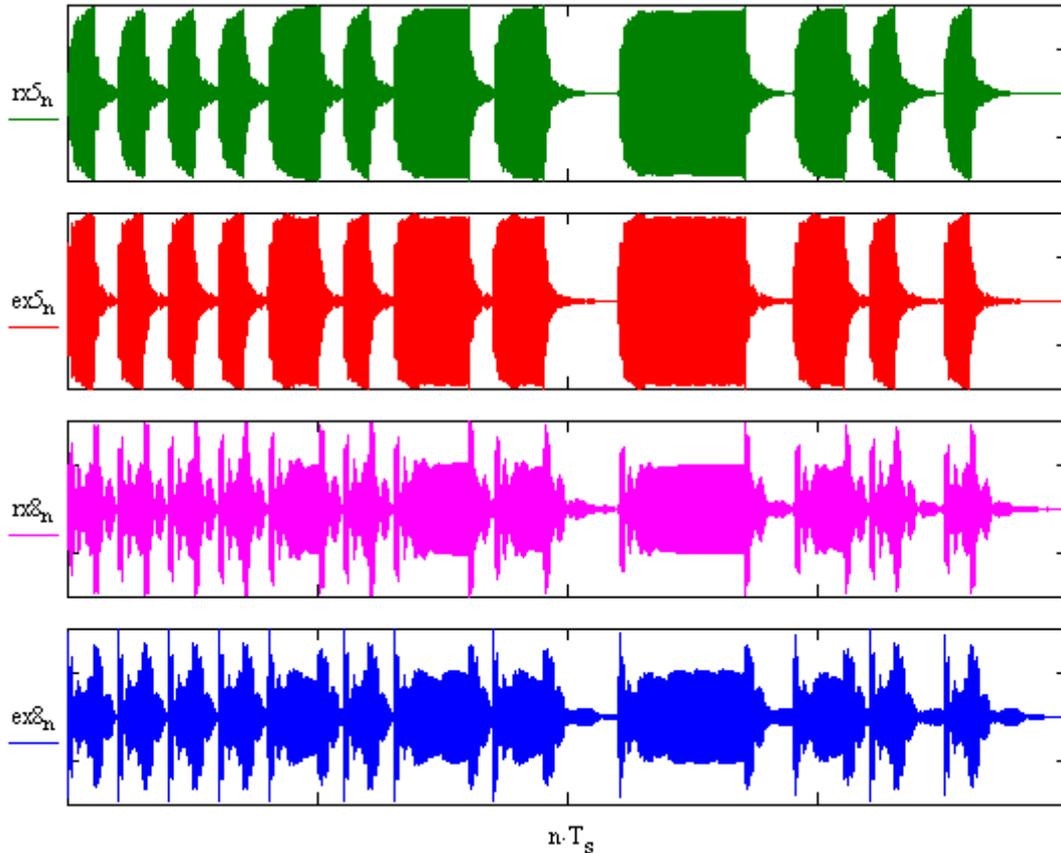


Figura 87: Comparação entre sinais OOK recebidos (*rx5* e *rx8*) e emulados (*ex5* e *ex8*) a uma taxa de transmissão de 20 bps, para frequências de portadora iguais a 5 kHz (*rx5* e *ex5*) e 8 kHz (*rx8* e *ex8*).

6.1.1 Convolução no domínio do tempo

A técnica da função convolução no domínio do tempo pode ser interpretada como um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) causal com entrada $x[n]$. O canal pode ser modelado por esse tipo de sistema porque pode ser considerado linear e estável, porém com memória, devido aos múltiplos percursos de propagação. Apesar do canal acústico submarino não ser invariante no tempo, geralmente, pode ser considerado praticamente invariável durante o intervalo de transmissão de diversos símbolos.

Dessa forma, a cada instante, a saída do sistema pode ser obtida pela soma das amostras passadas do sinal de entrada, ponderadas pelas M componentes não nulas da resposta ao impulso $h[n]$, isto é:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} x[n-k]h[k] = h[n] * x[n] \quad (0.1)$$

A limitação desse método decorre do grande número de operações computacionais necessárias quando a resposta do canal é longa.

6.1.2 Multiplicação no domínio da frequência

Dado um sinal de entrada no domínio do tempo, o mesmo pode ser representado no domínio da frequência como uma superposição ponderada de exponenciais complexas, por meio da transformada de Fourier. Como a convolução do sinal no domínio do tempo corresponde à multiplicação de transformadas no domínio da frequência, essa propriedade pode ser empregada, seguida da transformada inversa de Fourier, para se obter o resultado idêntico ao da operação de convolução.

Para o resultado correto, a FFT deve ser computada com um número mínimo de pontos igual à soma do número de amostras de entrada com a soma do número de amostras da resposta ao impulso, evitando, assim, a sobreposição de espectros (*aliasing*). Além disso, devido ao emprego da transformada discreta de Fourier, a frequência da portadora que se deseja estudar deve ter uma relação inteira com número de pontos da FFT e a frequência de amostragem do sinal.

De modo a reduzir o esforço computacional, pode-se usar a técnica *overlapandsave* para particionar o sinal transmitido em blocos menores e, então, realizar a multiplicação da FFT do vetor de resposta ao impulso, contendo N_1 amostras de sinal seguidas por L zeros, com um vetor de entrada de dados onde, na primeira iteração, o mesmo será composto por N_1 zeros no início e com L amostras de vetor de entrada. A partir da segunda interação, os primeiros dados do sub-bloco de entrada deverão ser compostos pelas últimas N_1 amostras do bloco anterior para reproduzir corretamente o efeito da interferência intersimbólica (ISI) no símbolo atual, o que resultará na ocorrência de superposição nas primeiras N_1 amostras e, por isso, serão descartadas, pois apresentarão distorção por *aliasing*; as últimas L amostras de cada interação corresponderão à convolução do sinal de entrada com a resposta ao impulso que deverá ser reagrupado para reconstituir o sinal emulado completo, mostrado na Figura 88.

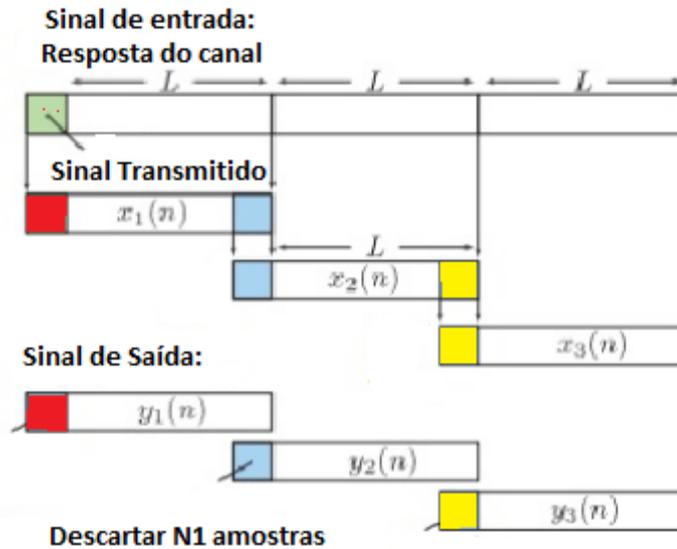


Figura 88: Exemplo do método *overlapandsave*.

6.1.3 Superposição de respostas dos símbolos

Esse método contabiliza a ISI através do acúmulo complexo (amplitude e fase) do símbolo atual e de suas projeções futuras nos próximos símbolos. Assim, através deste método não é necessário realizar a convolução de todas as amostras do sinal transmitido com a resposta ao impulso do canal e, em seguida, efetuar a demodulação, bastando realizar a convolução da resposta do canal com um símbolo de entrada e tomar este resultado como referência para os demais, sendo então um processo efetivamente mais rápido. Entretanto, para que esse método possa ser empregado, é necessário que o canal seja estático ou variante lentamente no tempo, pois a cada alteração significativa na resposta do canal, o conjunto de respostas dos símbolos deve ser recalculado.

Considera-se um sinal de teste DPSK, cujos símbolos têm duração de 50 ms e são amostrados a uma taxa de 50 kHz. Assim, neste caso, cada símbolo modulado apresenta 2500 amostras, sendo emulado por meio de uma resposta ao impulso de 8192 amostras, conforme ilustrado pela Figura 89.

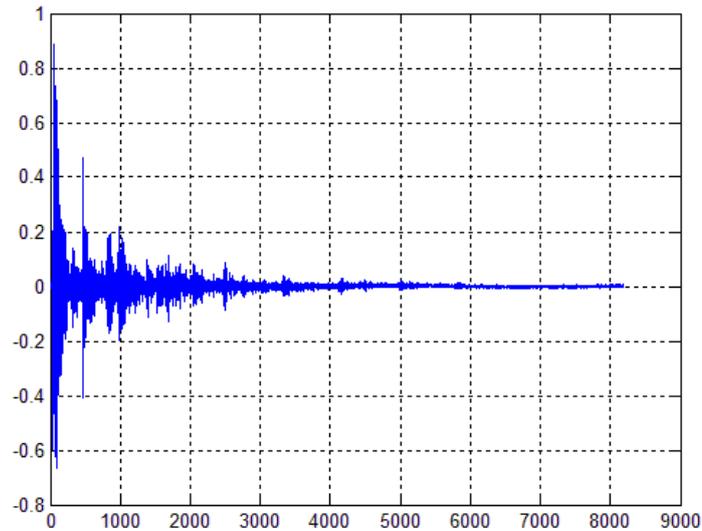


Figura 89: Resposta ao impulso.

Para se obter o resultado no símbolo atual e prever a interferência nos símbolos futuros, deve-se calcular qual será o efeito causado pelo sinal de referência no final dos intervalos de símbolos. Isso pode ser realizado por meio de detecção em quadratura ou, ainda, efetuando-se a FFT com 2500 amostras, obtendo o resultado na frequência da portadora, que corresponderá a uma das amostras de saída da FFT. Dessa forma, com os números utilizados no exemplo, os multipercursos poderiam interferir em até quatro símbolos futuros, como ilustrado na Figura 90.

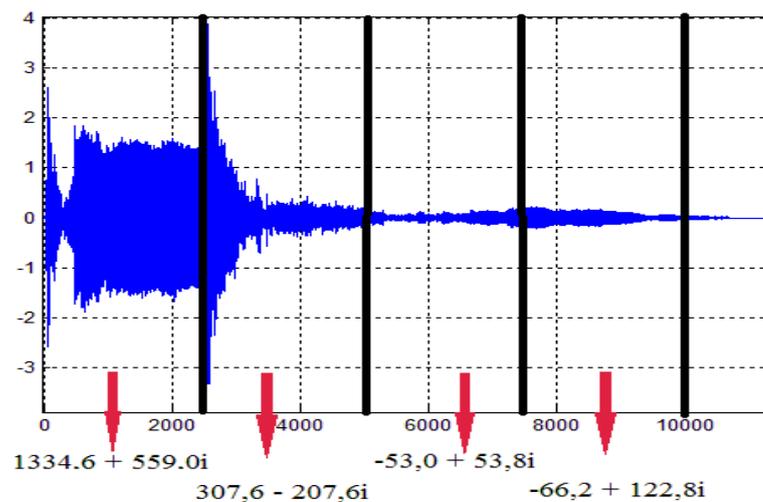


Figura 90: Exemplo de emulação de um sinal para análise da interferência de multipercursos.

A cada intervalo, os valores complexos correspondentes aos símbolos passados, agora devem ser somados com a componente principal do símbolo atual. Ao fazer isso, o valor resultante corresponderá ao efeito total do canal no final do intervalo de símbolo, permitindo a detecção posterior do mesmo, conforme mostrado na Tabela 20.

Tabela 20: Resultados da superposição dos símbolos

Símbolo	x(1)	x(2)	x(3)	x(4)	x(5)	x(6)
1	1334,6 + 559,0i	307,6 - 207,6i	-53,0 + 53,8i	-66,2 + 122,8i	0	0
0	0	-1334,6 - 559,0i	-307,6 + 207,6i	+53,0 - 53,8i	+66,2 - 122,8i	0
1	0	0	1334,6 + 559,0i	307,6 - 207,6i	-53,0 + 53,8i	-66,2 + 122,8i
0	0	0	0	-1334,6 - 559,0i	-307,6 + 207,6i	+53,0 - 53,8i
1	0	0	0	0	1334,6 + 559,0i	307,6 - 207,6i
0	0	0	0	0	0	-1334,6 - 559,0i
Resultado	1334,6 + 559,0i	-1027,0 - 766,6i	974,0 + 820,5i	1040,2 - 697,6i	1040,2 + 697,6i	-1040,2 - 697,6i

Este processo apresenta um esforço computacional reduzido, tendo em vista que não será necessário realizar a convolução de todo o sinal, não sendo possível a sua recuperação no domínio do tempo, mas apenas as amostras resultantes da detecção de cada símbolo, ao final de cada intervalo.

Para calcular a taxa de erro de bit do sistema (BER), deve-se normalizar o resultado da emulação para adicionar o ruído gaussiano, de modo a calcular a quantidade de erro com diferentes valores de relação sinal-ruído (RSN). Desta forma, para os dois primeiros processos, normaliza-se o sinal emulado e se adiciona ruído, respeitando a relação sinal ruído, e para o terceiro processo, a potência do sinal foi normalizada dividindo-se o sinal emulado pela raiz da média do módulo do sinal elevado ao quadrado, para que o seu nível médio de potência seja unitário, e a potência de ruído, multiplicando por $1/\sqrt{2}$, na parte real e imaginária, para que seu nível de potência (neste caso a variância, pois o mesmo apresenta média nula) seja também unitário. Em seguida, multiplica-se o sinal normalizado pela raiz quadrada da relação sinal-ruído, pois se deseja obter o coeficiente de amplitude. Na Figura 91, pode-se observar como a variação da relação sinal-ruído pode afetar a taxa de erro de bit.

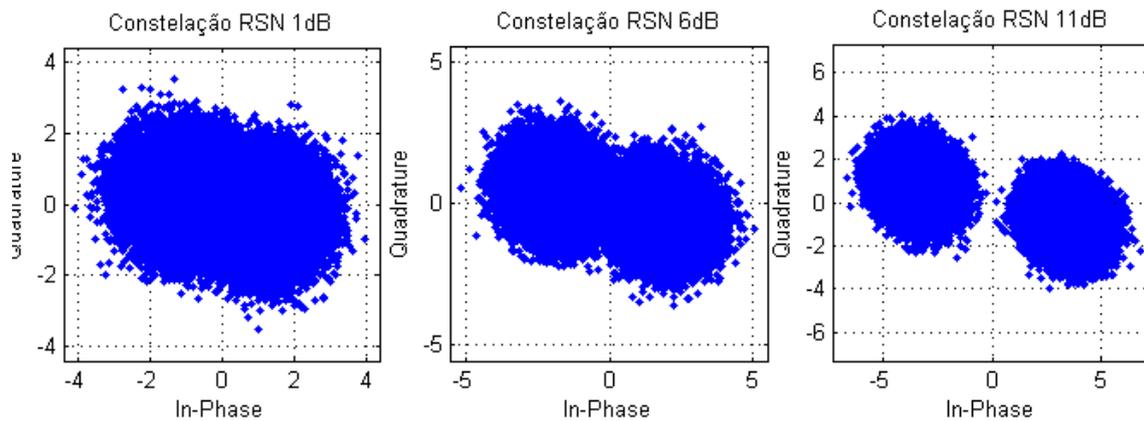


Figura 91: Constelação para diversas S/N com 10^6 bits, para a frequência de 5kHz.

6.1.4 Tempo de processamento

A Figura 92 e a Tabela 21 mostram o tempo de processamento resultante para cada uma das técnicas apresentadas, em função do número de símbolos processados.

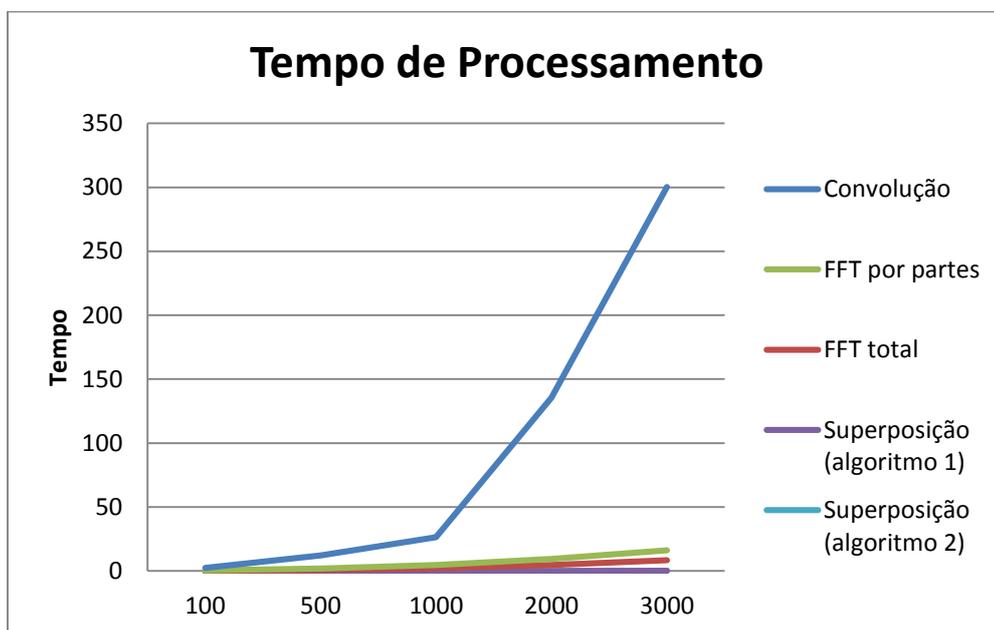


Figura 92: Tempo de processamento.

Tabela 21: Resultados de tempo de processamento, experimento 1

Método	Tempo de Processamento				
	100	500	1000	2000	3000
Número de bits					
Convolução	1,8608	10,2563	21,7809	125,8843	284,0400
FFT total	0,1637	0,7262	2,1308	4,6821	8,2825
FFT por partes	0,2459	1,2017	2,3935	4,7717	7,6422
Superposição (algoritmo 1)	0,0108	0,0130	0,0173	0,0243	0,1457
Superposição (algoritmo 2)	0,0119	0,0123	0,0141	0,0149	0,0713

Para um cálculo mais preciso da taxa de erro de bit, realizou-se uma segunda rodada de transmissão, agora com 1 milhão de bits e com dez valores para relação sinal-ruído, de 1 até 10 dB, cujo resultado está apresentado na Tabela 22. Os valores da tabela resultaram do processamento em apenas uma única frequência de portadora e um único tipo de modulação.

Tabela 22: Resultados de tempo de processamento, experimento 2.

Método	Tempo de Processamento
Número de bits	10 ⁶
FFT por partes	3246,2
Superposição (algoritmo 1)	3,69
Superposição (algoritmo 2)	1,68

Logo, para a emulação dos sinais utilizou-se o método da Superposição (algoritmo 2), quando não tinha o interesse de gravar o sinal no domínio do tempo, e o método FFT por partes quando se tinha o interesse de gravar o sinal no domínio do tempo.

6.2 Respostas ao impulso

Quando se deseja caracterizar o canal de propagação, uma forma utilizada é enviar na transmissão um pulso muito estreito (20 microssegundos), ou transmitir uma varredura em frequência, *chirp*, e em seguida, na recepção realizar a correlação do sinal recebido pelo hidrofone com o sinal transmitido, resultando no domínio da frequência num sinal faixa larga, responsável por obter a amplitude e a fase para cada frequência do canal, e no domínio do

tempo, a duração máxima de atrasos causados pelos multipercursos, pois o mesmo sinal percorre um maior caminho para chegar ao receptor, sendo assim um fator limitante da taxa de transmissão. A seguir serão levantadas as respostas ao impulso para os: 1º, 2º e 5º experimento citados no capítulo 5, sendo estas utilizadas para a emulação de cada um dos experimentos. Na Figura 93, tem-se a resposta ao impulso no domínio do tempo e no domínio da frequência para o experimento 1, localizado na piscina da UFF.

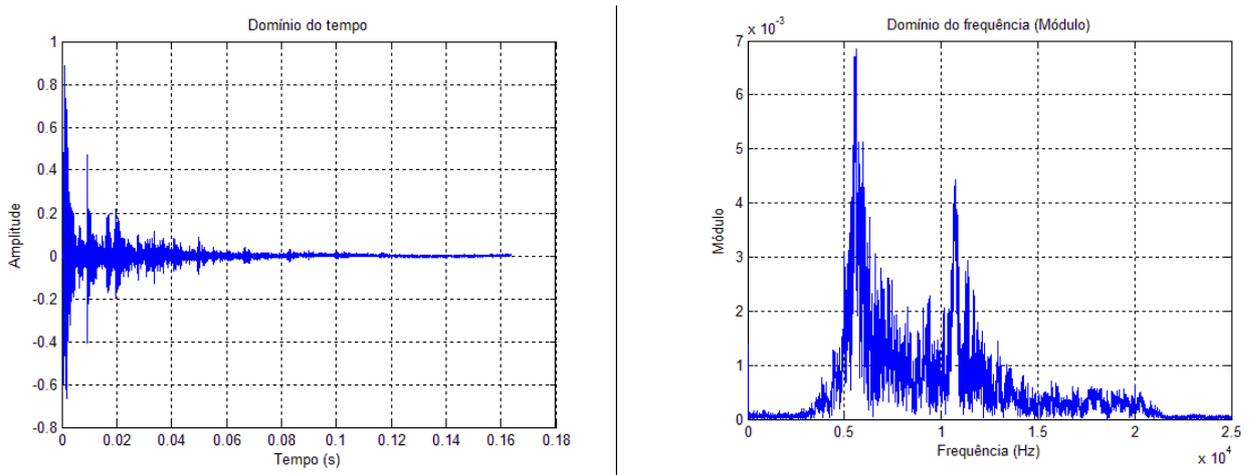


Figura 93: Experimento 1 (Piscina UFF).

6.3 Sinal faixa estreita

Os sinais de faixa estreita foram utilizados no início do projeto com o objetivo de estudar o meio de transmissão, através deles, foi possível definir as melhores frequências para transmissão, o efeito do uso de janelamento (quadrada, Hamming e Kaiser), a taxa de transmissão, o efeito dos multipercursos causando a ISI, ensinamentos que serviram como uma base para a multiplexação OFDM.

6.3.1 Comparação das frequências

Para a análise da melhor frequência de transmissão, foram enviados sinais modulados em ASK, PSK, FSK, nas frequências de: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9 KHz e com taxa de bits de: 20 100 e 500 bits/s, esses sinais foram gravados na recepção e depois demodulados para obter a taxa de erro de bits.

Para melhor compreensão do resultado será exibido o sinal modulado em ASK, pois apresenta uma maior simplicidade e clareza visual devido a sua variação de amplitude.

6.3.1.1 Experimento 1

A seguir, são mostrados os sinais recebidos, para cada frequência, nas taxas de 20 bits/s, na Figura 94; 100 bits/s, na Figura 95; e 500 bits/s, na Figura 96. Pode-se perceber que para as condições do experimento 1, as melhores frequências foram as de 3, 4, 5 e 6 kHz.

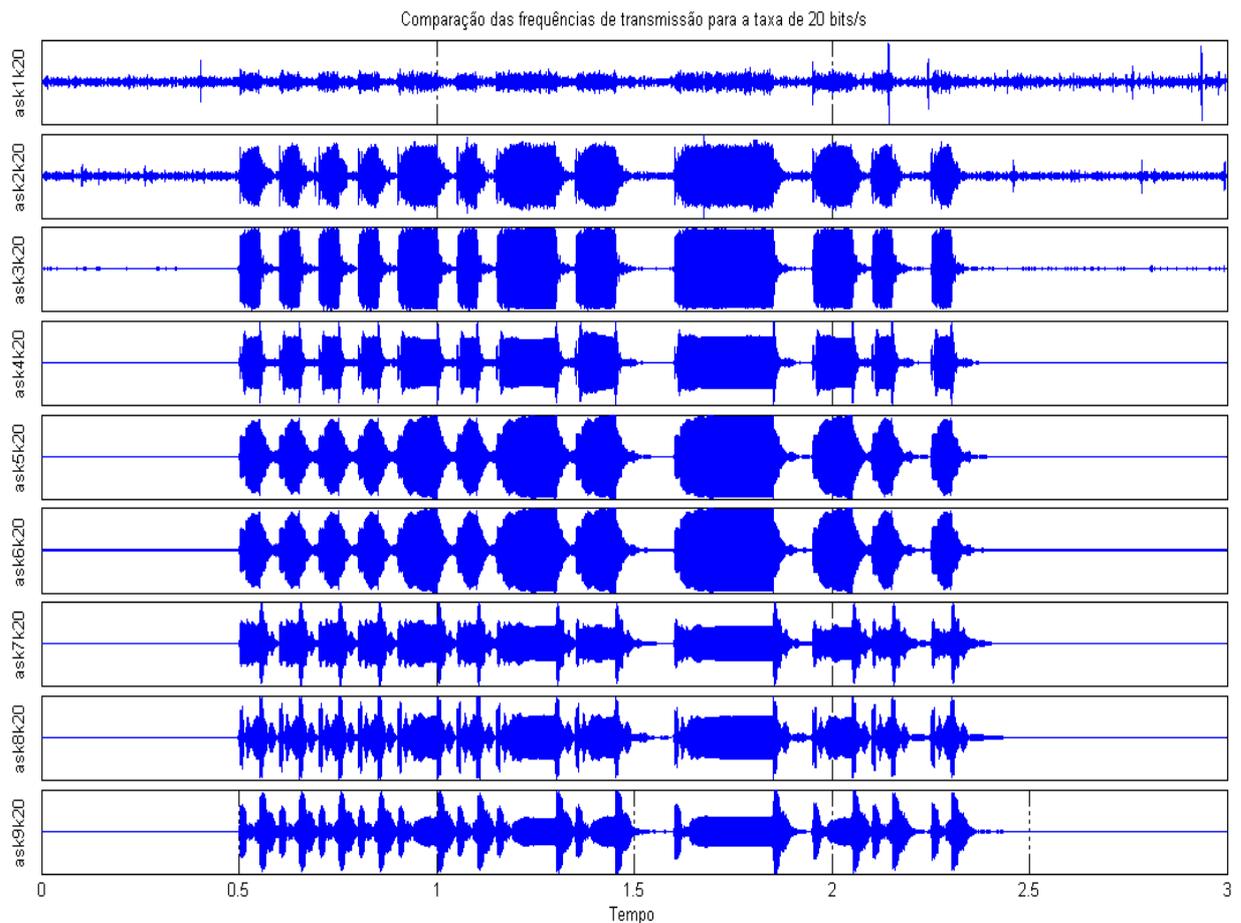


Figura 94: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

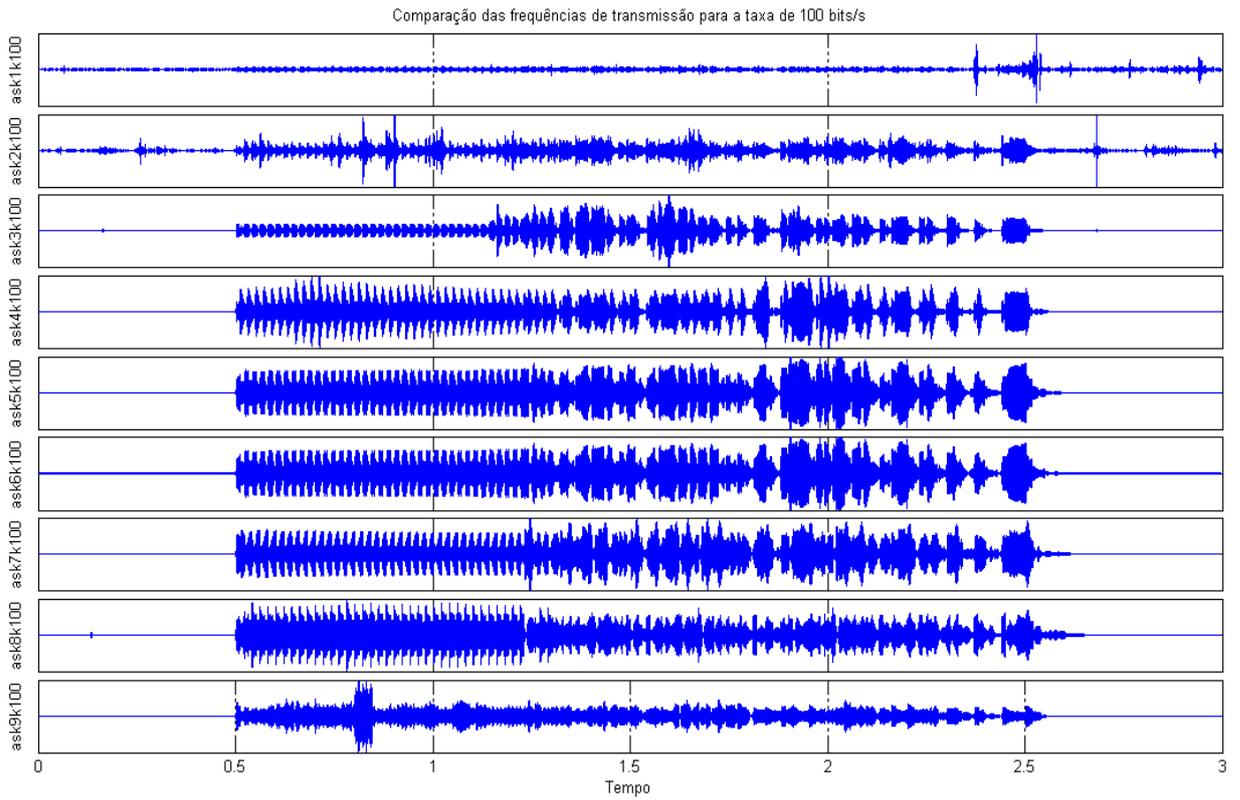


Figura 95: sinal transmitido ASK, taxa de 100 bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

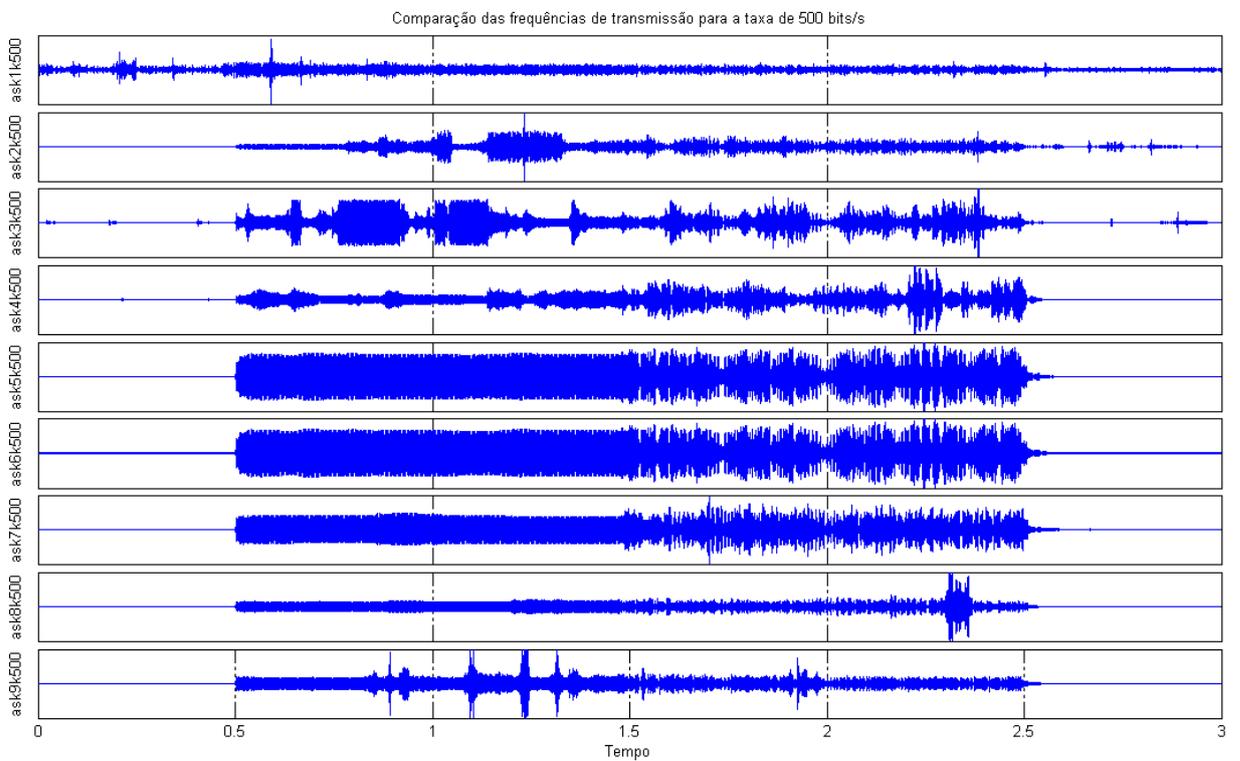


Figura 96: sinal transmitido ASK, taxa de 500 bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

Ao demodular o sinal PSK sem ser no modo diferencial, ocorre um número elevado de erro de bits, devido aos multipercursos alterarem a fase do sinal transmitido. Tais erros não foram levados em conta para o cálculo da BER_f (taxa de erro de bits em uma dada frequência) na Tabela 23, pois o sinal PSK foi demodulado através do modo diferencial, pois não há a necessidade de conhecer a fase real do sinal, tendo em vista que a informação está na diferença da fase atual com a fase anterior, desde que a flutuação de fase do canal não seja abrupta o modo diferencial reduz a quantidade de erro sem a necessidade de equalização. Na Tabela 23 foi realizado também a análise para a melhor modulação BER_m (taxa de erro de bits em uma dada modulação), cor verde.

Tabela 23: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 1

Número de ErrosCH 120												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	ASK	FSK	PSK	BER_f	ASK	FSK	PSK	BER_f	ASK	FSK	PSK	BER_f
1	21	4	0	0,31	99	40	84	0,35	511	586	197	0,55
2	17	0	3	0,21	105	40	73	0,36	499	444	184	0,47
3	0	0	40	0,00	66	35	200	0,25	494	400	348	0,45
4	0	0	0	0,00	79	68	136	0,37	461	460	177	0,46
5	0	0	40	0,00	0	0	200	0,00	499	657	258	0,58
6	0	0	5	0,00	10	101	0	0,28	567	415	486	0,49
7	10	9	40	0,24	115	21	65	0,34	291	179	398	0,24
8	6	4	22	0,13	99	64	172	0,41	588	784	356	0,69
9	23	0	23	0,29	95	64	87	0,40	245	742	877	0,49
BER_m	0,21	0,05	0,48		0,37	0,24	0,57		0,46	0,52	0,36	
Total de bits:	40				200				1000			
Número de ErrosCH 113												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	ASK	FSK	PSK	BER_f	ASK	FSK	PSK	BER_f	ASK	FSK	PSK	BER_f
1	20	8	12	0,35	98	49	98	0,37	510	332	389	0,42
2	24	1	0	0,31	102	41	79	0,36	499	263	438	0,38
3	20	0	40	0,25	77	68	199	0,36	498	349	275	0,42

4	16	0	0	0,20	93	68	0	0,40	395	408	232	0,40
5	0	0	40	0,00	0	0	200	0,00	715	88	263	0,40
6	0	0	0	0,00	26	74	93	0,25	451	466	709	0,46
7	11	11	17	0,28	105	72	67	0,44	282	51	283	0,17
8	13	0	36	0,16	120	24	62	0,36	533	167	296	0,35
9	0	0	13	0,00	141	27	43	0,42	307	412	266	0,36
<i>BER_m</i>	0,29	0,06	0,44		0,42	0,24	0,47		0,47	0,28	0,35	
Total de bits:	40				200				1000			

Para a comprovação dos resultados da demodulação dos sinais recebidos, realizou-se a emulação do canal, com a finalidade de gerar as curvas de taxa de erro de bit em uma sequência longa de bits, da ordem de 10^6 bits, para melhorar a confiabilidade da resposta. A seguir, são mostradas as curvas para a modulação ASK, na Figura 97, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s; para a modulação FSK, na Figura 98, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s; e para a modulação PSK, na Figura 99, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s respectivamente. Além disso, será feita uma comparação entre as modulações, onde para a mesma frequência a modulação PSK apresenta melhor resultado, mostrado na Figura 100.

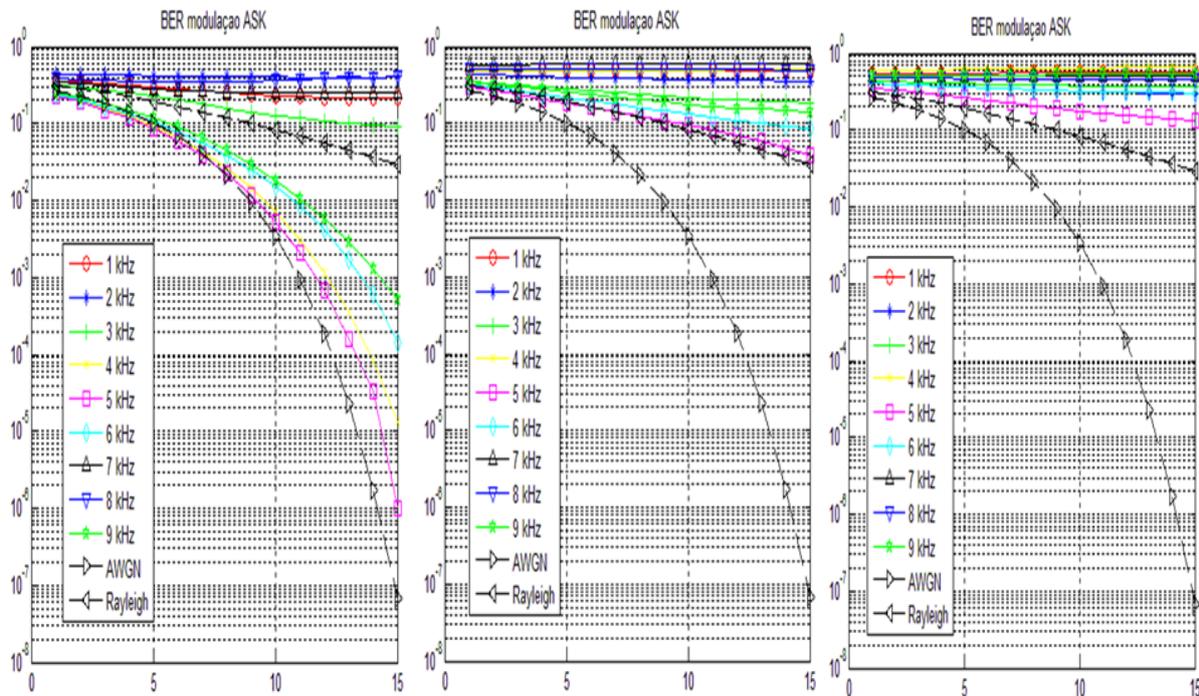


Figura 97: sinal transmitido com modulação ASK, taxa de 20, 100 e 500 bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

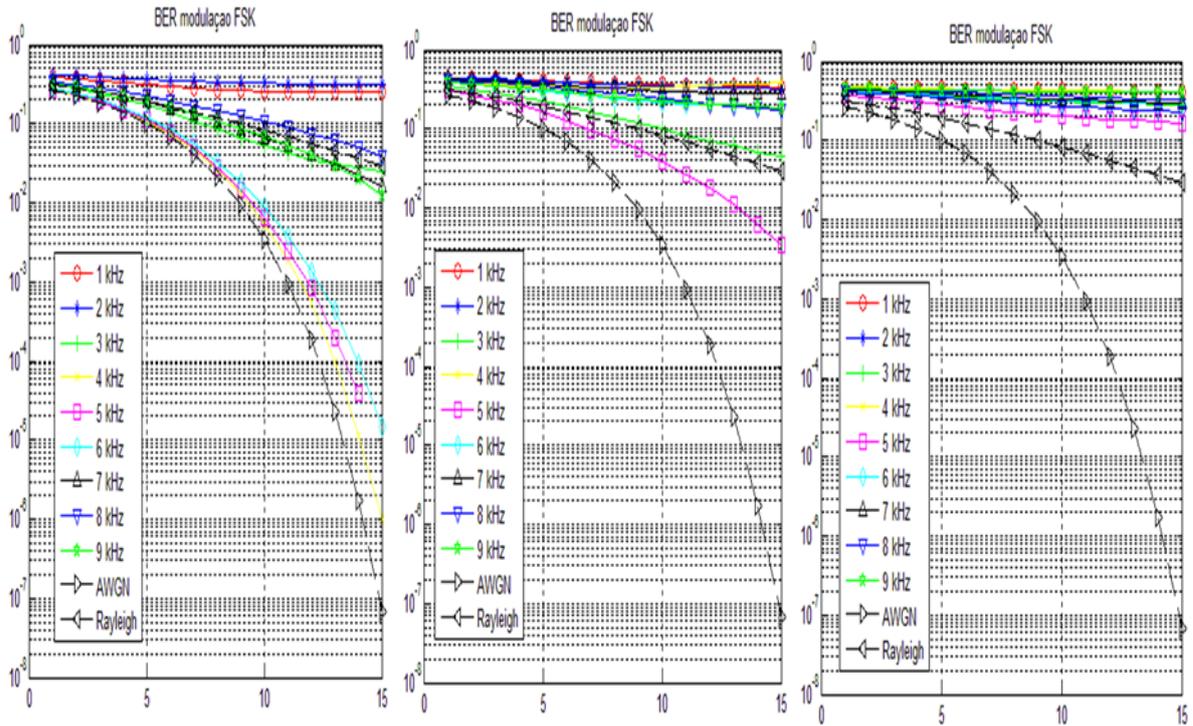


Figura 98: sinal transmitido com modulação FSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

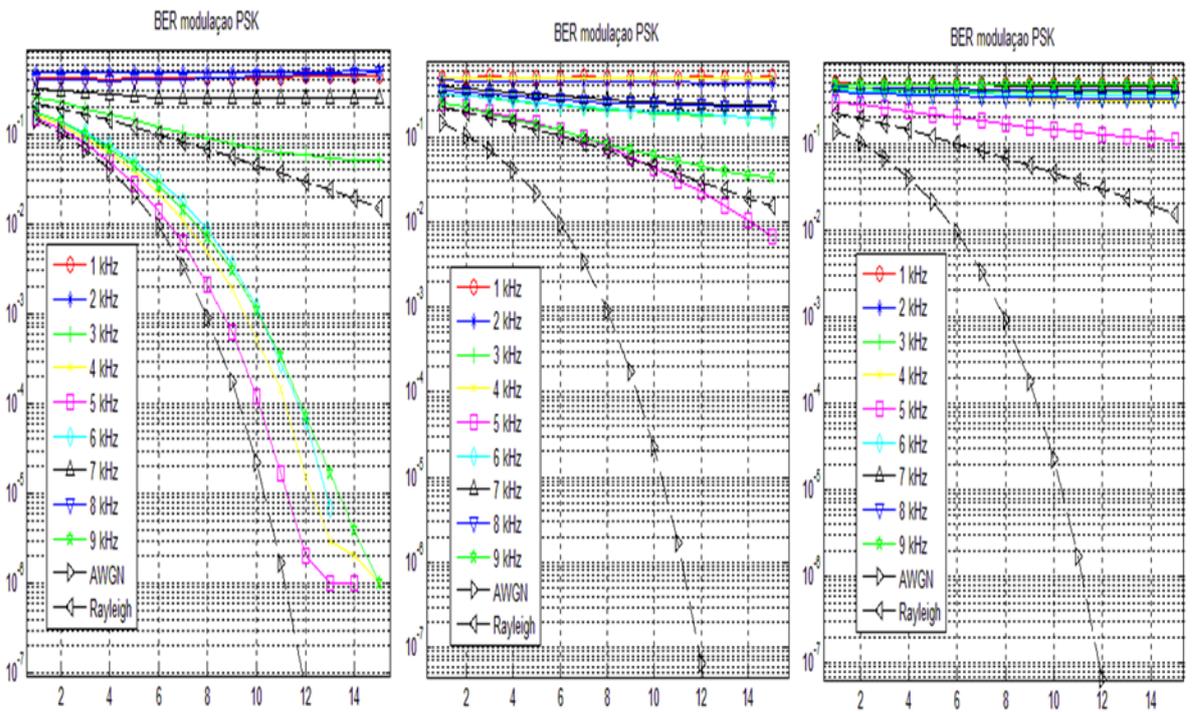


Figura 99: sinal transmitido com modulação PSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

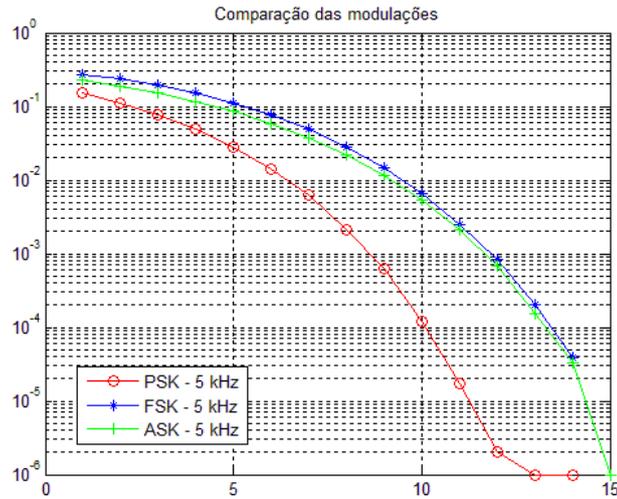


Figura 100: Comparação entre as modulações na frequência de 5kHz. BER/SNR

6.3.1.2 Experimento 2

A seguir, serão mostrados os sinais recebidos, para cada frequência, nas taxas de 20 bits/s, na Figura 101, 100 bits/s, na Figura 102, e 500 bits/s, na Figura 103. Pode-se perceber que para as condições do experimento 2, as melhores frequências foram as de 5, 6 e 7 kHz, seguidas pelas de 8 e 9 kHz.

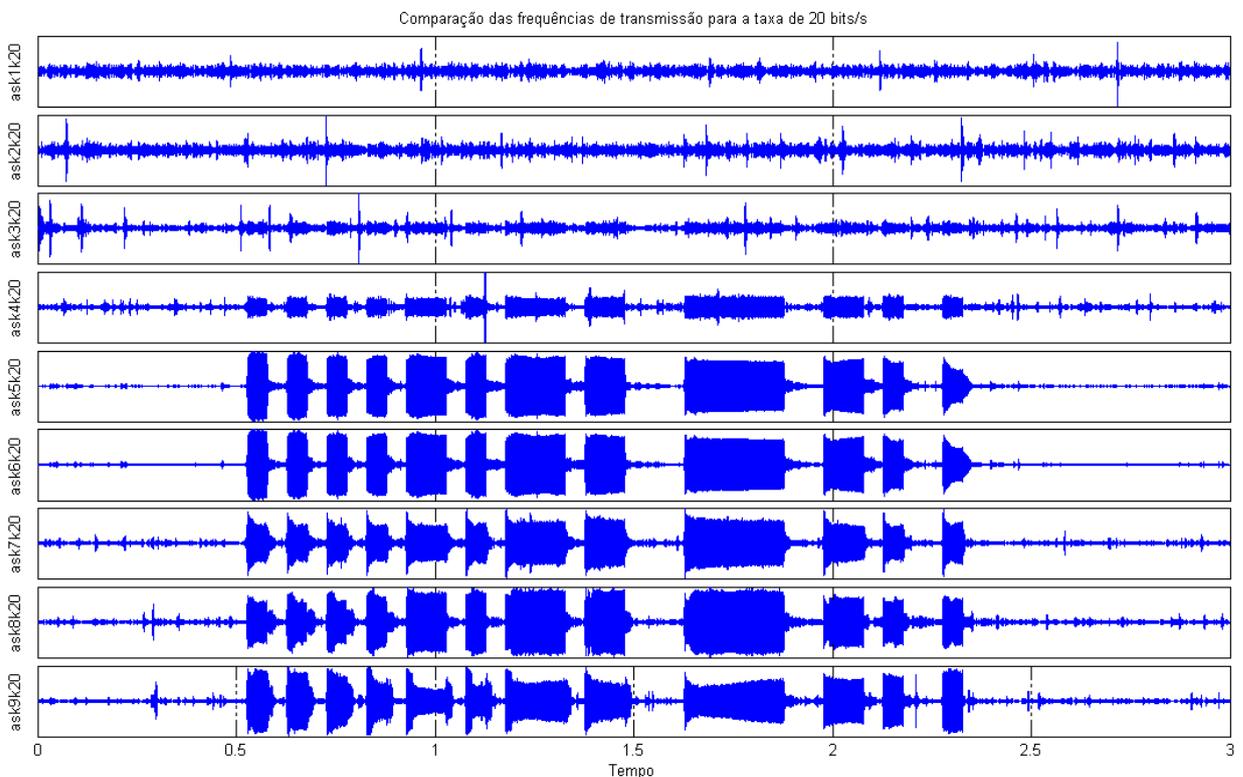


Figura 101: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

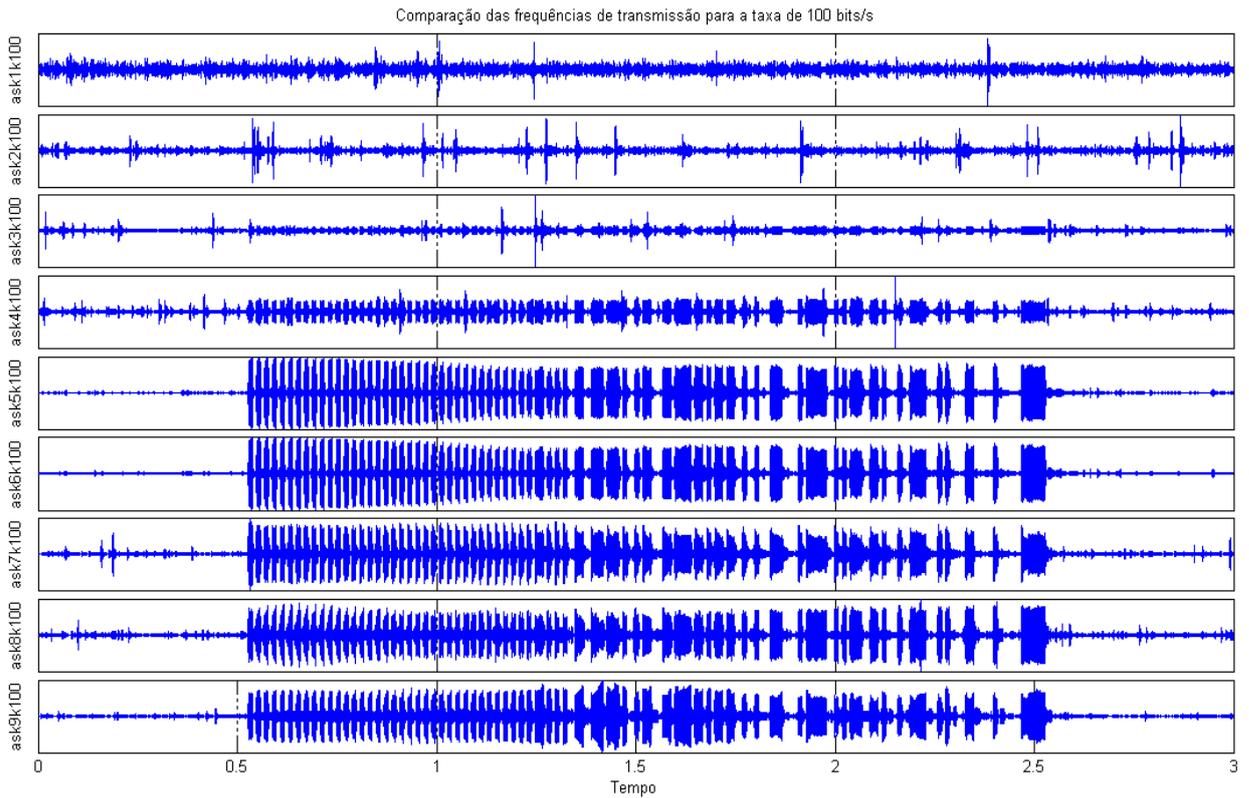


Figura 102: sinal transmitido ASK, taxa de 100bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

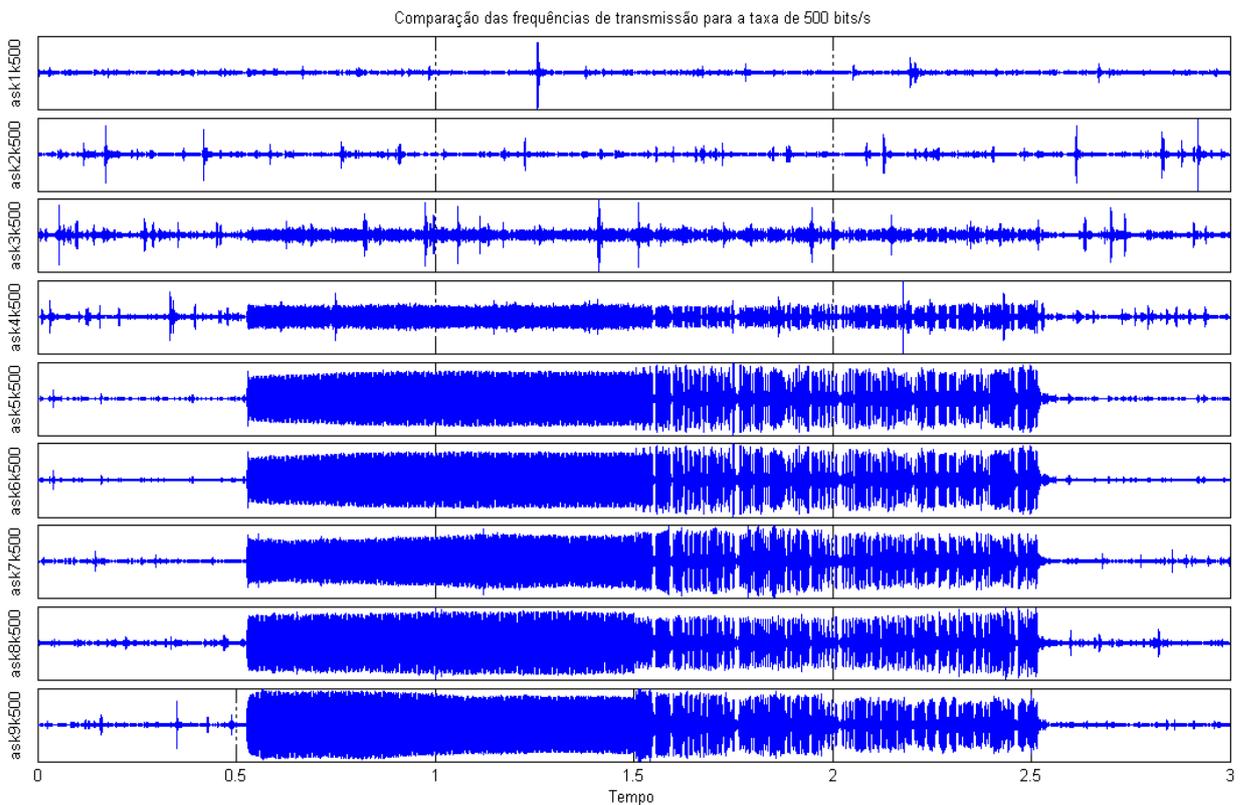


Figura 103: sinal transmitido ASK, taxa de 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

A Tabela 24, apresenta a quantidade de erros para cada frequência e para cada modulação, apresentando a melhor taxa de erro para cada frequência e para cada modulação com a cor verde.

Tabela 24: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 2

Número de Erros												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f
1	23	25	22	0,583	95	105	97	0,495	494	491	460	0,482
2	16	9	17	0,350	88	85	102	0,458	519	391	454	0,455
3	0	0	0	0,000	3	1	0	0,007	138	116	48	0,101
4	0	0	0	0,000	1	0	0	0,002	12	6	7	0,008
5	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000
6	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000
7	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000
8	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000	0	10	0	0,003
9	0	0	0	0,000	0	0	0	0,000	12	0	0	0,004
BER_m	0,108	0,094	0,108		0,104	0,106	0,111		0,131	0,113	0,108	
Total de bits:	40				200				1000			

Assim como no experimento 1, para a comprovação dos resultados da demodulação dos sinais recebidos, realizou-se a emulação do canal, com a finalidade de gerar as curvas de taxa de erro de bit em uma sequência longa de bits, da ordem de 10^6 bits, para melhorar a confiabilidade da resposta. A seguir, serão mostradas as curvas para: a modulação ASK, na Figura 104, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s; a modulação PSK, na Figura 105, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s; e a modulação FSK, na Figura 106, para as taxas de 20, 100 e 500 bits/s respectivamente. Além disso, será feita uma comparação entre as modulações, onde para a mesma frequência a modulação PSK apresenta melhor resultado, mostrado na Figura 107.

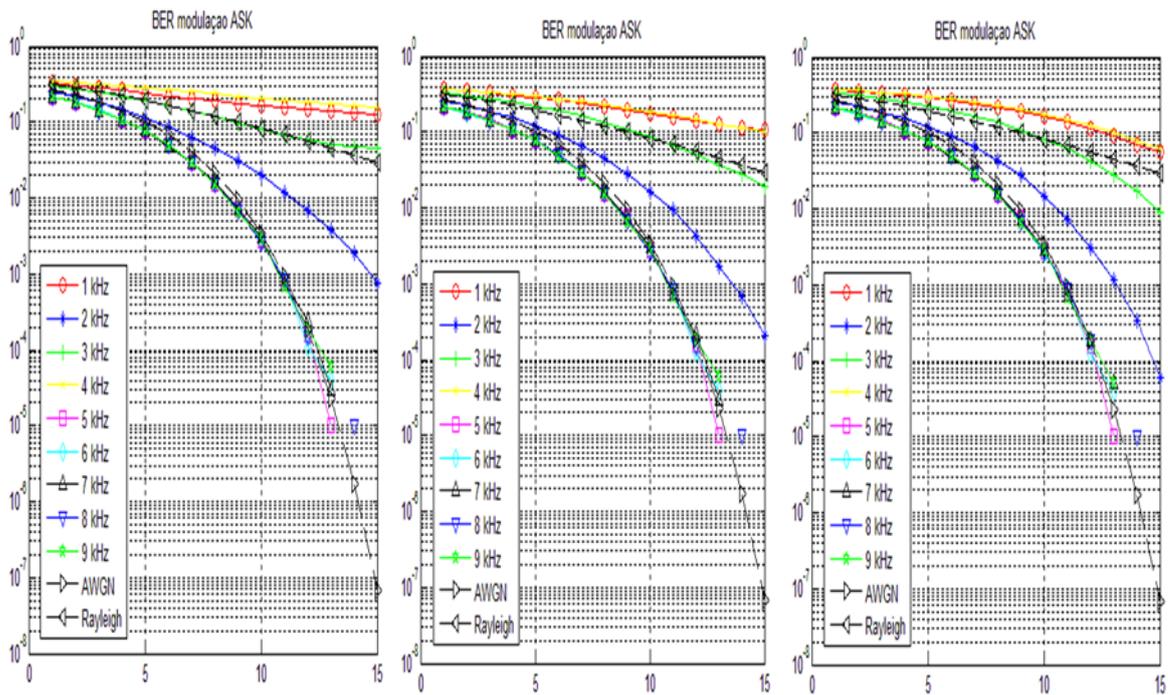


Figura 104: sinal transmitido com modulação ASK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

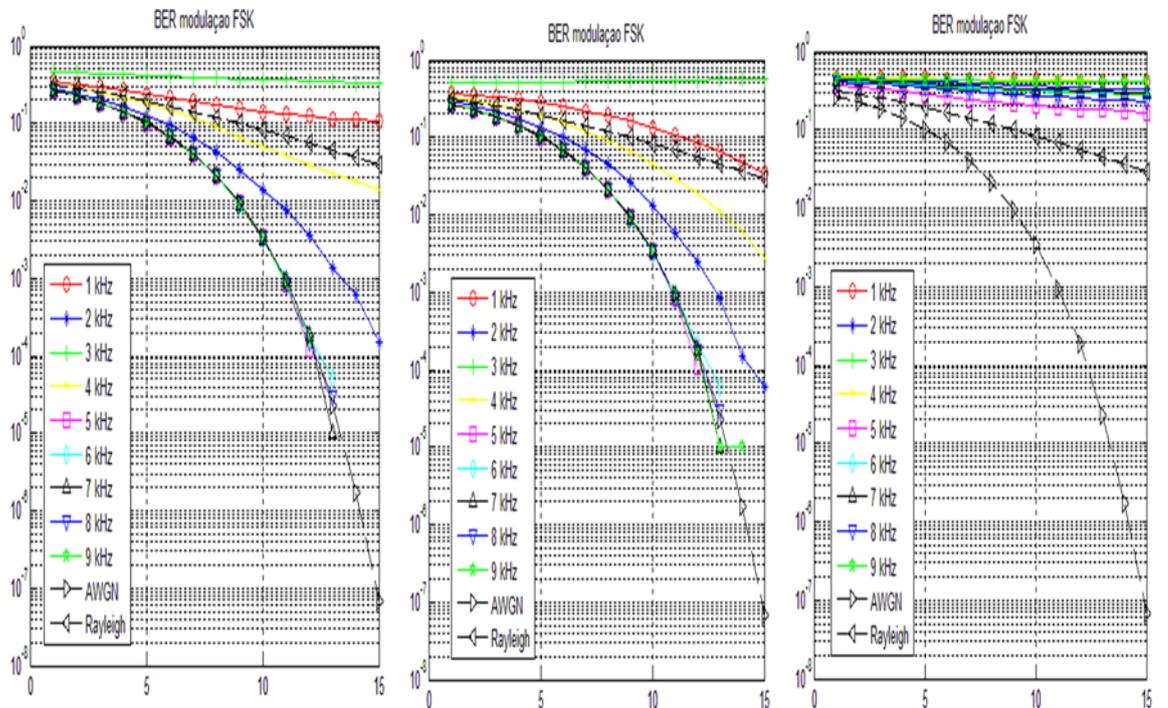


Figura 105: sinal transmitido com modulação FSK, taxa de 20, 100 e 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

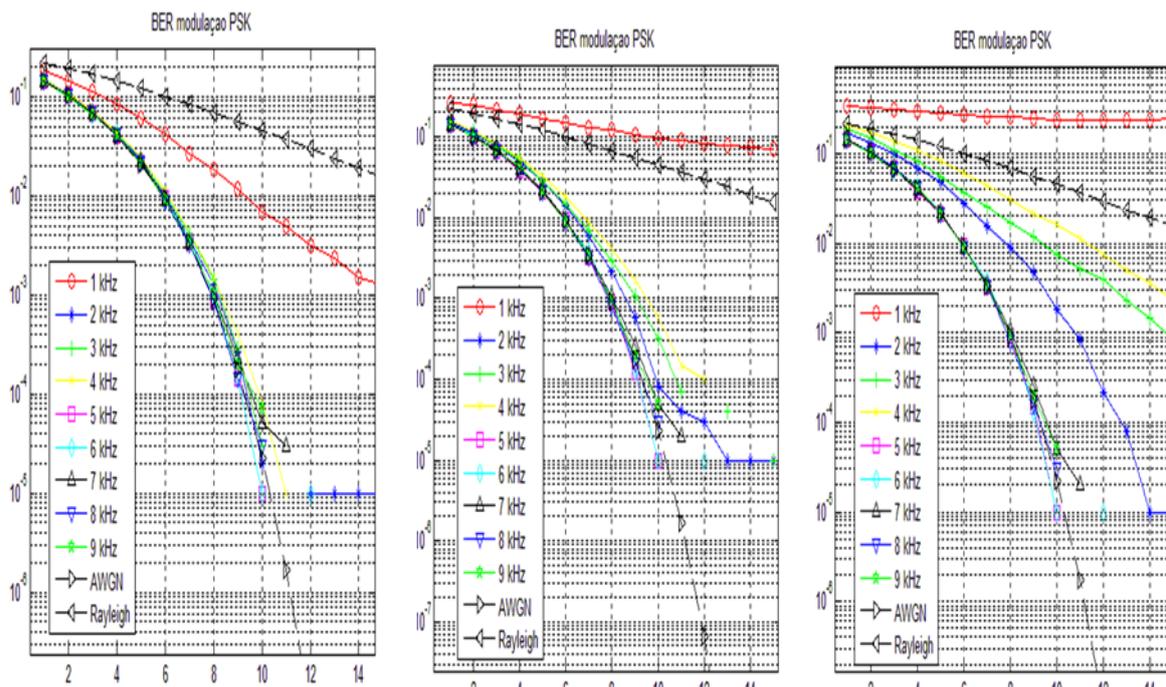


Figura 106: sinal transmitido com modulação PSK, taxa de 20, 100 e 500 bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz.

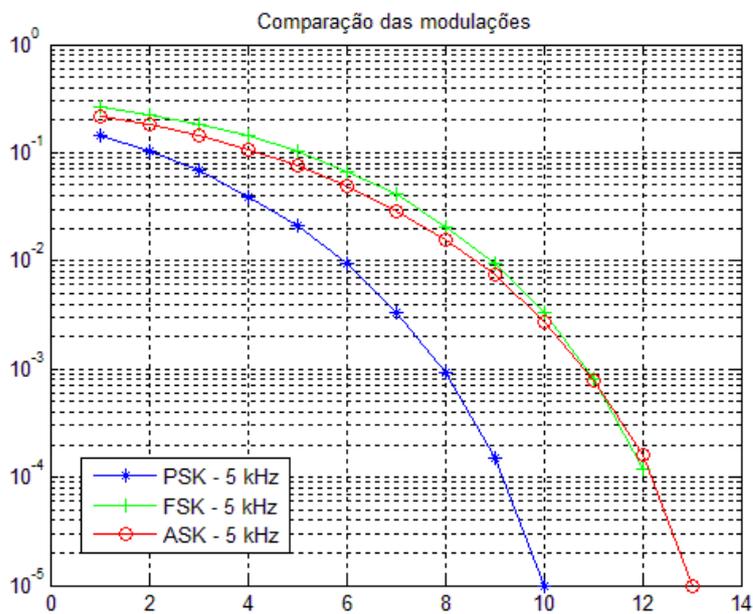


Figura 107: Comparação entre as modulações na frequência de 5kHz. BER/SNR

6.3.1.3 Experimento 3

A seguir, serão mostrados os sinais recebidos, para cada frequência, nas taxas de 20 bits/s, na Figura 108, 100 bits/s, na Figura 109, e 500 bits/s, na Figura 110, todas as figuras foram referentes ao hidrofone que estava situado a 25 metros de profundidade. Em seguida, na Figura 111, será feita a comparação dos sinais recebidos pelos 3 hidrofones simultaneamente nas 3 profundidades, 10, 25 e 40 metros, com o objetivo de confrontar a influência dos multipercursos com a profundidade. Pode-se perceber que para as condições do experimento 3, as melhores frequências foram as de 2, 3, 4 e 7 kHz, que pode ser explicado pela troca do sistema de transmissão para o projetor *Lubell* LL-1424HP, que responde melhor para as frequências mais baixas, quando comparado com o sistema de transmissão anterior, Projetor *Benthowave* modelo BII-7503. Apesar de o transmissor apresentar uma frequência de operação de 1 até 10 kHz, as frequências mais altas sofrem maiores atenuações.

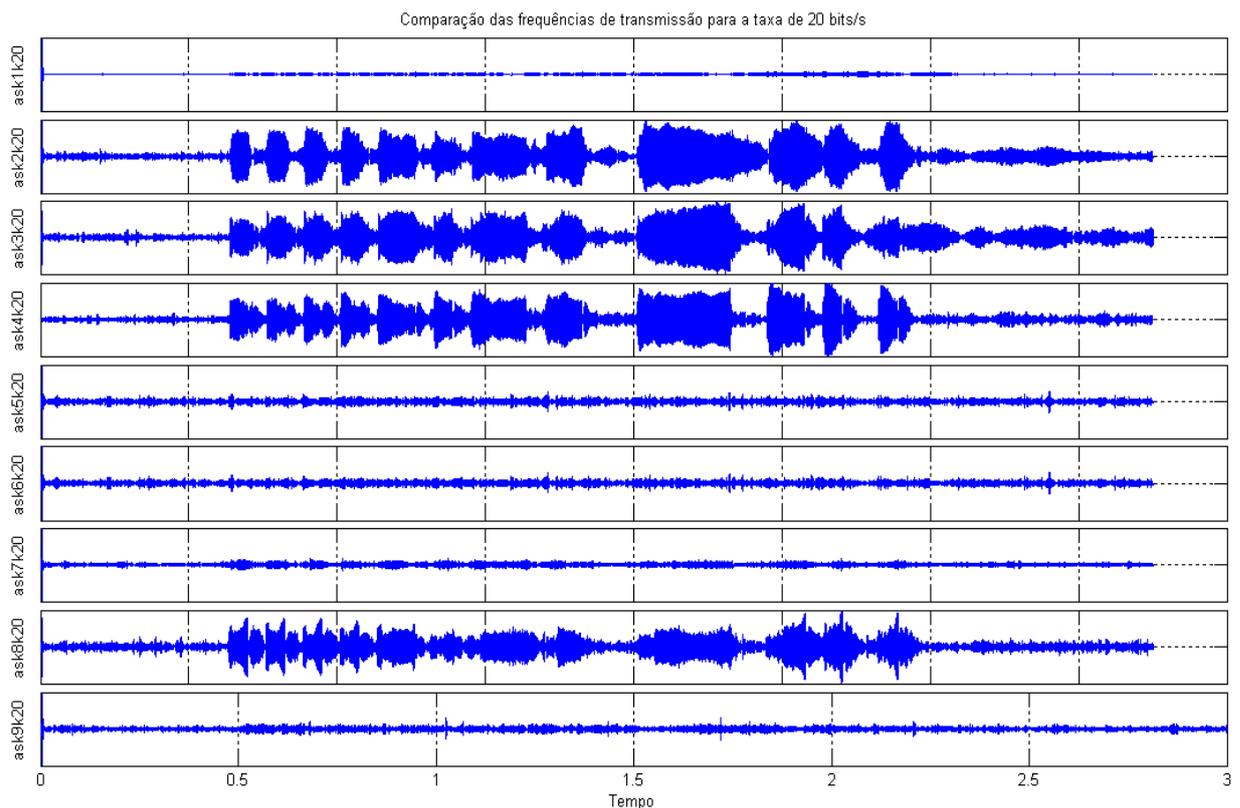


Figura 108: sinal transmitido ASK, taxa de 20bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.

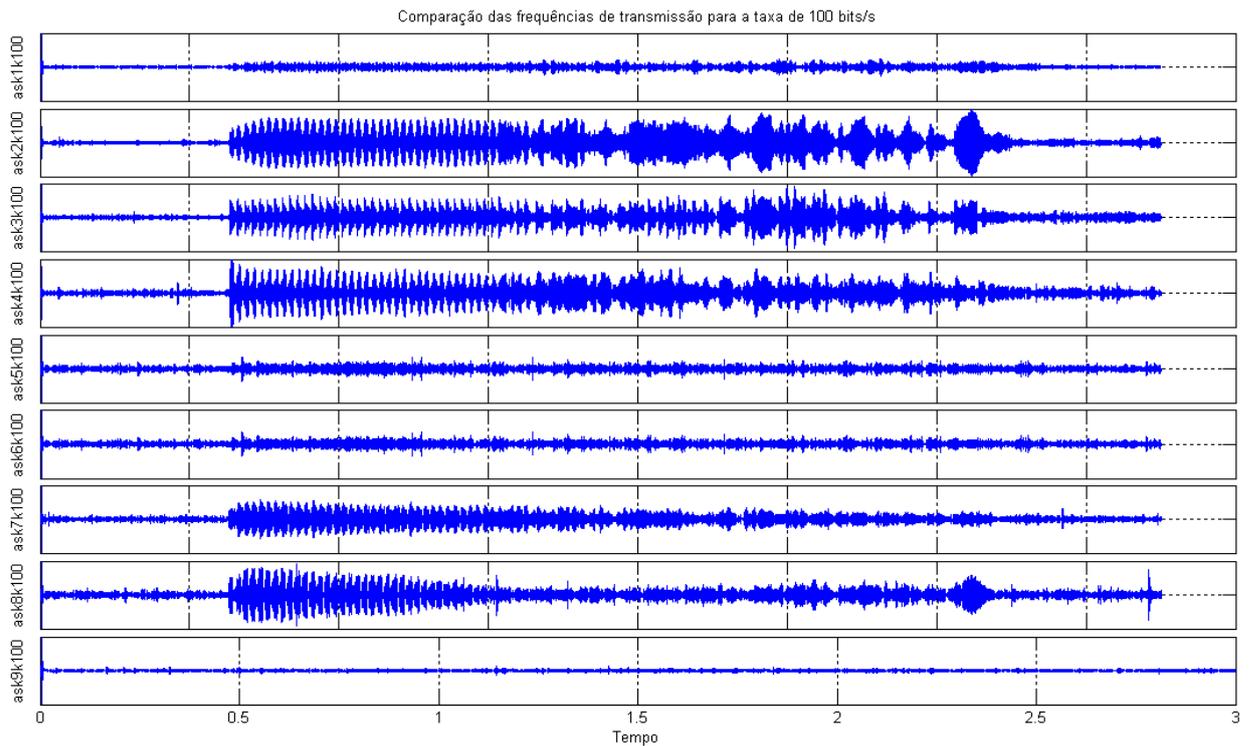


Figura 109: sinal transmitido ASK, taxa de 100bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.

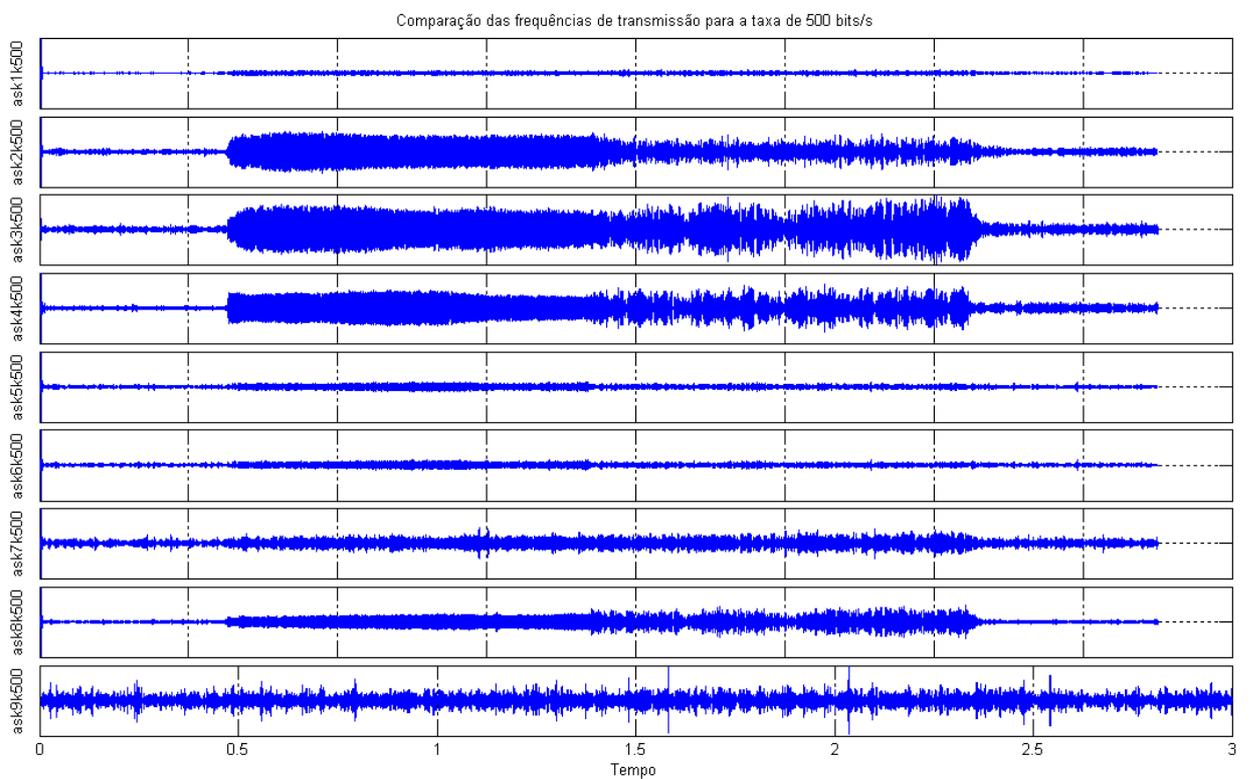


Figura 110: sinal transmitido ASK, taxa de 500bits/s, nas frequências de 1 a 9 kHz, para a profundidade do hidrofone de 25 metros.

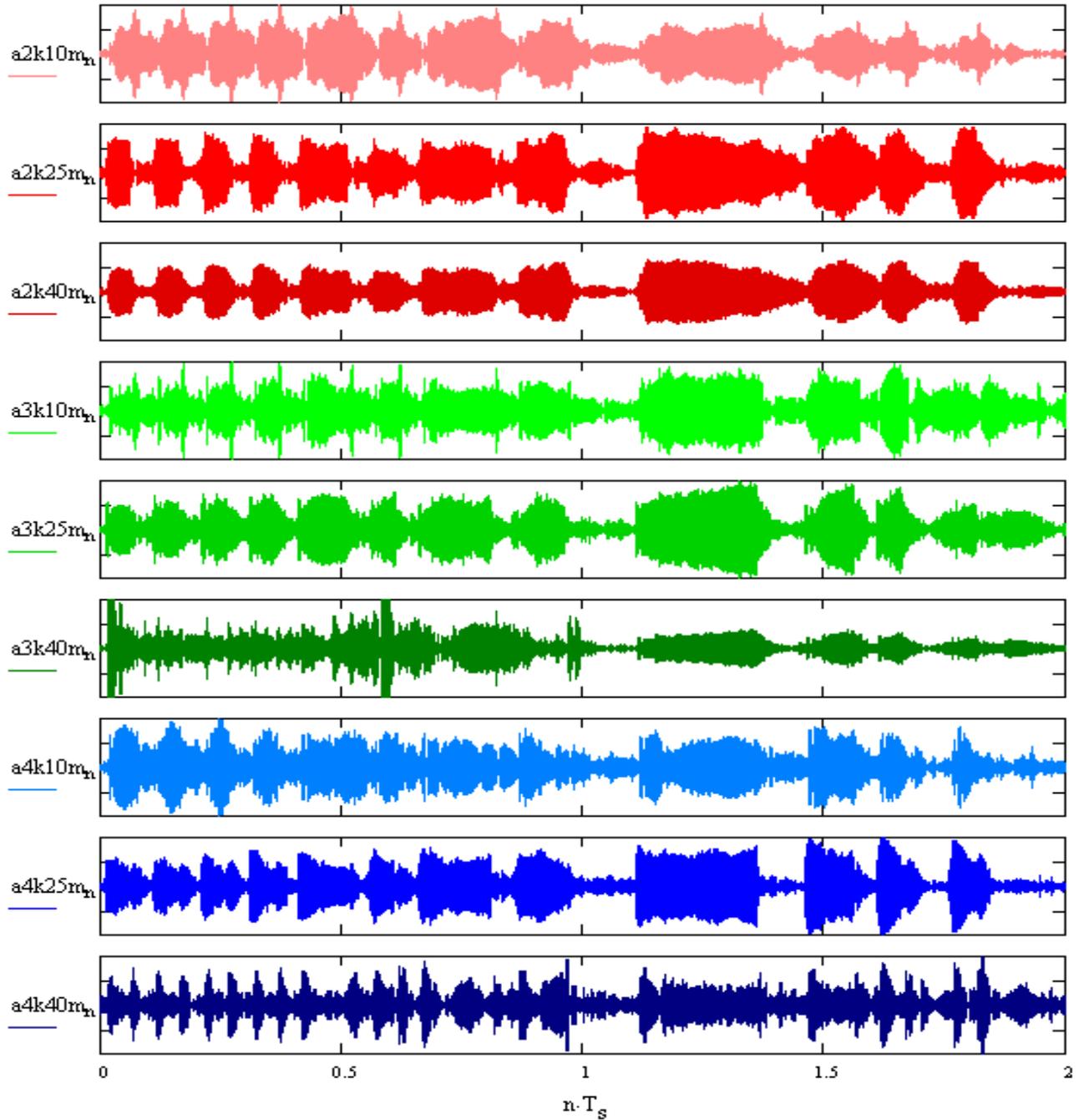


Figura 111: Comparação da influência de interferência para as profundidades de 10, 25 e 40 metros.

Na Tabela 25 observa-se a taxa de erro de bits nos testes de comunicação em mar aberto, a uma taxa de transmissão de 20 bps, com o transmissor estacionado entre os pontos P9 e P10, e o receptor posicionado em P8, à 2,3 km de distância.

Tabela 25: Tabela de erro através da demodulação do sinal recebido para o experimento 3

Número de Erros										
Prof. Rx:	10 m			25 m			40 m			BER_f
Freq. (kHz)	ASK	FSK	DPSK	ASK	FSK	DPSK	ASK	FSK	DPSK	
1	20	13	7	22	15	16	23	12	14	0,39
2	13	9	0	4	7	0	2	10	0	0,13
3	5	0	0	0	4	0	11	13	0	0,09
4	2	1	5	1	8	0	9	10	0	0,10
5	4	3	10	5	16	17	11	16	8	0,25
6	0	1	6	8	18	0	20	11	10	0,21
7	9	5	3	6	8	0	5	3	0	0,11
8	6	14	0	9	17	4	19	13	12	0,26
9	1	17	7	4	21	0	8	15	15	0,24
BER_m	0,17	0,18	0,11	0,16	0,32	0,10	0,30	0,27	0,16	

6.3.1.4 Experimento 4

Para os sinais do experimento 4, utilizou-se somente as frequências com a menor taxa de erro para os dois *setups* de transmissão, de 2 a 4 kHz para o projetor *Lubell*, e de 5 a 7 para o projetor *Benthowave*, como mostrado nos experimentos anteriores. A seguir são apresentadas na Tabela 26 e na Tabela 27 a taxa de erro de bits para duas medições realizadas para este experimento, para os sinais: 11-Mar-2014_13-35-14 e 11-Mar-2014_17-05-38.

Tabela 26: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_13-35-14

Número de Erros (sinal 11-Mar-2014_13-35-14)												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f
2	10	6	9	0,21	89	31	68	0,31	281	439	452	0,39
3	17	10	7	0,28	62	67	79	0,35	301	402	296	0,33
4	12	6	12	0,25	82	87	60	0,38	401	361	382	0,38
5	1	2	14	0,14	67	99	75	0,40	458	318	253	0,34
6	4	1	12	0,14	21	39	78	0,23	371	407	482	0,42
7	5	4	7	0,13	59	2	52	0,19	353	333	492	0,39
BER_m	0,20	0,12	0,25		0,32	0,27	0,34		0,36	0,38	0,39	
Total de bits:	40				200				1000			

Tabela 27: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38

Número de Erros (sinal 11-Mar-2014_17-05-38)												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f	ASK	FSK	DPSK	BER_f
2	5	10	17	0,27	49	54	75	0,30	174	472	490	0,38
3	6	4	9	0,16	58	16	96	0,28	358	378	440	0,39
4	9	2	10	0,18	96	58	62	0,36	301	366	458	0,38
5	14	8	14	0,30	41	63	97	0,34	329	339	484	0,38
6	4	19	17	0,33	99	5	77	0,30	404	386	268	0,35
7	1	2	20	0,19	69	8	66	0,24	370	497	248	0,37
BER_m	0,16	0,19	0,36		0,34	0,17	0,39		0,32	0,41	0,40	
Total de bits:	40				200				1000			

Quando efetuou o uso de janelamento para tentar reduzir a ISI, em algumas frequências, percebe-se uma melhora na taxa de erro, em outras não, não sendo assim uma técnica que efetivamente tenha funcionado em todas as frequências, motivo pelo qual não foi adotada para outros sinais. A seguir são apresentados as taxas de erro de bits na Tabela 28 e na Tabela 29 para duas medições: sinal 11-Mar-2014_13-35-14 e o sinal 11-Mar-2014_17-05-38.

Tabela 28: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38, teste de janelamento.

Número de Erros (sinal 11-Mar-2014_13-35-14)													
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps				
Frequência (kHz)	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f	
2	6	15	10	0,31	31	85	48	0,27	439	275	339	0,35	
3	10	2	13	0,19	67	66	83	0,36	402	314	332	0,35	
4	6	5	12	0,21	87	80	97	0,44	361	244	468	0,36	
5	2	2	5	0,09	99	40	98	0,40	318	249	467	0,34	
6	1	0	7	0,09	39	71	63	0,29	407	454	141	0,33	

7	4	1	14	0,19	2	57	71	0,22	333	166	453	0,32
BER_m	0,10	0,25	0,25		0,27	0,33	0,38		0,38	0,28	0,37	
Total de bits:	40				200				1000			

Tabela 29: Tabela de erro através da demodulação do sinal 11-Mar-2014_17-05-38 teste de janelamento.

Número de Erros (sinal 11-Mar-2014_17-05-38)												
Taxa de bit:	20 bps				100 bps				500 bps			
Frequência (kHz)	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f	FSK Retan	FSK Kaiser	FSK Hamming	BER_f
2	10	7	4	0,18	54	42	66	0,27	472	369	349	0,40
3	4	0	6	0,08	16	67	64	0,25	378	411	391	0,39
4	2	18	14	0,28	58	34	42	0,22	366	443	351	0,39
5	8	3	9	0,17	63	53	35	0,25	339	395	476	0,40
6	19	4	8	0,26	5	58	18	0,14	386	440	403	0,41
7	2	0	5	0,06	8	18	46	0,12	497	355	391	0,41
BER_m	0,19	0,13	0,19		0,17	0,23	0,23		0,41	0,40	0,39	
Total de bits:	40				200				1000			

6.3.1.5 Conclusão

Tendo como referência os dados demodulados nos experimentos anteriores, e as suas correspondentes taxas de erro de bits, concluiu-se que para a transmissão de sinais de banda larga no canal acústico submarino seria mais efetivo utilizar para as componentes de baixas frequências, a faixa de 2 a 4 kHz, para o projetor *Lubell* LL-1424HP, e para as componentes de altas frequências, de 5 a 7 kHz, para o projetor da *Benthowave* modelo BII-7503, pois foram os *setups* que obtiveram os melhores resultados. Além disso, foi utilizada a janela retangular para os intervalos de símbolos. Ademais, a modulação DPSK, foi a que apresentou o melhor resultado para os sinais modulados em portadora única.

6.4 Sinais OFDM

Os sinais de faixa larga OFDM foram utilizados, depois de uma avaliação das melhores frequências para transmissão, com o objetivo de aumentar a taxa de transmissão. O desempenho resultante do emprego de OFDM será analisado quanto à eficiência da utilização: de prefixo cíclico, das portadoras piloto, da equalização, das técnicas de diversidade e da codificação, que influenciam na taxa de erro de bit.

6.4.1 Experimento 5

Para este experimento, foram transmitidos seis sinais OFDM conforme foram descritos no Capítulo 5. Com isso foi possível analisar a melhor profundidade de recepção dos dados, a taxa de erro na recepção em função da distância para determinar os melhores sinais OFDM na transmissão e a análise da faixa de frequências de transmissão. Para todos os sinais OFDM a transmissão foi realizada da mesma forma, no sinal transmitido utilizou-se o tempo de prefixo cíclico CP-OFDM igual ao tempo de símbolo, expresso pelo inverso do espaçamento das portadoras, tendo em vista em experimentos anteriores, a duração da resposta ao impulso do canal encontrado foi menor que este tempo, evitando assim a interferência intersimbólica. Além disso, na recepção o sinal foi analisado segundo uma nova técnica, desenvolvida neste projeto, que consiste da combinação das seções parciais do símbolo, descrita a seguir, que resultou numa redução da taxa de erro.

Os sinais de teste OFDM foram gerados com prefixo cíclico de duração igual ao intervalo útil do símbolo, isto é, cada símbolo transmitido, na realidade, é composto por duas repetições do símbolo original (SI|SF, Símbolo inicial SI = Símbolo final SF). Apesar da menor eficiência de utilização do canal, esse recurso permite maior flexibilidade. Como o prefixo é longo, isso permite que na recepção seja testada a efetividade para diferentes tamanhos de prefixo. A Figura 112 ilustra como isso pode ser realizado. Na recepção, a primeira metade do sinal, S1, corresponde ao símbolo OFDM sem a proteção de um prefixo ($T_{CPI} = 0$). Já a segunda metade, SF, conta com SI como prefixo, de igual duração ($T_{CPF} = 0,5$ s). Além disso, ao se recortar as metades final de SI e inicial de SF, obtém-se um novo símbolo composto pela concatenação SIb e SFa, isto é, SM = SIb|SFa. Isso cria um sinal idêntico a SI e SF, porém com a polaridade invertida, isto é, SI = SF = -SM. Neste caso, o prefixo cíclico de SM corresponde à parcela SIa, cuja duração é a metade do anterior ($T_{PCM} = 0,25$ s), tais intervalos de tempo são referentes ao sinal OFDM1.

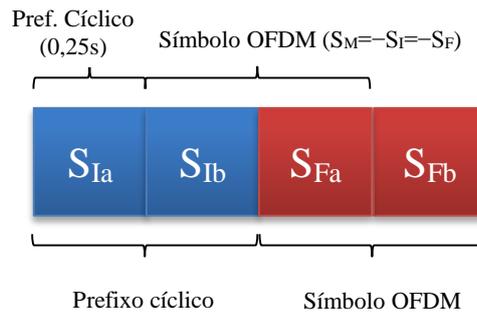


Figura 112: Composição dos símbolos OFDM do sinal de teste.

Após esta primeira análise foram realizadas combinações dos mesmos sinais. A primeira técnica apresentada nas tabelas abaixo com o nome de *soma_temporal*, foi realizada somando os 3 sinais descritos acima no domínio do tempo, a segunda com o nome *soma_hard*, foi feita a combinação hard dos bits decodificados para cada um dos 3 sinais descritos acima, e por último foi realizado uma análise com o nome *soma_soft*, onde os sinais foram analisados e somados no domínio da frequência com as componentes de amplitude e fase para cada portadora já equalizados caso necessário. Para todos os sinais utilizou-se um processo para corrigir desvio Doppler, onde amostras do sinal foram adicionadas ou subtraídas com o objetivo de compensar as frequências das portadoras.

6.4.1.1 Análise com a distância

Abaixo serão apresentadas as tabelas contendo a taxa de erro de bits dos dados para cada sinal OFDM transmitido, tanto para altas frequências quanto para baixas frequências, em cada tabela foi destacado em negrito o valor mínimo da taxa de erro de Bits (BER). A seguir estão apresentados os resultados para dois afastamentos entre o transmissor e o receptor.

O sinal OFDM1, o qual já foi apresentado no Capítulo 5, apresentou as taxas de erro mostradas nas Tabela 30 e Tabela 31 .

Tabela 30: Tabela de erro para os sinais OFDM1 para baixas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,056	0,053	0,049	0,018	0,020	0,035
	diferencial	0,074	0,069	0,066	0,033	0,034	0,024
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,076	0,068	0,070	0,031	0,034	0,044
	diferencial	0,104	0,090	0,090	0,047	0,049	0,038
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,063	0,064	0,059	0,028	0,030	0,041
	diferencial	0,085	0,088	0,082	0,045	0,048	0,034
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,126	0,117	0,113	0,067	0,069	0,088
	diferencial	0,167	0,156	0,151	0,097	0,098	0,081

Tabela 31: Tabela de erro para os sinais OFDM1 para altas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,080	0,072	0,069	0,033	0,034	0,049
	diferencial	0,099	0,092	0,092	0,046	0,049	0,037
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,138	0,122	0,106	0,075	0,071	0,087
	diferencial	0,174	0,150	0,144	0,098	0,097	0,077
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,089	0,080	0,085	0,036	0,037	0,052
	diferencial	0,119	0,103	0,108	0,053	0,056	0,042
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,140	0,108	0,107	0,060	0,060	0,083
	diferencial	0,176	0,143	0,139	0,083	0,085	0,074

Devido à alta variabilidade do efeito dos multipercursos do canal, para a equalização mais efetiva possível, metade das portadoras foram empregadas como portadoras piloto. Os dados equalizados apresentam um melhor resultado quando comparados com o sinal diferencial, porém com a redução da taxa de transmissão pela metade.

Uma conclusão importante, retirada dessas tabelas, é que os sinais equalizados, tanto para baixa e alta frequências, apresentaram a taxa de erro menor para a técnica de *soma temporal*, enquanto que para detecção diferencial, em sua totalidade, o melhor

resultado ocorreu para a técnica *soma_soft*, podendo tais métodos serem utilizados para futuros sistemas de recepção em tempo real.

Outro resultado relevante, é que essa nova técnica, que consiste da combinação temporal de 3 partes durante o intervalo de símbolo OFDM, apresentou uma redução média de 3 vezes a taxa de erro de bits.

Para o sinal OFDM2, as taxas de erro de bits resultantes estão apresentadas na Tabela 32 e na Tabela 33.

Tabela 32: Tabela de erro para os sinais OFDM2 para baixas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	<i>soma_tempo</i>	<i>soma_hard</i>	<i>soma_soft</i>
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,058	0,059	0,053	0,021	0,025	0,033
	diferencial	0,164	0,165	0,144	0,075	0,078	0,052
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,087	0,077	0,077	0,036	0,041	0,051
	diferencial	0,240	0,227	0,226	0,131	0,141	0,110
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,067	0,069	0,072	0,035	0,037	0,042
	diferencial	0,185	0,200	0,194	0,108	0,114	0,078
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,131	0,114	0,115	0,071	0,074	0,079
	diferencial	0,373	0,341	0,341	0,246	0,257	0,221

Tabela 33: Tabela de erro para os sinais OFDM2 para altas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	<i>soma_tempo</i>	<i>soma_hard</i>	<i>soma_soft</i>
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,107	0,108	0,118	0,058	0,059	0,072
	diferencial	0,281	0,285	0,306	0,165	0,176	0,131
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,204	0,207	0,202	0,167	0,155	0,171
	diferencial	0,487	0,500	0,478	0,408	0,397	0,330
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,103	0,108	0,112	0,067	0,063	0,075
	diferencial	0,259	0,288	0,290	0,178	0,177	0,129
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,155	0,150	0,142	0,100	0,086	0,108
	diferencial	0,391	0,371	0,364	0,255	0,252	0,203

O sinal OFDM2 tem a mesma taxa de transmissão em relação ao OFDM1, se distinguindo do mesmo por apresentar metade do número de portadoras, porém, com o dobro

do número de bits por símbolo. O sinal equalizado processado pela técnica sugerida neste trabalho foi capaz de reduzir a taxa de erro a menos da metade em relação ao caso diferencial. Como metade das portadoras do sinal equalizado são pilotos, a taxa de erro encontrada para o sinal equalizado deve ser comparada com a metade do valor encontrado pelo método diferencial. Mesmo assim, o método equalizado apresentou um melhor resultado quando comparado com o método diferencial, diferentemente do resultado para o sinal OFDM1. Logo, à medida que se aumenta o número de bits na transmissão o emprego de técnicas de equalização passa a ser cada vez mais necessário.

A análise dos resultados para os sinais de baixa frequência, mostra resultados semelhantes aos obtidos com o sinal OFDM1. Para o sinal equalizado, a melhor técnica foi a *soma_temporal* e, para o sinal diferencial, a melhor técnica encontrada foi a *soma_soft*, porém para altas frequências a técnica *soma_hard*, apresentou o melhor resultado para o sinal equalizado.

Novamente, pode-se perceber pelas resultados que a nova técnica de combinação temporal dos sinais, apresenta uma redução na taxa de erro de bits da ordem de duas vezes.

Comparado com o sinal OFDM1, o sinal OFDM2 apresenta a mesma taxa de transmissão e a mesma energia de bit. Assim, verifica-se que o resultado final apresentado nas tabelas estão próximos para os sinais equalizados de baixa frequência, entretanto, para alta frequência, o resultado sofre um acréscimo da ordem de duas vezes no número de erros. Isso indica que pode ser mais eficiente utilizar BPSK em vez de QPSK como método de modulação das portadoras, mas empregando um número maior de portadoras.

Para um estudo mais aprofundado, a velocidade da embarcação deveria ser levada em conta para o cômputo do efeito Doppler, para definir o melhor parâmetro para o espaçamento das portadoras e, como consequência, a determinação da taxa de transmissão para uma dada banda de frequências.

Para o sinal OFDM3, as taxas de erro de bits resultantes estão apresentadas na Tabela 34 e na Tabela 35.

Tabela 34: Tabela de erro para os sinais OFDM3 para baixas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	<i>soma_tempo</i>	<i>soma_hard</i>	<i>soma_soft</i>
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,050	0,050	0,042	0,035	0,032	0,033
	diferencial	0,087	0,091	0,082	0,069	0,071	0,064
	equalizado	0,093	0,095	0,096	0,074	0,075	0,075

08-Oct-2014_10-43-05_10m	diferencial	0,145	0,138	0,138	0,112	0,116	0,108
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,045	0,048	0,068	0,035	0,037	0,037
	diferencial	0,093	0,102	0,120	0,080	0,091	0,081
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,252	0,268	0,261	0,220	0,223	0,230
	diferencial	0,317	0,316	0,321	0,273	0,286	0,266

Tabela 35: Tabela de erro para os sinais OFDM3 para altas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,062	0,044	0,041	0,039	0,038	0,037
	diferencial	0,092	0,074	0,071	0,056	0,059	0,053
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,300	0,301	0,286	0,256	0,268	0,267
	diferencial	0,357	0,355	0,347	0,322	0,316	0,311
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,144	0,086	0,086	0,074	0,069	0,085
	diferencial	0,202	0,121	0,116	0,108	0,102	0,108
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,392	0,433	0,410	0,417	0,430	0,423
	diferencial	0,434	0,452	0,439	0,443	0,448	0,444

O sinal OFDM3 apresenta um espalhamento de portadoras de 8 Hz com modulação binária, logo o tempo do símbolo apresenta uma redução de 4 vezes comparado com o sinal OFDM1 com espalhamento de 2 Hz.

Uma conclusão importante retirada dessas tabelas, é que a nova técnica desenvolvida para este trabalho não se apresenta tão eficiente, em média 1,1 vezes melhor, pois o canal não apresenta um alto grau de dispersão para reduzidos tempos dos símbolos, logo sinais com intervalos início, meio e fim, são correlacionados, não sofrendo uma grande variação devido ao efeito de multipercursos.

Outro resultado relevante, obtido com este experimento é que com 1/4 do número de portadoras do sinal OFDM1, o valor de energia de bit para o sinal OFDM3 sofre um acréscimo da ordem 4 vezes comparado com OFDM1, tal parâmetro implica em uma redução da taxa de erro de bits igual a 6 dB, entretanto, esses valores não podem ser comprovados pelas tabelas, motivo pelo qual não se deve utilizar sinais com energia de símbolo concentrado em um número menor de portadoras, devido a sua alta ineficiência de energia.

Para o sinal OFDM4, as taxas de erro de bits resultantes estão apresentadas na Tabela 36 e

Tabela 37.

Tabela 36: Tabela de erro para os sinais OFDM4 para baixas frequências.

nome do arquivo	Tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,059	0,053	0,058	0,044	0,041	0,045
	diferencial	0,251	0,234	0,262	0,221	0,222	0,213
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,092	0,088	0,145	0,080	0,078	0,079
	diferencial	0,413	0,420	0,474	0,385	0,395	0,387
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,188	0,186	0,245	0,174	0,155	0,178
	diferencial	0,741	0,734	0,716	0,737	0,720	0,718
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,143	0,148	0,148	0,123	0,126	0,124
	diferencial	0,416	0,430	0,427	0,372	0,391	0,375

Tabela 37: Tabela de erro para os sinais OFDM4 para altas frequências.

nome do arquivo	Tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,101	0,089	0,093	0,064	0,064	0,069
	diferencial	0,332	0,317	0,331	0,275	0,278	0,269
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,429	0,421	0,410	0,410	0,420	0,415
	diferencial	0,904	0,909	0,892	0,885	0,903	0,906
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,268	0,187	0,193	0,168	0,172	0,183
	diferencial	0,747	0,753	0,733	0,722	0,732	0,735
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,431	0,420	0,430	0,422	0,421	0,424
	diferencial	0,935	0,905	0,918	0,910	0,912	0,925

Este sinal apresenta a mesma conclusão feita para o sinal OFDM2 comparado com o sinal OFDM1, pois os sinais OFDM3 e OFDM4 possuem as mesmas características de tais sinais. Como dito anteriormente, os sinais equalizados para símbolos com mais de um bit apresenta-se melhor do que para um sinal diferencial e, para ambos os sinais, as taxas de erro do sinal equalizado são bastante semelhantes para baixa frequência.

Para o sinal OFDM5, as taxas de erro de bits resultantes estão apresentadas na Tabela 38 e Tabela 39.

Tabela 38: Tabela de erro para os sinais OFDM5 para baixas frequências.

nome do arquivo	Tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,033	0,019	0,028	0,005	0,005	0,009
	diferencial	0,045	0,030	0,045	0,010	0,012	0,013
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,039	0,033	0,039	0,005	0,008	0,011
	diferencial	0,042	0,045	0,055	0,015	0,017	0,011
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,017	0,022	0,017	0,003	0,003	0,003
	diferencial	0,028	0,041	0,039	0,013	0,014	0,010
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,060	0,048	0,070	0,026	0,026	0,034
	diferencial	0,094	0,083	0,092	0,043	0,046	0,035

Tabela 39: Tabela de erro para os sinais OFDM5 para altas frequências.

nome do arquivo	Tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,081	0,070	0,091	0,031	0,040	0,067
	diferencial	0,115	0,092	0,113	0,055	0,065	0,052
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,087	0,101	0,091	0,056	0,040	0,067
	diferencial	0,120	0,128	0,130	0,083	0,073	0,060
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,093	0,088	0,071	0,034	0,031	0,056
	diferencial	0,134	0,115	0,088	0,052	0,053	0,041
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,096	0,095	0,095	0,039	0,047	0,067
	diferencial	0,129	0,121	0,134	0,070	0,066	0,050

O sinal OFDM5 foi o sinal que apresentou o melhor resultado dentre todos os demais, entretanto o sinal OFDM5 apresenta uma redução do número de portadoras de 8 vezes, logo, o seu nível de energia é 8 vezes maior que o sinal OFDM1, o que corresponde a uma melhora de 9 dB na taxa de erro de bits. Quando comparado com o valor na tabela com a BER do sinal OFDM1, pode-se perceber uma melhora no valor da BER de aproximadamente 6 dB para baixas frequências utilizando o sinal equalizado, porém para alta frequência tais valores encontram-se piores. Para o sinal diferencial, o resultado obtido para altas frequências encontra-se pior para o sinal com maior nível de energia. Novamente, pode-se então concluir que não se deve utilizar sinais com energia de símbolo concentrado em um número menor de portadoras, devido a sua alta ineficiência de energia, tendo em vista que o mesmo não apresentou um incremento de 9 dB como previsto pela teoria.

Para o sinal OFDM6, as taxas de erro de bits resultantes estão apresentadas na Tabela 40 e Tabela 41.

Tabela 40: Tabela de erro para os sinais OFDM6 para baixas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,332	0,342	0,334	0,325	0,292	0,295
	diferencial	0,613	0,629	0,627	0,608	0,610	0,609
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,493	0,521	0,509	0,500	0,453	0,473
	diferencial	0,887	0,893	0,868	0,880	0,875	0,887
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,356	0,373	0,371	0,357	0,312	0,323
	diferencial	0,634	0,613	0,639	0,617	0,613	0,620
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,531	0,546	0,517	0,527	0,494	0,488
	diferencial	0,957	0,948	0,916	0,925	0,924	0,938

Tabela 41: Tabela de erro para os sinais OFDM6 para altas frequências.

nome do arquivo	tipo	inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
08-Oct-2014_09-33-55_5m_	equalizado	0,377	0,372	0,370	0,362	0,317	0,333
	diferencial	0,613	0,604	0,605	0,562	0,574	0,555
08-Oct-2014_10-43-05_10m	equalizado	0,361	0,374	0,381	0,353	0,316	0,320
	diferencial	0,574	0,567	0,588	0,540	0,548	0,541
08-Oct-2014_10-43-05_20m	equalizado	0,389	0,381	0,398	0,367	0,328	0,343
	diferencial	0,617	0,612	0,652	0,599	0,595	0,598
08-Oct-2014_10-43-05_5m_	equalizado	0,363	0,363	0,369	0,345	0,315	0,331
	diferencial	0,586	0,574	0,589	0,551	0,559	0,554

O sinal OFDM6, assim como o sinal OFDM3, devido ao seu reduzido tempo de símbolo, apresenta-se ineficiente para a técnica de combinação temporal dentro do intervalo de símbolo total OFDM. Em alguns casos, torna-se pior, motivo pelo qual não deve ser adotado para futuros experimentos.

Quando se deseja analisar a distância de transmissão, em todos os sinais, o resultado esperado do acréscimo da quantidade de erros em função da distância pode ser comprovado por todas as tabelas acima, onde à medida que o horário da recepção aumenta, o navio se afasta do transmissor e, como consequência, percebe-se um aumento no valor da taxa de erro, em geral, sendo tal resultado esperado, visto que o nível de sinal cai com a distância. Mais

dados devem ser usados para o levantamento da curva de erro de bits, com a finalidade de atendimento dos parâmetros operacionais em ambiente militar.

6.4.1.2 Análise do melhor sistema de transmissão

Reunindo os valores das taxas de erro de bits conforme a técnica de modulação empregada nos sinais OFDM, para as frequências mais baixas e, então, para as mais altas testadas, foram montadas, respectivamente, na Tabela 42 e na

Tabela 43, onde se vê, entre parênteses, o número de subportadoras empregadas em cada sinal OFDM.

Tabela 42: Tabela de comparação dos sinais transmitidos para baixas frequências.

08-Oct-2014_09-33-55_5m_ (Baixa Frequência)							
		inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
OFDM1 – BPSK(1025)	equalizado	0,056	0,053	0,049	0,018	0,020	0,035
	diferencial	0,074	0,069	0,066	0,033	0,034	0,024
OFDM2 - $\pi/4$ -QPSK (513)	equalizado	0,058	0,059	0,053	0,021	0,025	0,033
	diferencial	0,164	0,165	0,144	0,075	0,078	0,052
OFDM3 – BPSK (257)	equalizado	0,050	0,050	0,042	0,035	0,032	0,033
	diferencial	0,087	0,091	0,082	0,069	0,071	0,064
OFDM4 - $\pi/4$ -QPSK (129)	equalizado	0,059	0,053	0,058	0,044	0,041	0,045
	diferencial	0,251	0,234	0,262	0,221	0,222	0,213
OFDM5 - BPSK (129)	equalizado	0,033	0,019	0,028	0,005	0,005	0,009
	diferencial	0,045	0,030	0,045	0,010	0,012	0,013
OFDM6 - BPSK (129)	equalizado	0,332	0,342	0,334	0,325	0,292	0,295
	diferencial	0,613	0,629	0,627	0,608	0,610	0,609

Tabela 43: Tabela de comparação dos sinais transmitidos para altas frequências.

08-Oct-2014_09-33-55_5m_ (Alta Frequência)							
		inicio	meio	final	soma_tempo	soma_hard	soma_soft
OFDM1 – BPSK(1025)	equalizado	0,080	0,072	0,069	0,033	0,034	0,049
	diferencial	0,099	0,092	0,092	0,046	0,049	0,037
OFDM2 - $\pi/4$ -QPSK (513)	equalizado	0,107	0,108	0,118	0,058	0,059	0,072
	diferencial	0,281	0,285	0,306	0,165	0,176	0,131
OFDM3 – BPSK (257)	equalizado	0,062	0,044	0,041	0,039	0,038	0,037
	diferencial	0,092	0,074	0,071	0,056	0,059	0,053
OFDM4 - $\pi/4$ -QPSK (129)	equalizado	0,102	0,090	0,093	0,064	0,064	0,069
	diferencial	0,333	0,317	0,331	0,275	0,279	0,270
OFDM5 - BPSK (129)	equalizado	0,081	0,070	0,091	0,031	0,040	0,067
	diferencial	0,115	0,092	0,113	0,055	0,065	0,052
OFDM6 - BPSK (129)	equalizado	0,377	0,372	0,370	0,362	0,317	0,333
	diferencial	0,613	0,604	0,605	0,562	0,574	0,555

O que se observa é que o sinal OFDM5 apresentou o melhor resultado, entretanto, o nível de energia para este sinal é 8 vezes maior que o sinal OFDM1, pois o mesmo apresenta um número 8 vezes menor de portadoras, sendo a melhora esperada de 9 dB, o que não confere com os resultados apresentados na tabela, motivo pelo qual se escolheu utilizar o sinal OFDM1 sendo porém o único fator limitante para sua utilização o efeito Doppler motivo pelo qual as velocidades das embarcações tornam-se importantes. Para altas frequências, tal resultado torna-se mais evidente pois a diferença entre o sinal OFDM1 e OFDM5 é menor.

Conclui-se que para futuras transmissões, torna-se evidente o uso de um sinal OFDM com o maior número de portadoras possível, desde que o sinal se encontre acima do patamar de ruído, com menor espalhamento de portadoras e com dois níveis de transmissão, ou seja, sinal binário.

6.4.1.3 Análise da frequência

Para a análise com a frequência, os sinais de baixa frequência, de 2 a 4 kHz, foram comparados com os sinais de alta frequência, de 5 a 7 kHz. Como resultado, os sinais de baixa frequência apresentaram a menor taxa de erro, como era o esperado, sendo mostrado na Tabela 44.

Tabela 44: Taxa de erro de bits pela faixa de frequência

08-Oct-2014_09-33-55_5m_			
		Baixa Frequência	Alta Frequência
OFDM1 – BPSK(1025)	equalizado	0,018	0,033
	diferencial	0,024	0,037
OFDM2 - $\pi/4$ -QPSK (513)	equalizado	0,021	0,058
	diferencial	0,052	0,131
OFDM3 – BPSK (257)	equalizado	0,032	0,038
	diferencial	0,064	0,053
OFDM4 - $\pi/4$ -QPSK (129)	equalizado	0,041	0,064
	diferencial	0,221	0,270
OFDM5 - BPSK (129)	equalizado	0,005	0,031
	diferencial	0,010	0,052
OFDM6 - BPSK (129)	equalizado	0,292	0,317
	diferencial	0,608	0,555

Para sinais futuros, utilizar frequências mais baixas para testar sinais a partir de 500 Hz, desde que não seja notado a presença de ruído de embarcações, pois é a frequência a partir da qual a resposta do projetor *Lubell* começa a ficar em um nível aceitável. Testar em novos *setups* e ambientes de medições e, para testar a diversidade de frequência, reduzir as altas frequências para valores mais próximos das baixas frequências.

6.4.1.4 Técnicas de diversidade

Com o objetivo de redução da taxa de erro, foram estudadas algumas técnicas de diversidade durante este trabalho. Dentre elas, podemos destacar a diversidade temporal, diversidade de frequência e espacial, sendo que a última não altera a taxa de transmissão, motivo pelo qual procurou-se buscar um melhor entendimento para esta técnica comparada com as demais.

6.4.1.5 Diversidade espacial

A técnica de diversidade espacial consiste em utilizar dois ou mais hidrofones em diferentes locais. No nosso estudo, foram utilizadas diferentes profundidades de recepção no ambiente submarino, buscando analisar a descorrelação do sinal e, através da combinação dos mesmos, retirar a informação transmitida.

Em alguns dos experimentos, foram utilizados 3 hidrofones Reson em 3 diferentes profundidades, 5 m, 10 m e 20 m, mostrados na Figura 113. Torna-se evidente que o efeito de nulo na frequência, gerado pelos diversos multipercursos, tende a não ocorrer ao mesmo tempo para as diversas alturas de recepção, motivo pelo qual o resultado apresenta uma melhora significativa para a taxa de erro de bits, quando é realizada a combinação dos sinais.

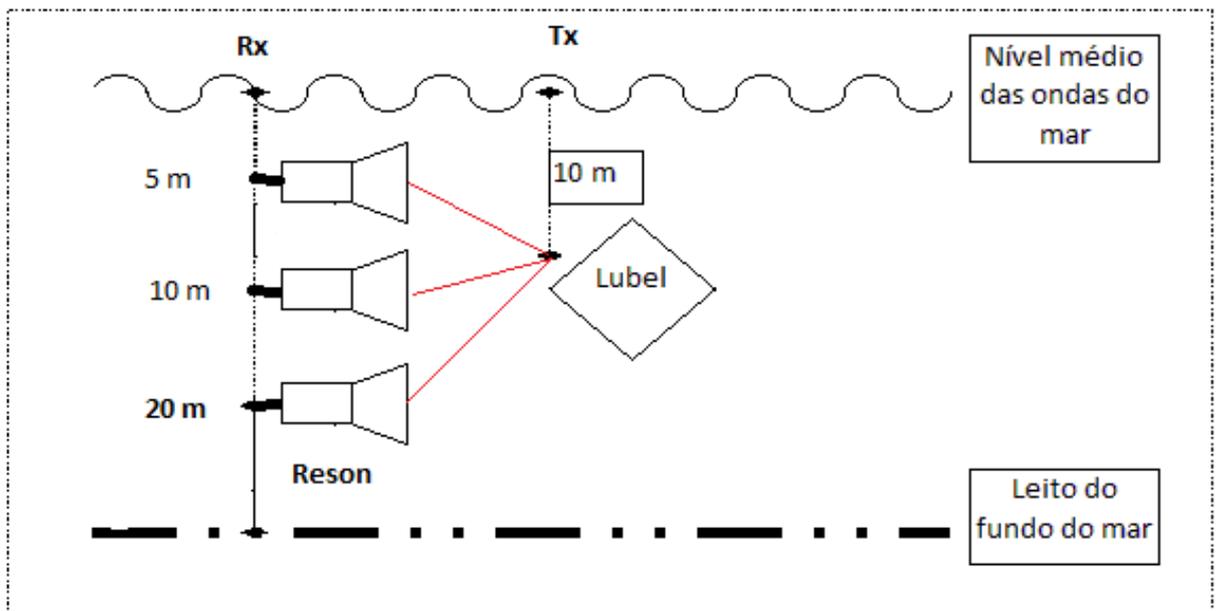


Figura 113: Comparação da influência de interferência para as profundidades de 10, 25 e 40 metros.

O primeiro sinal captado, simultaneamente, por três hidrofones posicionados em diferentes profundidades, ocorreu às 10h43min. Nesta ocasião, o receptor estava localizado a uma distância de 3,06 km da fonte do sinal. A

Tabela 45 e Tabela 46 listam os resultados obtidos para cada profundidade, relativos ao sinal OFDM1, respectivamente para as baixas e altas frequências. Além disso, elas mostram os resultados relativos da combinação das saídas dos detectores dos sinais nas diferentes profundidades. O resultado final com o uso da diversidade espacial e temporal, para cada frequência de sinal, encontra-se destacado. Verifica-se, em função dos ganhos das duas diversidades, que a taxa de erro final foi reduzida, por um fator da ordem de 100 no caso de baixas frequências e em torno de 20 para altas frequências. Assim, o comportamento do canal é mais favorável para baixas frequências. (PANARO,2015)

Tabela 45: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P1, a uma distância de 3,06 km para baixa frequência.

Sinal OFDM1 (2 a 4 kHz)	Taxa de Erro de Bit (BER)			
	Início	Meio	Fim	Combinação (I+M+F)
Profundidade				
10 m	0,1335	0,1432	0,1363	0,0625
25 m	0,0965	0,0882	0,088	0,0354

40 m	0,1147	0,093	0,0889	0,0448
Combinação	0,0186	0,0158	0,0144	0,0012
(P1+P2+P3)				

Tabela 46: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P1, a uma distância de 3,06 km para alta frequência.

Sinal OFDM1	Taxa de Erro de Bit (BER)			
(5 a 7 kHz)				
Profundidade	Início	Meio	Fim	Combinação
				(I+M+F)
10 m	0,1527	0,1261	0,1281	0,0604
25 m	0,1297	0,1393	0,1503	0,0649
40 m	0,1131	0,0986	0,1079	0,0389
Combinação	0,0342	0,0275	0,0293	0,0074
(P1+P2+P3)				

A Tabela 47e a Tabela 48 mostra os resultados para a recepção do sinal OFDM1 no ponto P4, distante cerca de 4,70 km da fonte de sinal. Neste caso, o resultado final foi mais favorável ao sinal de AF. Entretanto, o provável motivo foi à influência do ruído do motor da embarcação na recepção no hidrofone a 10 m de profundidade, pois, comparado com a situação anterior, o sinal possui menor amplitude por causa da distância entre Tx e Rx. Também, se constata que a BER foi menor para o sinal captado pelo hidrofone posicionado a 40 m de profundidade. Uma hipótese é que com o aumento da profundidade do leito do mar, o sinal estivesse sendo refratado em direção ao fundo.(PANARO,2015)

Tabela 47: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P4, a uma distância de 4,70 km para baixa frequência.

Sinal OFDM1	Taxa de Erro de Bit (BER)			
(2 a 4 kHz)				
Profundidade	Início	Meio	Fim	Combinação

				(I+M+F)
10 m	0,2682	0,219	0,214	0,1576
25 m	0,1599	0,1515	0,1622	0,0885
40 m	0,0813	0,0755	0,0763	0,0388
Combinação	0,0451	0,0313	0,0326	0,0105
(P1+P2+P3)				

Tabela 48: Desempenho do sinal OFDM1 recebido no ponto P4, a uma distância de 4,70 km para alta frequência.

Sinal OFDM1 (5 a 7 kHz)	Taxa de Erro de Bit (BER)				
	Profundidade	Início	Meio	Fim	Combinação (I+M+F)
10 m		0,1521	0,1533	0,1506	0,0667
25 m		0,1572	0,1435	0,1242	0,0681
40 m		0,1023	0,0953	0,0789	0,0427
Combinação		0,0374	0,0338	0,0208	0,0047
(P1+P2+P3)					

6.4.1.6 Diversidade frequencial

A Figura 114 mostra o nível médio na saída do processo de detecção para cada portadora do sinal OFDM1 de referência, em volts. Um nível de detecção maior indica mais confiabilidade no resultado da decodificação dos bits. Pode-se observar que o nível de verossimilhança varia com a frequência da portadora e está relacionado com a resposta de frequência do canal, como mostra a Figura 115. Como a resposta para baixas e altas frequências tende a ser descorrelacionada, então, existe uma oportunidade de aproveitar essa diversidade, para a melhoria no desempenho do sistema, a partir da combinação das saídas dos detectores de AF (altas frequências, 5 a 7 kHz) e de BF (baixas frequências, 2 a 4 kHz). (PANARO, 2015)

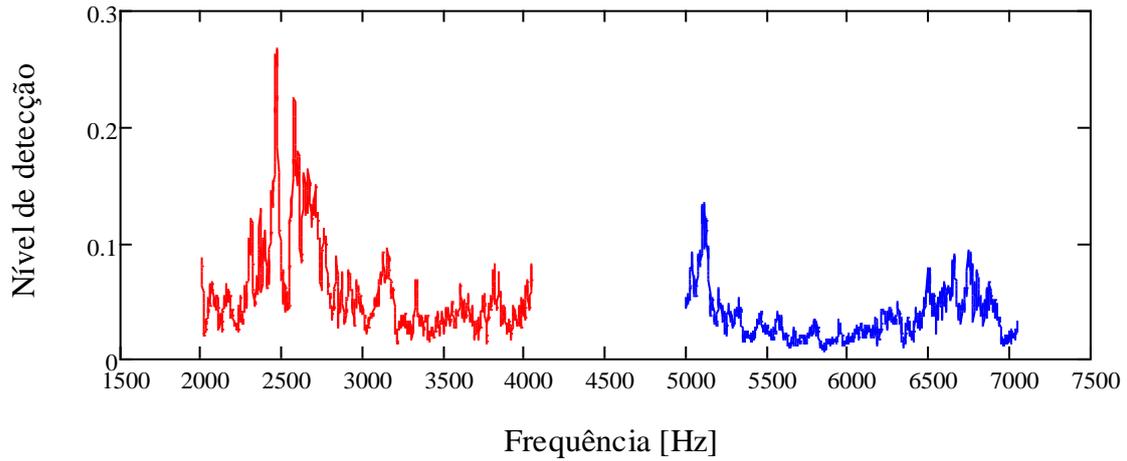


Figura 114: Nível médio de detecção do sinal OFDM1 de referência, para altas e baixas frequências.

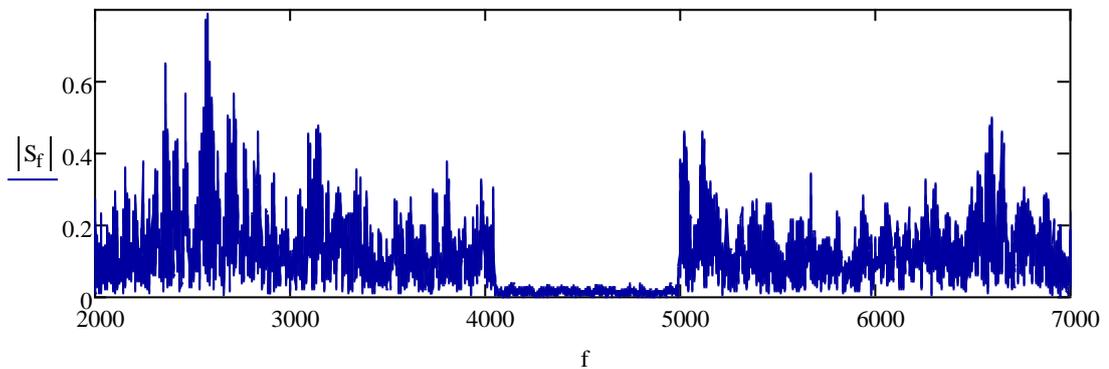


Figura 115: Espectro do sinal OFDM1 para altas e baixas frequências.

A Tabela 49 mostra os resultados obtidos a partir da combinação das saídas dos detectores dos sinais de alta e baixa frequência, para se beneficiar da diversidade em frequência dos sinais. Mais uma vez, constata-se que o melhor resultado ocorre para o sinal OFDM1.

Tabela 49: Desempenho dos sinais OFDM de referência com diversidade de frequência (AF + BF).

Sinal	BER
OFDM1	0,0058
OFDM2	0.0095
OFDM3	0.0098
OFDM4	0.0520
OFDM5	0.0063
OFDM6	0.0156

6.4.1.7 Diversidade temporal

O resultado para a técnica de diversidade temporal pode ser encontrado em todas as tabelas dos sinais OFDM, tendo em vista que em todas as análises foram utilizadas a combinação de 3 intervalos de tempo na duração total de cada símbolo OFDM.

6.4.1.8 Codificação de canal

Devido à severidade do canal acústico submarino, mesmo para curtas distâncias, há incidência de erros. A solução empregada em todos os sistemas de transmissão modernos consiste na utilização de codificação de canal para controle de erro.

Os códigos de erro introduzem bits redundantes aos dados, de modo a possibilitar a detecção e a correção dos erros de transmissão. Para cada k bits de dados, o código agrega $(n - k)$ bits de redundância, de modo que n bits são efetivamente transmitidos. Assim, a taxa de codificação é dada por $r = k/n$. Na decodificação dos dados, os bits redundantes são usados para a recuperação dos bits com erro e são, então, descartados. Isso implica que a taxa de transmissão efetiva é dada por $R_{ef} = r \cdot R_{nom}$, onde R_{nom} é a taxa de transmissão sem codificação.

De modo a avaliar a efetividade da aplicação da codificação de canal sobre os sinais OFDM transmitidos, os dados foram codificados empregando códigos de repetição de n bits, com n variando de 1 a 8. Os bits redundantes foram distribuídos, uniformemente, nas portadoras de um mesmo símbolo, com máximo espaçamento. Como a taxa de codificação desse tipo de código é dada por $r = 1/n$, então as taxas de codificação empregadas variaram de 1 (ausência de codificação) até 1/8. Em consequência, a taxa de transmissão efetiva para o sinal OFDM1 variou de 1024 até 128 b/s.

A Tabela 50 e a Tabela 51 mostram as taxas de erro de bits usando a codificação de canal sobre os dados do sinal OFDM1 recebido no ponto P4, do 5^o experimento. Os resultados na Tabela 50 são referentes aos sinais de baixa frequência, enquanto que na Tabela 51 são para os de alta frequência. Nota-se que a BER tende a zero com o aumento do número de repetições. "N = 1" representa o sinal sem codificação e "Comb" representa o sinal combinado de diversidade espacial, além da temporal. (PANARO,2015)

Tabela 50: Desempenho dos sinais OFDM1 recebidos em P4 com codificação de canal para baixas frequências.

N	1	2	3	4	5	6	7	8
10m	0.1576	0.0965	0.066	0.0461	0.0314	0.0165	0.0116	0.0125
25m	0.0885	0.0322	0.0147	0.0047	0.0025	0.0012	0	0
40m	0.0388	0.0125	0.0012	0.0012	0	0	0	0
Comb	0.0105	0.0012	0.0003	0	0	0	0	0

Tabela 51: Desempenho dos sinais OFDM1 recebidos em P4 com codificação de canal para altas frequências.

N	1	2	3	4	5	6	7	8
10m	0.0667	0.0193	0.0076	0.0031	0.0015	0	0	0
25m	0.0681	0.0201	0.0094	0.0027	0.002	0.0006	0	0
40m	0.0427	0.0135	0.005	0.0008	0.001	0.0018	0	0
Comb	0.0047	0.0004	0.0003	0	0	0	0	0

Convém ressaltar que a taxa de erro foi a zero no caso da combinação espacial das saídas, para $n = 4$ e, neste caso, a taxa efetiva de transmissão seria de 256 b/s, a mesma dos sinais OFDM5 e OFDM6, de alta energia, porém esses últimos para essa mesma taxa, fornecem uma BER elevada. Assim, pode-se concluir novamente que a estratégia de espalhamento da energia do sinal em um número maior de portadoras, como realizada pelo sinal OFDM1, mostra-se mais eficiente do que a concentração em poucas portadoras.

Finalmente, a Tabela 52 lista as taxas de erro resultantes para a combinação dos sinais de AF e BF, quando a transmissão foi realizada, simultaneamente, nas duas bandas de frequências. Neste caso, a potência de transmissão total seria o dobro em relação aos sinais individuais. Como no caso de combinação espacial, o código de repetição com $n = 2$ foi suficiente para anular a BER, então a taxa de transmissão efetiva atingiria 512 b/s neste caso.

Tabela 52: Desempenho dos sinais OFDM1 de AF e BF combinados e com codificação de canal

n	1	2	3	4	5	6	7	8
10m	0.0378	0.0098	0.0009	0.0004	0.0005	0.0006	0	0
25m	0.0219	0.0029	0	0	0	0	0	0
40m	0.0099	0.0012	0.0003	0	0	0	0	0
comb	0.0004	0	0	0	0	0	0	0

Capítulo 7

Conclusão

Como parte do Projeto de Comunicações Submarinas (CSub) realizado em parceria do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da UFF e o Instituto de Estudos do Mar Almirante Paulo Moreira (IEAPM), foi realizada uma série de experimentos envolvendo medições no canal acústico submarino, para avaliar o desempenho dos sistemas de transmissão empregados.

Os experimentos tiveram o intuito de determinar as características e parâmetros principais para alavancarem o desenvolvimento de equipamentos de comunicação submarina. Diversas técnicas de modulação foram empregadas e a OFDM mostrou os melhores resultados. Em cada símbolo OFDM, cada portadora foi modulada pela técnica DPSK, que apresentou as menores taxas de erro de bits para os sinais faixa estreita testados. Assim, foram realizadas medições de sinais OFDM com diferentes parâmetros, em duas bandas de frequências e, sob diversas condições, de modo que se pudesse experimentar o ambiente submarino real, no qual as comunicações possam ser realizadas com efetividade e repetibilidade.

Os sinais OFDM a distâncias menores apresentaram um comportamento menos crítico, permitindo a sua demodulação com a recuperação correta da maioria dos bits de dados. Os erros ocorreram porque algumas portadoras são profundamente afetadas pelo desvanecimento seletivo em frequência.

A análise das características do sinal, a uma distância aproximada de 7 km da fonte, revelou que as subportadoras do sinal OFDM foram fortemente afetadas pelo desvanecimento seletivo do canal acústico submarino, fazendo com que a resposta de frequência apresentasse muitas flutuações de ganho e variações abruptas na fase. Além disso, os espectros dos símbolos consecutivos apresentaram alterações substanciais, confirmando que a resposta do canal sofre variações rápidas no tempo. Logo, isso indica que o canal acústico submarino tem um comportamento bastante dispersivo, pois, além da rapidez do desvanecimento, o mesmo também é seletivo em frequência.

De um modo geral, o ruído que contaminou o sinal analisado era moderado, no entanto, devido ao desvanecimento seletivo, diversas portadoras tiveram suas amplitudes reduzidas excessivamente, o que as tornou propensas a erros de dados na recepção. Da discussão anterior, pode-se concluir que o desvanecimento temporal do sinal exerce alguma influência sobre a BER, porque causa variações na SNR média dos símbolos. Cada símbolo OFDM, no entanto, é composto por um número grande de subportadoras que, por sua vez, transportam os bits de dados. A probabilidade de que ocorra um erro numa certa portadora, depende da SNR daquela portadora específica. Como se pôde constatar, os erros se localizam, em sua grande maioria, justamente nas portadoras cujas amplitudes sofrem grande atenuação e, portanto, a SNR é pequena localmente.

Foi constatado que o efeito da aplicação de técnicas de diversidade temporal e diversidade na frequência do sinal OFDM é bastante efetivo. Outro recurso utilizado para aumentar o desempenho do sistema de transmissão foi a codificação de canal. A decodificação do sinal empregando técnicas de diversidade temporal e na frequência, além de codificação, resultou em drástica redução dos erros, sendo que para os sinais transmitidos com o aparato e a potência disponíveis, todos os erros puderam ser recuperados, ($BER = 0$), para distância da ordem de 7 km.

A análise dos resultados para o último experimento indicou, mais uma vez, que o canal acústico submarino é muito adverso. A relação sinal-ruído dos sinais recebidos é relativamente alta, devido à pequena distância entre o transmissor e o receptor, o que faz com que o sinal seja recebido com boa intensidade, entretanto, as taxas de erro obtidas são significativas.

Como consequência do desvanecimento temporal, há certo grau de diversidade entre as detecções das parcelas inicial (I), mediana (M) e final (F), no domínio do tempo. Essa diversidade pode ser explorada por meio da combinação das saídas dos detectores. Verificou-se que a técnica de decisão suave (*soft*), na maioria dos casos, fornece resultados melhores do que o método de decisão majoritária (*hard*).

Comparando o desempenho relativo dos seis tipos de sinais OFDM empregados, a constatação mais evidente é a ineficiência relativa dos sinais com portadoras de alta energia. Assim, os sinais OFDM1 a OFDM4 possuem a mesma energia de bit, enquanto que os bits dos sinais OFDM5 e OFDM6 têm oito vezes mais energia, resultando em um incremento de 9 dB na relação sinal ruído por bit, E_b/N_0 .

Para os sinais OFDM1 e OFDM5 de baixa frequência, na faixa de 2 a 4 kHz, as taxas de erro obtidas foram melhores para o segundo sinal, porém não teve um incremento conforme previsto na teoria. Um resultado ainda pior ocorreu para esses sinais em alta frequência. Considerando que esses dois sinais compartilham as mesmas configurações, exceto o número de portadoras, então, se o canal fosse do tipo AWGN, um incremento de 9 dB na E_b/N_0 faria com que a taxa de erro do sinal OFDM5 fosse reduzida para níveis ínfimos. Assim, esses resultados indicam que não é eficiente aumentar a energia das portadoras, em troca da redução do número de portadoras e consequente diminuição da taxa de transmissão.

Os sinais OFDM2 e OFDM4 têm em comum que as portadoras empregam modulação QPSK. Em decorrência, houve uma ligeira elevação da taxa de erro para os sinais equalizados, conforme previsto na teoria, em relação às suas contrapartes BPSK, OFDM1 e OFDM3, respectivamente. Assim, esses sinais podem ser uma opção válida no caso de se dispor de capacidade de potência de transmissão, caso haja limitação na banda de frequências, por exemplo, por causa da limitação na resposta de frequência do projetor acústico de transmissão. No caso do sinal diferencial, percebeu-se o aumento da taxa de erro quando comparado a tais sinais.

Quanto ao espaçamento de frequência das portadoras, os resultados obtidos para os sinais OFDM2 e OFDM4 sugerem, devido à reduzida banda de coerência do canal, que é preferível manter esse espaçamento reduzido como nos sinais OFDM1 e OFDM3. Com isso, a variação de fase entre duas portadoras adjacentes é menor, causando menos erros na detecção PSK diferencial. A redução do espaçamento entre portadoras, no entanto, não pode ser reduzida indefinidamente, porque isso estende o intervalo de símbolo em demasia, além de tornar mais crítico aos efeitos da dispersão Doppler.

Os resultados obtidos a partir da combinação das saídas dos detectores dos sinais de alta e baixa frequência, mostraram que é possível se beneficiar da diversidade em frequência dos sinais. O melhor resultado foi obtido, como em outros casos, para o sinal OFDM1.

Para o sinal captado por três hidrofones simultaneamente, o receptor estava localizado a uma distância de 3,06 km da fonte do sinal. Verificou-se, em função dos ganhos de diversidade temporal e espacial, que a taxa de erro final foi reduzida, por um fator da ordem de 100 no caso de BF, e em torno de 20 para AF. Assim, o comportamento do canal mostrou-se mais favorável para baixas frequências. O limite de recepção para o sinal OFDM1 ocorreu para uma distância de 6,9 km. Neste caso, só foi possível recuperar o sinal de baixa frequência. Além disso, o sinal captado a 10 m de profundidade estava completamente

degradado. Neste caso, o sinal de melhor desempenho foi o captado na maior profundidade (40 m). Esse fato pode estar ligado ao aumento da profundidade do leito do mar e a ocorrência de refração em direção ao fundo.

Devido à severidade do canal acústico submarino, mesmo para curtas distâncias, há incidência de erros. A solução, empregada em todos os sistemas de transmissão modernos, consiste na utilização de codificação de canal para controle de erro.

De modo a avaliar a efetividade da aplicação da codificação de canal sobre os sinais OFDM transmitidos, os dados foram codificados empregando códigos de repetição de n bits, com n variando de 1 a 8. Como resultado, a BER tendeu a zero com o aumento do número de repetições.

A taxa de erro foi anulada, no caso da combinação espacial das saídas, a partir de $n = 4$ e, portanto, a taxa efetiva de transmissão alcançou 256 b/s livre de erros, a mesma dos sinais OFDM5 e OFDM6, de alta energia. Para esses últimos, entretanto, na mesma taxa, a BER é muito mais elevada, logo, pode-se concluir que a estratégia de espalhamento da energia do sinal em um número maior de portadoras, como realizada pelo sinal OFDM1, mostra-se mais eficiente do que a concentração em um número menor de portadoras.

Finalmente, para diversidade em frequência, com a combinação dos sinais de AF e BF, para a transmissão realizada nas duas bandas de frequências, o código de repetição de apenas dois bits foi capaz de recuperar todos os erros e a taxa de transmissão resultante, então, atingiu 512 b/s.

Dados os resultados descritos, pode-se concluir que a tecnologia OFDM é bastante adequada e promissora para a aplicação em sistemas de comunicações acústicas submarinas. A grande flexibilidade de configuração e facilidade de implementação de diversas técnicas de modulação, equalização, diversidade e codificação, fornecida pelos sistemas OFDM, permite operar com confiabilidade em canais de transmissão hostis, como é o caso do canal acústico submarino.

Em função dos resultados dos experimentos e das conclusões obtidas a partir da análise dos mesmos, sugerem-se as seguintes recomendações em pesquisas futuras e no desenvolvimento de equipamentos para comunicação acústica submarina:

- O canal acústico submarino tem um comportamento variante no tempo e na frequência e apresenta características de desvanecimento rápido no tempo e

seletivo na frequência, por isso deve-se distribuir a energia do sinal no tempo e na frequência. Os sinais OFDM e *spread-spectrum* preenchem esse requisito;

- Emprego preferencial da faixa de frequências entre 2 kHz e 4 kHz que, de modo geral, mostrou-se mais eficiente, no entanto, se possível, distribuir as portadoras em toda a faixa de 2 kHz a 7 kHz. Isso exige a disponibilidade de projetores de banda larga e potência mais elevada para manter a energia das portadoras em níveis adequados, acima do ruído de fundo, mas aumenta a diversidade;
- Como o canal é seletivo na frequência e a banda de coerência é reduzida, deve-se manter o espaçamento entre portadoras suficientemente pequeno, para facilitar a equalização da resposta do canal e/ou a detecção não coerente. A dispersão Doppler e o aumento do intervalo de símbolo, na proporção inversa, é um fator limitante. Requer uma solução de compromisso;
- Empregar codificação de canal eficiente: código convolucional concatenado com Reed-Solomon, códigos turbo, etc. O ganho de codificação deve fornecer vários dB de margem, quando comparado com o código de repetição;
- Testar métodos eficientes de equalização de canal, que amenizam a influência do ruído, como o MMSE (Minimum Mean Square Error) e o uso de algoritmos recursivos como o RLS (Recursive Least Square) e o .LMS (Least Mean Square);
- Demodulação em tempo real, necessária para transmitir as mensagens de caráter operacional aos submarinos;
- Correção de Doppler em tempo real e
- Transmissão de sinais com um maior número de bits para levantamento real da curva de taxa de erro de bits.

Capítulo 8

Referências Bibliográficas

- ALBUQUERQUE, C. P E PINTO, E. L. **Desempenho da técnica OFDM em canais com desvanecimento seletivo em frequência.** [s.l.] Instituto Militar de Engenharia., 2001.
- BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics.** [s.l.] John Wiley & Sons, 2012. p. 1018
- BOOR, C. DE. **A Practical Guide to Splines.** [s.l.] Springer, 1978. p. 392
- BRENNAN, C. **Basic Acoustic Theory.** [s.l.: s.n.].
- CHANG, R.; GIBBY, R. A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme. **Communication Technology, IEEE Transactions on**, v. 16, n. 4, p. 529–540, 1968.
- COLERI, S. et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. **IEEE Transactions on Broadcasting**, v. 48, n. 3, 2002.
- DIAS, J. T. **DESEMPENHO DE ALGORITMOS PARA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE SINCRONIZAÇÃO EM SISTEMAS OFDM.** [s.l.] INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA, 2006.
- ERGEN, M. **Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE.** [s.l.] Springer Science & Business Media, 2009. p. 529
- FONSECA, F. J. B. DA. **ANÁLISE DO COMPORTAMENTO FAIXA ESTREITA DO CANAL RÁDIO MÓVEL EM 3,5 GHz.** [s.l.: s.n.].
- FUKUHARA, T. et al. A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel. **The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring.**, v. 4, 2003.

- HARADA, H.; PRASAD, R. **Simulation and Software Radio for Mobile Communications, Volume 1**. [s.l.] Artech House, 2002. p. 467
- HAYKIN. **An Introduction To Analog And Digital Communications**. [s.l.] Wiley India Pvt. Limited, 2009. p. 672
- HAYKIN, S. **Sistemas de comunicação - 4.Ed.** [s.l.] Bookman, 2007. p. 838
- HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. [s.l.] Pearson Education, Limited, 2013. p. 889
- HAYKIN, S. S.; VEEN, B. VAN. **Sinais E Sistemas**. [s.l.] Bookman Companhia Ed, 2001. p. 668
- HODGES, R. P. **Underwater Acoustics: Analysis, Design and Performance of Sonar**. [s.l.] John Wiley & Sons, 2011. p. 366
- IBNKAHLA, M. **Signal Processing for Mobile Communications Handbook**. [s.l.] CRC PressINC, 2005. p. 872
- LANBO, L.; SHENGLI, Z.; HONG, C. J. Prospects and problems of wireless communication for underwater sensor networks. **Wireless Communications and Mobile Computing**, v. 8, n. 8, p. 977–994, 2008.
- LICHTE, H. **On the influence of horizontal temperature layers in sea water on the range of underwater sound signals**, 1977. Disponível em:
<<https://darchive.mblwhoilibrary.org/handle/1912/3021>>. Acesso em: 3 dez. 2014
- MATOS, L. J. DE. **Modelagem do Canal Acústico Submarino**. 2014.
- MEDWIN, H.; CLAY, C. S. **Fundamentals of Acoustical Oceanography**. [s.l.] Academic Press, 1997. v. 5p. 712
- MUHAMMAD SAAD AKRAM. **Pilot-based Channel Estimation in OFDM Systems**. [s.l.: s.n.].
- OCHIAI, H.; IMAI, H. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. **Communications, IEEE Transactions on**, v. 49, n. 2, p. 282–289, 2001.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discrete-Time Signal Processing**. [s.l.] Pearson Education, Limited, 2013. p. 1056
- PANARO, J. S. G. **Sistema Acústico de Comunicação Submarina**. 2015

PEEBLES, P. Z. **Digital Communication Systems**. Disponível em: <http://www.amazon.com/Digital-Communication-Systems-Peyton-Peebles/dp/0132119706/ref=sr_1_3?s=books&ie=UTF8&qid=1414769183&sr=1-3>. Acesso em: 31 out. 2014.

PELED, A.; RUIZ, A. **Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms** ICASSP '80. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. **Anais...**Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1980 Disponível em: <<http://www.mendeley.com/research/frequency-domain-data-transmission-using-reduced-computational-complexity-algorithms-1/>>. Acesso em: 20 out. 2014

POLLET, T.; VAN BLADEL, M.; MOENECLAHEY, M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. **IEEE Transactions on Communications**, v. 43, n. 2 -4 pt 1, p. 191–193, 1995.

RINNE, J.; RENFORS, M. Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 42, n. 4, 1996.

STOJANOVIC, M.; PREISIG, J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization. **IEEE Communications Magazine**, v. 47, n. 1, p. 84–89, jan. 2009.

TOMASI, B. **The Underwater Acoustic Channel and its Impact on Adaptive Communications Schemes and Networking Protocols**. [s.l.] Scuola di Dottorato in Ingegneria dell'Informazione, 2012.

URICK, R. J. Principles of underwater sound. **3rd ed.**, 1983.

XAVIER, J. D. M. **Modulation Analysis for an Underwater Communication Channel**. [s.l.] Universidade do Porto., 2012.

YACOUB, M. D. **Foundations of Mobile Radio Engineering**. [s.l.] CRC Press, 1993. p. 496

ZHAO, X., CHENG, R., ONG, D. **A comparative analysis of pilot placement schemes in frequency-selective fast fading MIMO channel**. In: Wireless Telecommunications Symposium, 2007. WTS. **Anais...**[s.d.]