

TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS OFDM EM CANAIS
HF BASEADAS NO ARRANJO *COMB-TYPE* DE SUBPORTADORAS PILOTO

Marcelo Ferreira da Silva

Dissertação de Mestrado apresentada ao
Programa de Pós-graduação em Engenharia
Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio
de Janeiro, como parte dos requisitos necessários
à obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Rio de Janeiro
Outubro de 2012

TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS OFDM EM CANAIS
HF BASEADAS NO ARRANJO *COMB-TYPE* DE SUBPORTADORAS PILOTO

Marcelo Ferreira da Silva

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.

Prof. José Gabriel Rodriguez Carneiro Gomes, Ph.D.

Dra. Emília Matos do Nascimento, D.Sc.

Dr. Rubens Lopes de Oliveira, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

OUTUBRO DE 2012

Silva, Marcelo Ferreira da

Técnicas de Estimação de Canal para Sistemas OFDM em Canais HF Baseadas no Arranjo Comb-Type de Subportadoras Piloto/ Marcelo Ferreira da Silva. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2012.

XIV, 64p.: il; 29,7 cm

Orientadora: Mariane Rembold Petraglia

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2012.

Referências Bibliográficas: p 62-64

1. OFDM. 2. Estimação de Canal. 3. Transmissão HF. 4. Comunicação sem fio. I. Petraglia, Mariane Rembold. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*À minha esposa Ligianda e
à minha filha Aline*

Agradecimentos

A Deus, pela minha existência.

À Professora Doutora Mariane Rembold Petraglia, que me orientou neste trabalho e de quem fui aluno, por sua prontidão em me ajudar sempre que precisei e por sua paciência.

Aos colegas de trabalho do IPqM, José Ricardo, Milton, Guilherme, Laila e minha chefe Maria Odete pelo constante apoio e incentivo.

Ao colega de trabalho José Gomes de Carvalho Júnior por sua colaboração fundamental e decisiva na fase final da elaboração desta dissertação.

À Marinha do Brasil por ter me concedido a oportunidade de cursar este mestrado.

À minha família pela compreensão e paciência nos momentos em que estive indisponível por conta da elaboração deste trabalho.

A todos que contribuíram, direta ou indiretamente, na realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M, Sc.).

TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS OFDM EM CANAIS
HF BASEADAS NO ARRANJO *COMB-TYPE* DE SUBPORTADORAS PILOTO

Marcelo Ferreira da Silva

Outubro/2012

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

A propagação ionosférica, usando a banda de HF, tem sido um meio viável de comunicação de longa distância por muitos anos. Embora a transmissão de informação digital usando este meio de propagação seja vista com muito problemática devido às adversidades impostas pelo comportamento imprevisível da ionosfera, em aplicações onde a demanda em termos de taxa de bits é modesta, pode representar uma interessante alternativa ao uso de satélites, especialmente em aplicações militares.

O presente trabalho tem como objetivo dar continuidade a um trabalho anterior, que avaliou o desempenho da técnica OFDM em canais HF, no sentido de propor técnicas de estimação de canal que possibilitem melhores resultados em termos de taxa de erro de bit.

As técnicas propostas nesta dissertação são baseadas na transmissão contínua de subportadoras piloto dispostas de acordo com o arranjo conhecido como *Comb-Type*.

O desempenho das técnicas foi avaliado para canais HF em ambiente simulado e os resultados obtidos comparados aos do trabalho de referência.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.).

CHANNEL ESTIMATION TECHNIQUES FOR OFDM SYSTEMS ON HF
CHANNELS BASED ON COMB-TYPE PILOT ARRANGEMENT

Marcelo Ferreira da Silva

October/2012

Advisor: Mariane Rembold Petraglia

Department: Electric Engineering

The ionospheric propagation, using the HF band, has been a viable means of long distance communication for many years. Although the transmission of digital information using this propagation medium is considered very problematic because of the adversities imposed by the unpredictable behavior of the ionosphere, in applications where the demand in terms of bit rate is modest, it may represent an interesting alternative to the use of satellites, especially in military applications.

This work aims to continue a previous study, which evaluated the performance of OFDM technique on HF channels, proposing channel estimation techniques that lead to better results in terms of bit error rate.

The techniques proposed in this work are based on continuous transmission of pilot subcarriers arranged according to the arrangement known as Comb-Type.

The performance of the investigated technics was evaluated for channels HF in simulated environment and the results compared to the referenced previous work.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas.....	xiii
Lista de Abreviaturas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Motivação.....	2
1.2 Objetivo.....	2
1.3 Organização da Dissertação	3
2 Comunicações Sem Fio.....	4
2.1 Atenuação com a Distância.....	5
2.2 Desvanecimento por Sombreamento.....	6
2.3 Desvanecimento por Multipercurso	6
2.4 Desvio Doppler	8
2.5 Caracterização de Canais Sem Fio.....	8
2.5.1 Espalhamento Temporal e Banda de Coerência.....	8
2.5.2 Espalhamento Doppler e Coerência Temporal.....	10
3 Propagação na Banda de HF	12
3.1 Histórico	12
3.2 Ionosfera.....	13
3.2.1 Propagação Ionosférica	15
3.3 Modelagem do Canal HF	17
4 Modulação Multiportadora e OFDM	20
4.1 Modulação OFDM	20
4.2 Histórico	22
4.3 Geração de Símbolos OFDM	23
4.4 Prefixo Cíclico	25
4.5 Modulador e Demodulador OFDM.....	28
5 Estimação de Canal em Sistemas OFDM	30
5.1 Estimação de Baseada no Arranjo do Comb-Type.....	32
5.1.1 Métodos de Interpolação	34

5.1.2	Estimador baseado em Máxima Verossimilhança.....	36
5.1.3	Estimação baseada no algoritmo LMS.....	39
6	Comparação dos Métodos de Estimação do Canal HF	43
6.1	Descrição do Ambiente de Simulação.....	43
6.2	Avaliação do Desempenho das Técnicas de Estimação	48
7	Conclusões	60
	Referências Bibliográficas	62

Lista de Figuras

Figura 2.1: Perda de potência em sinais de radiofrequência vista no receptor.....	5
Figura 2.2: Mecanismos que viabilizam a recepção de sinais de radiofrequência sem visada direta.....	7
Figura 2.3: Potência de um sinal recebido em um ambiente com propagação por multipercurso em função do tempo	7
Figura 2.4: Medição do <i>Power Delay Profile</i>	9
Figura 2.5: Desvanecimento plano e seletividade em frequência	10
Figura 2.6: Exemplos de canal com alta (a) e baixa (b) coerência temporal.....	11
Figura 3.1: Camadas da ionosfera	14
Figura 3.2: Mudança de direção de propagação de uma onda eletromagnética ao atravessar camadas com diferentes índices de refração.....	16
Figura 3.3: Percurso de ondas de rádio em HF de mesma frequência em função do ângulo de incidência na ionosfera	16
Figura 3.4: Diagrama em blocos do modelo do canal HF.....	18
Figura 4.1: Modulação multiportadora sem intervalo de guarda.....	21
Figura 4.2: (a) Modulação multiportadora sem sobreposição; (b) Modulação com subportadoras ortogonais.....	21
Figura 4.3: Espaçamento de subportadoras de forma a torná-las ortogonais	23
Figura 4.4: Inserção do intervalo de guarda para evitar a interferência entre símbolos..	26
Figura 4.5: Intervalo de guarda implementado pela ausência de sinal.....	26
Figura 4.6: Intervalo de guarda implementado pela cópia da porção final do símbolo seguinte.....	27
Figura 4.7: (a) Modulador e (b) demodulador OFDM.	29
Figura 5.1: Arranjos básicos para subportadoras piloto em sistemas OFDM	31
Figura 5.2: Ação do canal sobre as subportadoras no domínio da frequência.....	34
Figura 5.3: Aumento da resolução no domínio da frequência obtida pela aplicação de “zero-padding” no domínio do tempo.	36
Figura 5.4: Esquema de uma aplicação de filtragem adaptativa.	39
Figura 6.1: Diagrama em blocos do ambiente de simulação.....	44
Figura 6.2: Codificador convolucional sugerido na MIL-STD-188-110B.....	45
Figura 6.3: Constelações das modulações utilizadas nas simulações.....	46
Figura 6.4: Resposta em frequência do filtro de 3 kHz.....	47
Figura 6.5: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados.	

Taxa: 4266,67 bps.....	49
Figura 6.6: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 7466,67 bps.....	49
Figura 6.7: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 7466,67 bps.....	50
Figura 6.8: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps.....	50
Figura 6.9: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 9333,33 bps.....	51
Figura 6.10: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 5333,33 bps.....	51
Figura 6.11: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 9333,33 bps.....	52
Figura 6.12: Visualização da constelação dos símbolos recebidos sem equalização e após a equalização feita a partir dos diferentes métodos de estimação.....	52
Figura 6.13: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 6400,00 bps.....	53
Figura 6.14: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 7466,67 bps.....	53
Figura 6.15: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 4266,67 bps.....	54
Figura 6.16: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 384 de dados. Taxa: 6400,00 bps.....	54
Figura 6.17: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps.....	55
Figura 6.18: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 9333,33 bps.....	55
Figura 6.19: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 5333,33 bps.....	56
Figura 6.20: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados.	

Taxa: 4266,67 bps.....	56
Figura 6.21: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 6400,00 bps.....	57
Figura 6.22: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 4266,67 bps.....	57
Figura 6.23: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 7466,67 bps.....	58
Figura 6.24: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 32-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados. Taxa: 5333,33 bps.....	58
Figura 6.25: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps.....	59

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Parâmetros para avaliação de desempenho de modems HF recomendados na ITU-R F.1487.....	19
Tabela 6.1: Dimensões das matrizes de entrelaçamento.....	45

Lista de Abreviaturas

ADC	<i>Analog-to-digital Converter</i>
ALE	<i>Automatic Link Establishment</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLOS	<i>Beyond Line-of-sight</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
DAC	<i>Digital-to-analog Converter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DPSK	<i>Differential Phase-shift Keying</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
HF	<i>High Frequency</i>
ICI	<i>Inter-carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
ISI	<i>Inter-symbol Interference</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LF	<i>High Frequency</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LS	<i>Least Squares</i>
LOS	<i>Line-of-sight</i>
MLE	<i>Maximum Likelihood Estimator</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PDP	<i>Power Delay Profile</i>
PSK	<i>Phase-shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	<i>Radio-frequency</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio</i>

Capítulo 1

Introdução

As ondas de radiofrequência na banda HF (do inglês *High Frequency*), correspondente à faixa de 3 a 30 MHz, ao entrarem na ionosfera, sob condições adequadas, sofrem repetidas refrações e com isto têm suas trajetórias desviadas aos poucos até retornarem à superfície terrestre em pontos distantes, permitindo a propagação além da linha de visada. O principal atrativo para o uso desta faixa de frequências em comunicações é, portanto, a possibilidade de cobertura de grandes distâncias, mesmo em transmissões de baixa potência, sem a necessidade de qualquer tipo de infraestrutura preexistente como, por exemplo, estações rádio base e satélites. Em aplicações militares isto se traduz em baixo custo operacional, mobilidade e maior controle sobre a comunicação.

Por outro lado, quando se considera a necessidade de transporte de informação digital em taxas elevadas, os enlaces HF oferecem sérias limitações. Devido às distâncias envolvidas na propagação e à natureza dispersiva, variante no tempo e aleatória da ionosfera, os distúrbios inerentes às comunicações sem fio se apresentam de forma especialmente severa na faixa de HF. Dentre estes efeitos, o mais importante é o espalhamento temporal por multipercurso que, no caso dos canais HF, pode chegar a alguns milissegundos [1]. Em comunicações digitais, este distúrbio ocasiona a chamada interferência intersimbólica (ISI, do inglês *Inter-Symbol Interference*) que é uma das principais causas de elevação das taxas de erro de bit (BER) em sistemas de comunicação digital sem fio.

O documento do departamento de defesa americano MIL-STD-188-110/B [2], onde estão estabelecidos padrões mínimos de desempenho e interoperabilidade para modems de dados, estabelece que os modems HF devem operar sob um canal de voz com apenas 3 kHz de largura de banda. Esta limitação, em conjunto com a necessidade de se evitar a ISI, sugere a necessidade do uso de uma técnica de modulação que ofereça ao mesmo tempo alta eficiência espectral e resistência aos efeitos da propagação multipercurso. O esquema de modulação conhecida como multiplexação por divisão em

frequências ortogonais (OFDM, do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) atende a estes dois requisitos. Assim como na técnica de transmissão paralela convencional, o esquema OFDM permite o alongamento da duração de símbolos sem a proporcional redução na vazão de dados, o que confere maior robustez com relação aos efeitos do multipercurso. Outra importante característica é a sobreposição de subportadoras, o que garante melhor aproveitamento da banda disponível. Em razão destas e de outras vantagens, existem hoje diversos sistemas que empregam este esquema de modulação, incluindo redes sem fio, sistemas de difusão de TV e áudio digital, e sistemas de banda larga por linha telefônica.

1.1 Motivação

A avaliação do desempenho do OFDM em canais HF foi tema do trabalho de DUTRA [3]. Os resultados obtidos naquele estudo, em ambiente simulado, mostraram que a modulação OFDM atende às exigências de desempenho para transmissões em canais HF sob as condições de propagação especificadas na MIL-STD-188-110/B. As técnicas de estimação de canal que foram utilizadas naquele trabalho se baseiam na transmissão periódica de valores de referência em subportadoras piloto e em métodos de interpolação para a estimação completa do canal. Os resultados obtidos levaram o autor de [3] a concluir que as técnicas utilizadas são muito eficientes. No entanto, em sua conclusão, o autor, em uma das sugestões para trabalhos futuros, propõe que sejam avaliados outros esquemas de equalização/estimação, que possibilitem redução nas taxas de erro.

1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho é investigar técnicas de estimação de canal de baixa complexidade para sinais OFDM transmitidos na banda de HF que superem, em termos de taxa de erro de bit (BER), os resultados obtidos em [3].

As performances das técnicas estudadas neste trabalho serão avaliadas com base no mesmo ambiente de simulação que foi usado em [3].

1.3 Organização da Dissertação

No Capítulo 2 deste trabalho, são apresentadas, de forma sucinta, as principais características da comunicação sem fio, destacando-se os principais distúrbios que degradam o sinal de rádio em seu percurso entre o transmissor e o receptor.

O Capítulo 3 inicia com um texto introdutório sobre propagação na banda de HF e ionosfera. Em seguida é descrito o modelo de canal HF que é usado mais adiante nas simulações apresentadas no Capítulo 6.

O Capítulo 4 é dedicado à apresentação do conceito de modulação multiportadora, com ênfase no esquema OFDM.

O Capítulo 5 trata do tema estimação de canais. Neste capítulo, são apresentados os métodos de interpolação no domínio da frequência que foram utilizados no trabalho anterior [3] para o cálculo da estimativa completa do canal e, adicionalmente, mais dois métodos de interpolação: o de segunda ordem e o “*zero-padding*” no domínio do tempo. Por fim, são apresentados mais dois métodos de estimação que atuam no domínio do tempo. O primeiro se baseia no critério de máxima verossimilhança e o segundo utiliza um conhecido algoritmo utilizado em filtragem adaptativa.

No Capítulo 6, é descrito o ambiente de simulação e são apresentados os resultados obtidos em vários testes comparativos de desempenho.

No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões deste trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Comunicações Sem Fio

A transmissão de sinais tendo como meio de propagação o ar ou o espaço tem evidentes e relevantes vantagens sobre a transmissão por cabos. Em algumas aplicações, o uso de equipamentos sem fio se justifica apenas pelo maior conforto decorrente da mobilidade que a ausência de cabos proporciona. Porém, na maioria das aplicações, o uso destes equipamentos está associado à redução de custos ou à impraticabilidade da transmissão de sinais por cabos, como, por exemplo, nas transmissões de longa distância.

Sob o ponto de vista de projeto, um equipamento de comunicação sem fio, especialmente quando inclui a função de recepção, é muito mais complexo do que um equivalente que faça a transferência de sinais exclusivamente por cabos. Isto acontece porque, nas transmissões sem fio, o sinal transmitido fica sujeito a diversos efeitos degradantes que não estão presentes ou tem pouca relevância nas transmissões por cabo.

Neste capítulo são abordados os principais efeitos degradantes aos quais estão sujeitos sinais de radiofrequência em sua trajetória desde a antena do transmissor e até a do receptor, sendo eles: a atenuação pela distância, o desvanecimento por sombreamento, o desvanecimento por multipercurso e o espalhamento Doppler. A Fig. 2.1 ilustra a perda de potência de um sinal de radiofrequência em função da distância quando submetido a estes efeitos atuando conjuntamente.

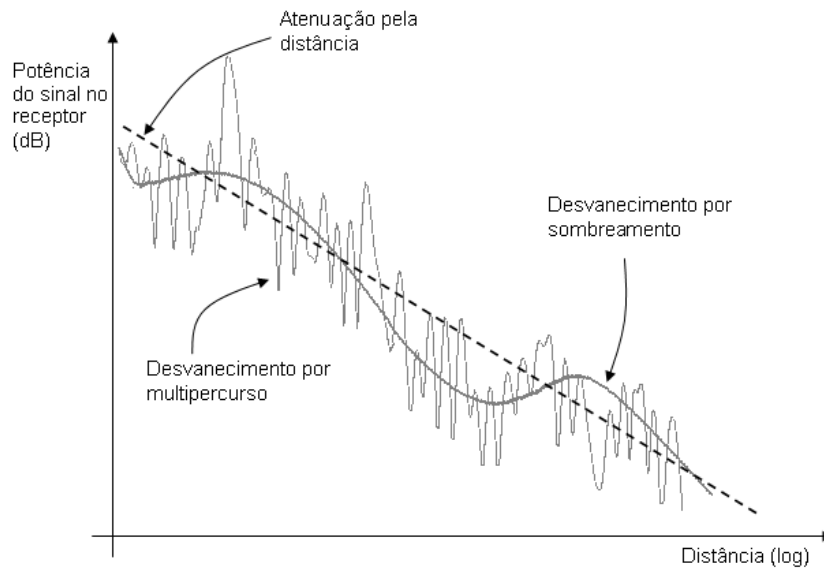


Figura 2.1: Perda de potência em sinais de radiofrequência vista no receptor

2.1 Atenuação com a Distância

A atenuação pela distância se refere à perda de energia que a onda de radiofrequência experimenta à medida que se distancia da antena transmissora. É determinante para vários parâmetros de projeto em sistemas de comunicação tais como o ganho, a diretividade e o posicionamento da antena transmissora, a potência do amplificador de saída de RF do transmissor e a sensibilidade do receptor. Ocorre em qualquer ambiente de propagação sem fio. Sua modelagem mais simples tem a seguinte forma [4]:

$$P_R \propto \frac{G \times P_T}{f^2 \times d^\alpha} \quad (2.1)$$

onde P_R e P_T são, respectivamente, as potências do sinal no transmitido e recebido, G representa, conjuntamente, ganhos de potência no transmissor e receptor, f é a frequência da portadora, d é a distância entre transmissor e receptor e α é uma constante obtida através de medições. No espaço livre, α vale 2, podendo variar de 1,6 a 4 em outras condições de propagação.

Na prática, mesmo quando a condição de espaço livre não se verifica, a Eq. (2.1), com o parâmetro α escolhido apropriadamente de acordo com o ambiente de propagação, é muito utilizada por sua simplicidade para um cálculo aproximado da atenuação sofrida pelo sinal entre o transmissor e o receptor. Entretanto, para cálculos

mais precisos, é necessário recorrer a modelos encontrados na literatura específicos para cada tipo de ambiente. Para cenários urbanos, por exemplo, os modelos *Okumura–Hata* [5] e *Cost 231* [6] estão entre os mais citados.

2.2 Desvanecimento por Sombreamento

A condição de linha de visada (LOS, do inglês *Line-of-sight*) na maioria das vezes não é possível na prática. Em transmissões “*outdoor*”, por exemplo, a LOS entre a antena transmissora e a receptora é usualmente obstruída por diferentes tipos de obstáculos, naturais (montanhas, árvores) ou artificiais (edifícios, viadutos), que atenuam a potência das ondas de radiofrequência. Estes obstáculos interferem na propagação das ondas de rádio principalmente através de três fenômenos físicos: a absorção, a difração e a dispersão.

A absorção se refere à perda de energia que a onda eletromagnética sofre ao atravessar um obstáculo. O bloqueio da onda, em decorrência deste efeito, pode ser parcial ou total.

A difração está relacionada ao espalhamento das ondas de rádio, que ocorre nas bordas dos obstáculos. Apesar deste processo também resultar na diminuição da energia do sinal de rádio que efetivamente chega à antena receptora, pode contribuir na recepção quando não há visada direta.

A dispersão acontece quando a onda de radiofrequência atinge objetos com superfície rugosa ou de tamanho muito menor que o comprimento de onda. Como resultado a onda incidente se reflete em várias direções.

Na hipótese de todos os objetos componentes de um ambiente de propagação estarem parados, incluindo o transmissor e o receptor, o somatório das perdas causadas por estes três fenômenos atuando conjuntamente pode ser considerado constante. Na prática, quando há movimento, é observada uma lenta flutuação no sinal recebido em função da distância percorrida, por esta razão o desvanecimento por sombreamento é também conhecido como desvanecimento lento ou em larga escala.

2.3 Desvanecimento por Multipercurso

Além dos mecanismos de propagação descritos na seção anterior, as ondas de radiofrequência também podem chegar à antena do receptor por meio do fenômeno da

reflexão, conforme ilustrado na Fig. 2.2. Este modo de propagação, ao mesmo tempo em que contribui para que seja possível a recepção onde não há visada direta, é também o principal causador de degradação em comunicações sem fio.

A reflexão das ondas de radiofrequência em objetos presentes no ambiente de propagação tem como consequência a captação pela antena receptora de réplicas do sinal original, com diferentes atrasos, amplitudes e chegando de diferentes direções. O sinal que efetivamente é captado pelo receptor corresponde à soma vetorial destas réplicas defasadas no tempo, resultando em interferência construtiva ou destrutiva nas componentes do sinal. Quando há movimento, as defasagens se alteram constantemente e as frequências das componentes do sinal sofrem desvios por efeito Doppler. Como resultado, a soma vetorial pode mudar drasticamente, mesmo com pequenas mudanças na posição relativa entre o transmissor e o receptor, ou pela movimentação de objetos que atuem como refletores no cenário de propagação. A Fig. 2.3 ilustra a potência de um sinal recebido em um ambiente com propagação por multipercurso em função do tempo.

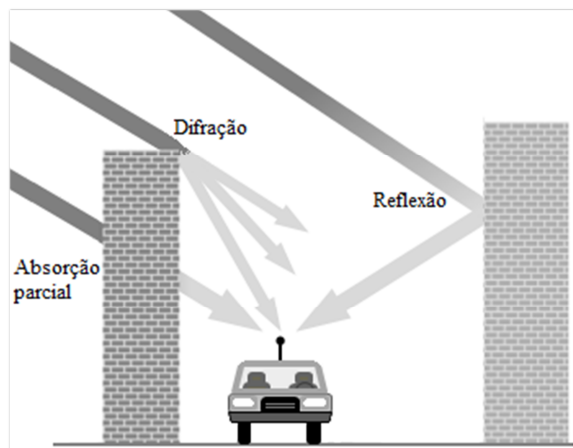


Figura 2.2: Mecanismos que viabilizam a recepção de sinais de radiofrequência sem visada direta

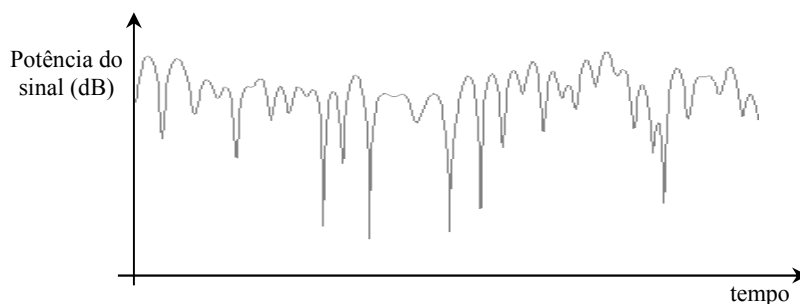


Figura 2.3: Potência de um sinal recebido em um ambiente com propagação por multipercurso em função do tempo

2.4 Desvio Doppler

Quando há velocidade relativa entre o transmissor e o receptor, todas as componentes do sinal recebido têm suas frequências desviadas de seus valores originais, sendo este desvio, conhecido como desvio Doppler, dado por:

$$f_d = f \cdot \frac{v_R}{c} \cos \theta \quad (2.2)$$

onde f é a frequência original da componente do sinal, v_R é a velocidade relativa entre o transmissor e o receptor, c é a velocidade da luz no vácuo e θ é o ângulo entre a direção de propagação da onda e a direção do movimento.

O espalhamento Doppler, que é um importante parâmetro na modelagem de canais sem fio, se refere ao desvio Doppler máximo e ocorre quando o transmissor e o receptor se movimentam na mesma direção, ou seja, quando $\theta = 0$ (se aproximam, desvio positivo) ou quando $\theta = \pi$ (se afastam, desvio negativo).

2.5 Caracterização de Canais Sem Fio

Um canal de comunicação sem fio pode ser modelado por um sistema linear variante no tempo, onde a saída é resultado da soma de réplicas do sinal original defasadas, atenuadas e com desvio na frequência. A resposta impulsiva de um canal em banda base com N_p percursos pode ser expressa da seguinte forma [7]:

$$h(t, \tau) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{(j2\pi f_{d,p} t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.3)$$

onde a_p é a amplitude, $f_{d,p}$ é desvio Doppler, φ_p é a fase e τ_p é o atraso do percurso p do sinal original.

2.5.1 Espalhamento Temporal e Banda de Coerência

Em um canal com multipercurso, cada percurso entre o transmissor e o receptor está associado a uma atenuação com alteração de fase e a um retardo. Um procedimento

simples e, por isso, muito usual para obter a potência associada a cada percurso, consiste na transmissão de um sinal com menor duração possível, de forma que melhor se aproxime da função delta de Dirac. O sinal captado no receptor a partir desta transmissão, quando analisado no domínio do tempo, fornece uma representação da potência associada a cada percurso, conforme ilustrado na Fig. 2.4. Esta representação é conhecida como *Power Delay Profile* (PDP).

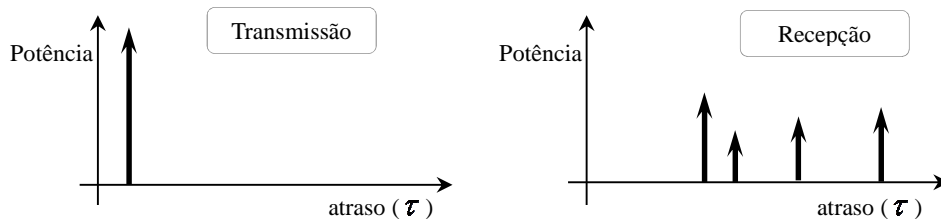


Figura 2.4: Medição do *Power Delay Profile*

A análise do PDP permite obter importantes parâmetros para caracterização de canais sem fio, sendo eles: o retardo médio em excesso (*mean excess delay*), o retardo máximo em excesso (*maximum excess delay*), o espalhamento temporal (*delay spread*) e, a partir deste último, a banda de coerência (*coherence bandwidth*).

O retardo médio em excesso ($\tau_{méd}$) é a média dos retardos das diversas réplicas do sinal recebido em relação à primeira a chegar no receptor.

O retardo máximo em excesso ($\tau_{máx}$) é a diferença entre o tempo de chegada da primeira réplica até a chegada da última.

O espalhamento temporal (τ_{rms}) é o valor RMS (do inglês *Root Mean Square*) dos retardos em torno do retardo médio em excesso. Em comunicações digitais, este parâmetro é fundamental para determinação da máxima duração dos símbolos de forma a evitar a interferência intersimbólica (ISI).

A banda de coerência (B_c) é definida como a faixa de frequências onde o espectro do sinal tem atenuação praticamente constante e fase linear. Definindo de outra forma, é a faixa onde os componentes da resposta em frequência adjacentes apresentam forte correlação.

Não há uma relação direta entre o espalhamento temporal e a banda de coerência, uma vez que não é definido o “praticamente constante”, nem o “forte correlação” do parágrafo anterior. Portanto, são encontradas na literatura diferentes

fórmulas para cálculo da B_c a partir do espalhamento temporal. Se for considerada a correlação mínima de 0.9, a banda de coerência é aproximada por [8]:

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (2.4)$$

nesta mesma referência é encontrada uma outra relação entre B_c e τ_{rms} para uma condição mais relaxada onde a correlação mínima é de 0.5:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (2.5)$$

segundo [9] a “*ionospheric effects community*” adota:

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi\tau_{rms}} \quad (2.6)$$

A banda de coerência estabelece limite em termos de largura de banda que o sinal deve ter para que, ao passar pelo canal sem fio, experimente apenas o chamado desvanecimento plano, condição em que a equalização do canal fica facilitada. No caso da banda do sinal exceder a banda de coerência, ocorre seletividade em frequência. A Fig. 2.5 ilustra estas duas situações.

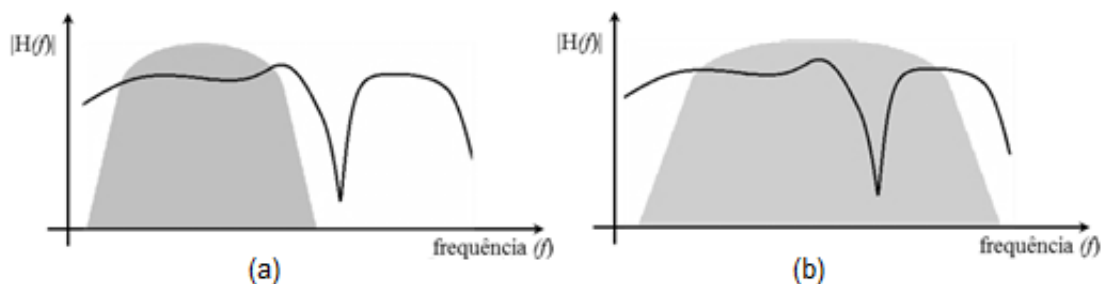


Figura 2.5: (a) Desvanecimento plano e (b) seletividade em frequência

2.5.2 Espalhamento Doppler e Coerência Temporal

O espalhamento temporal e banda de coerência não fornecem informação sobre a variação do canal em virtude da movimentação dos transceptores ou de outros objetos que compõem o cenário de propagação. Este tipo de informação está diretamente relacionado com o desvio Doppler, apresentado na Seção 2.4. O espalhamento Doppler B_d é definido como o máximo desvio Doppler observado no canal.

A coerência temporal se refere ao intervalo de tempo em que não é observada mudança relevante na resposta impulsiva do canal. É aproximada pelo inverso do espalhamento Doppler [8]:

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.7)$$

Assim como ocorre com a banda de coerência, são encontradas outras fórmulas para o cálculo da coerência temporal, segundo [8] uma escolha usual é dada por:

$$T_c \approx \frac{0,423}{B_d} \quad (2.8)$$

A coerência temporal é um importante parâmetro na escolha do esquema de estimação/equalização de canal. Quanto maior a coerência temporal, menos estimações por unidade de tempo são necessárias ou podem ser aprimoradas, tirando proveito da correlação existente entre respostas de canal observadas em intervalos de tempo adjacentes. A Fig. 2.6 mostra exemplos de canais com baixa e com alta coerência temporal.

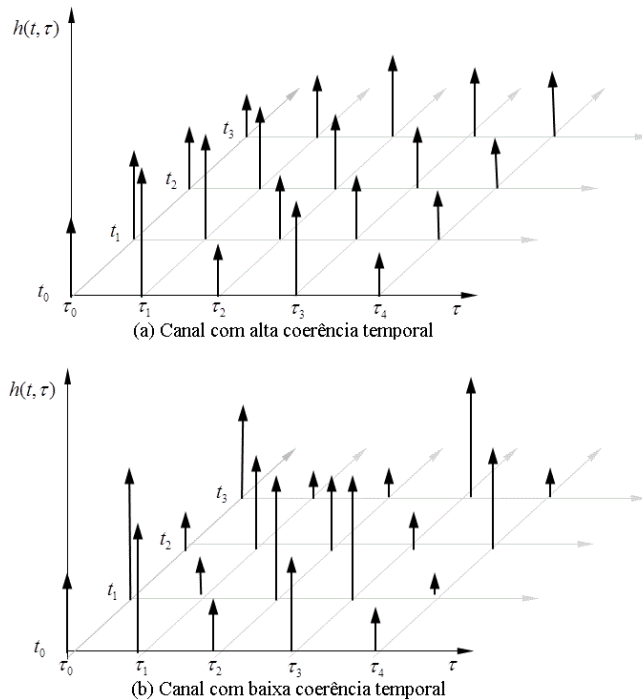


Figura 2.6: Exemplos de canal com alta (a) e baixa (b) coerência temporal

Capítulo 3

Propagação na Banda de HF

Nas transmissões em HF ocorre propagação de ondas terrestres e de ondas celestes, também chamadas ondas ionosféricas. As ondas terrestres têm o alcance determinado pela condutividade e pelo relevo da superfície sobre a qual se propagam, são muito úteis para comunicações marítimas, uma vez que a superfície do mar apresenta boa condutividade e relevo praticamente constante, o alcance máximo neste tipo de aplicação fica em torno de 500 km. No entanto, o grande interesse na faixa de HF se deve à propagação das ondas ionosféricas, uma vez que podem alcançar milhares de quilômetros.

3.1 Histórico

A primeira transmissão de longa distância usando a faixa de HF ocorreu em dezembro de 1901, quando o físico e inventor italiano Guglielmo Marconi provou ser possível a transmissão de mensagens telegráficas para distâncias muito além da linha de visada (BLOS, do inglês *Beyond Line-of-Sight*). Em sua experiência, uma mensagem em código Morse foi enviada a mais de 3000 km (de Poldhu, sudoeste da Inglaterra até St. John's, no Canadá). Na ocasião ainda não era conhecido o mecanismo que possibilitava o retorno de ondas de rádio à superfície terrestre em pontos muito distantes da antena transmissora.

Em 1902, sob a influência do experimento de Marconi, a existência de uma camada na atmosfera capaz de refletir ondas de rádio foi, de forma independente, sugerida pelo físico e matemático britânico Oliver Heaviside e pelo engenheiro americano Arthur Edwin Kennelly. Entretanto, a comprovação da presença de uma camada eletricamente carregada na atmosfera só ocorreu em 1925, a partir de experimentos conduzidos pelo cientista britânico Edward V. Appleton, nos quais teve ajuda de seu aluno Miles Barnett.

Por muitos anos, as comunicações sem fio BLOS dependeram, exclusivamente, do uso da faixa de HF ou LF (do inglês *Low Frequency*), até que a partir da década de 70, com advento dos satélites, o interesse nestas faixas de frequência decresceu rapidamente.

Nas décadas de 80 e 90, sob o ponto de vista militar, a dependência exclusiva de satélites para estabelecimento de links de longa distância passou a ser encarada com preocupação, tendo em vista a vulnerabilidade destes aparelhos em relação à negação do uso pelo inimigo, seja pela possibilidade de destruição dos mesmos ou por interferência proposital (“*jamming*”).

Atualmente, a faixa de HF (3 a 30 MHz) é dividida para aplicações civis e militares e seu uso para comunicação internacional é regulado pela ITU - *International Telecommunication Union*.

3.2 Ionosfera

A ionosfera é uma região da atmosfera que se inicia 50 km acima do solo e se estende até aproximadamente de 400 km de altitude. O nome desta porção da atmosfera se deve à abundante presença de íons (partículas eletricamente carregadas).

Além de outras fontes menos importantes, a radiação eletromagnética solar, compreendendo as faixas do ultravioleta e dos raios-X, é a principal fonte de energia para a ionização das moléculas de gases presentes na ionosfera. A radiação solar ao penetrar na atmosfera se depara inicialmente com gases rarefeitos cuja ionização resulta em poucos elétrons livres. À medida que a radiação avança em direção à superfície terrestre, a concentração de moléculas de gases aumenta e, conseqüentemente, ocorre o aumento na concentração de elétrons livres liberados pela ionização. Este processo consome parte da energia presente na radiação solar, de forma que a após um pico de máximo a densidade eletrônica começa a decrescer. Entretanto, a composição química da atmosfera varia em relação à altitude, assim, em altitudes menores, a combinação da radiação solar remanescente com outras radiações (raios cósmicos, por exemplo) é suficiente para ionizar moléculas de outras composições gasosas com menor energia de ionização. O resultado deste processo é o acúmulo de elétrons livres em algumas faixas de altitude seguidas por regiões de baixa densidade eletrônica. Por esta razão a ionosfera é subdividida em três camadas principais com diferentes características: as camadas D, E e F, ilustradas na Fig. 3.1.

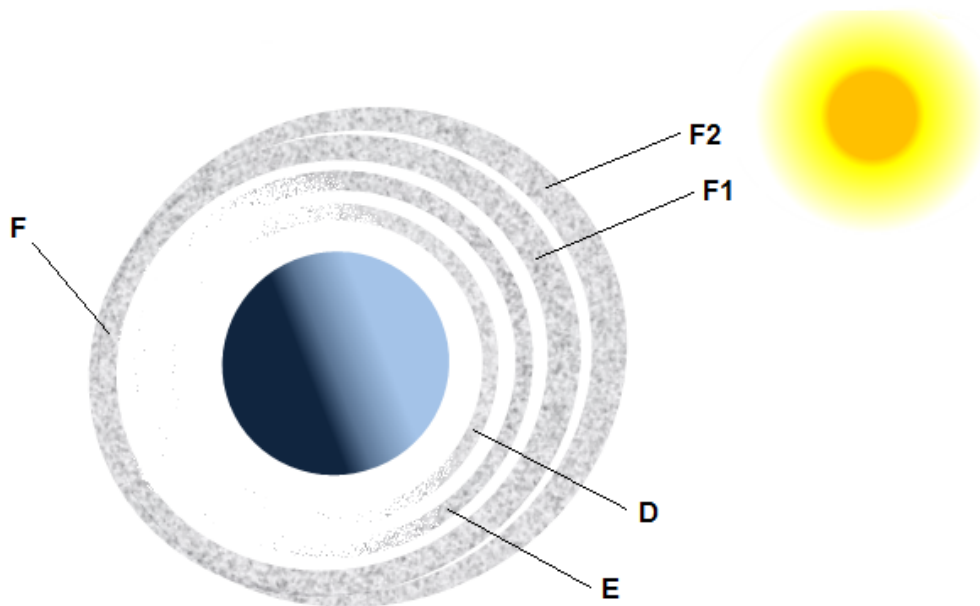


Figura 3.1: Camadas da ionosfera

Camada D

A camada D é a mais próxima da superfície terrestre, se localiza na faixa de altitude que vai de 50 km a 90 km. No que tange a comunicação na faixa de HF, esta camada se caracteriza por exercer forte atenuação nos sinais de rádio, principalmente nas frequências iniciais desta faixa. A concentração de elétrons livres nesta camada varia substancialmente ao longo do dia com o máximo ocorrendo em torno das doze horas. No período noturno esta camada praticamente desaparece.

Camada E

O início da camada E se confunde com o final da camada D (90 km) e se estende até 130 km de altitude. Embora seja fracamente ionizada, é importante para comunicações HF realizadas durante o dia entre distâncias menores que 2000 km. No período noturno não chega a desaparecer, mas exerce pouca influência em sinais de rádio.

Na mesma faixa de altitude em que a camada E se apresenta, surgem esporadicamente regiões fortemente ionizadas e limitadas em extensão. Em virtude da altitude em que se manifestam estas regiões são chamadas, conjuntamente, de camada E esporádica. Normalmente duram poucas horas e são mais frequentes no período diurno e no verão. A presença desta camada pode, ocasionalmente, viabilizar a comunicação diurna em HF utilizando frequências altas que normalmente atravessariam a camada E.

Camada F

A camada F é considerada a mais importante para as comunicações de longa distância em HF. Tem início logo acima da camada E e termina a cerca de 400 km de altitude. Durante o dia se subdivide em duas subcamadas: F1 e F2. A primeira se estende de 130 a 210 km e dá suporte às comunicações de curtas e médias distâncias, a segunda se estende de 250 km a 400 km, sendo importante para as comunicações a longas distâncias. À medida que anoitece, a subcamada F1 vai desaparecendo e a subcamada F2 vai aumentando sua densidade eletrônica, resultando, ao fim deste processo, numa camada única que é a camada F propriamente dita. Normalmente, esta camada única oferece melhores condições para propagação de longa distância do que a subcamada F2 diurna.

3.2.1 Propagação Ionosférica

Ondas de radiofrequência ao atravessarem uma região ionizada, em razão da ação de seus campos eletromagnéticos, induzem movimentos oscilatórios nos elétrons livres, que passam a atuar como se fossem micro antenas repetidoras. Este processo consome uma pequena parte da energia da onda causando a atenuação da mesma, porém, o efeito mais importante, no que diz respeito às comunicações em HF, é mudança da direção de propagação, fenômeno que é conhecido como refração.

O índice de refração é uma grandeza física que está relacionada com a velocidade de propagação de uma onda eletromagnética em um determinado meio. Nas camadas da ionosfera, esta grandeza é dependente, primordialmente, da concentração de elétrons livres e da frequência da onda eletromagnética. Desprezando-se a ação do campo magnético terrestre, o cálculo aproximado do índice de refração nas camadas da ionosfera é fornecido pela fórmula [10]:

$$n(h) = \sqrt{1 - \frac{81N(h)}{f^2}} \quad (3.1)$$

onde $N(h)$ é a concentração de elétrons livres por metro cúbico na altitude h e f é a frequência da onda eletromagnética medida em Hertz.

A Fig. 3.2 ilustra, de forma muito simplificada, o que acontece com uma onda eletromagnética ao atravessar uma região composta por camadas com diferentes índices

de refração. Os tons de cinza, do mais claro para o mais escuro, representam índices de refração crescentes.

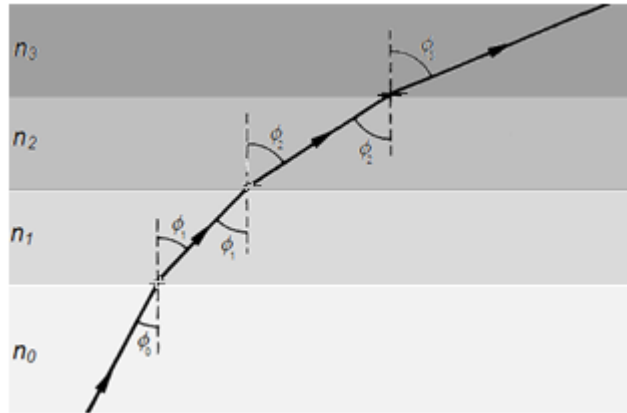


Figura 3.2: Mudança de direção de propagação de uma onda eletromagnética ao atravessar camadas com diferentes índices de refração

Assim como na representação da Fig. 3.2, ondas de rádio ao atravessarem a ionosfera são submetidas a sucessivas refrações e, dependendo da escolha adequada da frequência e do ângulo de elevação da transmissão, é possível que se “curvem” o suficiente para retornarem à superfície terrestre em locais muito distantes do transmissor como se fossem refletidas, conforme mostrado na Fig. 3.3.

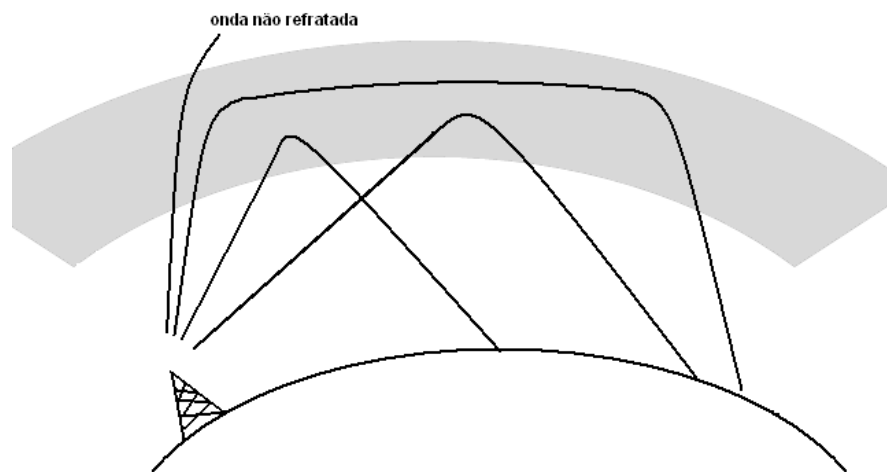


Figura 3.3: Percurso de ondas de rádio em HF de mesma frequência em função do ângulo de incidência na ionosfera

A determinação da frequência mais apropriada para atender a uma determinada necessidade de comunicação em HF normalmente não é uma tarefa fácil, isto porque as características físicas das camadas ionosféricas são influenciadas por inúmeros fatores,

tais como: o nível de atividade solar, a hora do dia, a estação do ano e a latitude. Para resolver este problema, no final dos anos 70, foi desenvolvido um sistema adaptativo conhecido como ALE (do inglês *Automatic Link Establishment*) com a finalidade de identificar automaticamente a melhor frequência para se estabelecer comunicação, eliminando a necessidade, antes imprescindível, de operadores de rádio com conhecimento e experiência em propagação ionosférica. Entretanto, a escolha da melhor frequência é apenas uma das etapas necessárias para se conseguir o máximo desempenho em links HF de longa distância, uma vez que não elimina os efeitos adversos inerentes às comunicações sem fio, que, neste caso, são agravados pelas distâncias envolvidas e pela natureza dispersiva e variante no tempo da ionosfera.

O desvanecimento por multipercurso na propagação ionosférica ocorre devido à reflexão do sinal em mais de uma camada, podendo também haver reflexão na superfície terrestre. Devido às distâncias envolvidas, versões refletidas do sinal transmitido são captadas pela antena do receptor com atrasos que chegam a poucos milissegundos [11]. O espalhamento Doppler, normalmente associado ao movimento relativo entre transmissor e receptor, nas transmissões em HF ocorre mesmo com transceptores fixos, em consequência das rápidas variações de densidade de elétrons livres nas camadas ionosféricas. Os desvios de frequência decorrentes deste efeito podem chegar a alguns poucos Hertz. Por fim, o sinal é também afetado por elevados níveis de ruído atmosférico, absorção seletiva em frequência e outros tipos de interferências de menor importância.

3.3 Modelagem do Canal HF

A principal referência quando o tema é modelagem de canal HF é o trabalho de Watterson *et al* [12] publicado em 1970. Nesta publicação é proposto, e confirmado através de experimentos, um modelo de canal HF, conhecido como modelo de Watterson, que vem sendo usado ao longo dos anos em vários estudos [13][14], sendo inclusive a base do modelo utilizado na recomendação ITU-R F.1487 [15].

De acordo com Watterson, os canais ionosféricos são não-estacionários tanto no tempo quanto em frequência, mas se as considerações forem restritas a canais com banda limitada em 10 kHz e tempo de observação limitado em 10 minutos, a maior parte dos canais pode ser considerada aproximadamente estacionária e, portanto, pode ser adequadamente representada por modelos estacionários.

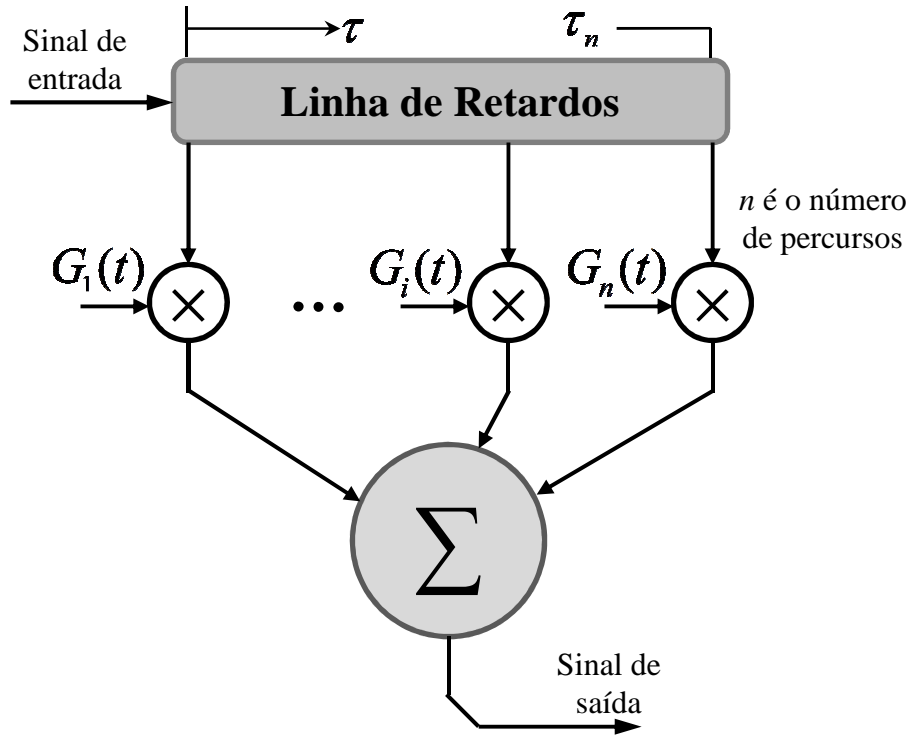


Figura 3.4: Diagrama em blocos do modelo do canal HF

O modelo de Watterson, representado na Fig. 3.4, consiste de uma linha de retardos de onde saem derivações correspondentes aos caminhos de propagação. A cada derivação está associado um ganho e cada ganho é definido por:

$$G_i(t) = G_{ia}(t)e^{j2\pi\nu_{ia}t} + G_{ib}(t)e^{j2\pi\nu_{ib}t} \quad (3.2)$$

onde $G_{ia}(t)$ e $G_{ib}(t)$ são dois processos aleatórios independentes, gaussianos complexos, estacionários e ergódigos. Cada um possui média zero e dois componentes em quadratura independentes, com valores RMS iguais e espectros idênticos. Os índices a e b identificam os dois componentes gerados no processo de refração magneto-iônica.

As funções exponenciais representam os desvios Doppler, v_{ia} e v_{ib} , que definem o espectro de potência de cada ganho $G_i(t)$ que é dado por:

$$f_i(v) = \frac{1}{A_{ia}\sigma_{ia}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v-v_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2}} + \frac{1}{A_{ib}\sigma_{ib}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v-v_{ib})^2}{2\sigma_{ib}^2}} \quad (3.3)$$

onde A_{ia} e A_{ib} são atenuações, $2\sigma_{ia}$ e $2\sigma_{ib}$ são os espalhamentos Doppler.

Para avaliação de desempenho de modems HF, a recomendação ITU-R F.1487 fornece valores máximos típicos de retardo e de desvio Doppler para um conjunto de condições de propagação em HF de acordo com regiões de latitude, considerando dois percursos em todas as condições. Estes valores, que são os mesmos adotados nos modelos de canal HF implementados no MATLAB, encontram-se na Tabela 3.1.

Latitude	Condição do canal	Retardo entre os percursos	Máximo Desvio Doppler
Baixa	Quieto	0,5 ms	0,5 Hz
	Moderado	2 ms	1,5 Hz
	Perturbado	6 ms	10 Hz
Média	Quieto	0,5 ms	0,1 Hz
	Moderado	1 ms	0,5 Hz
	Perturbado	2 ms	1 Hz
	Perturbado com incidência quase vertical	7 ms	1 Hz
Alta	Quieto	1 ms	0,5 Hz
	Moderado	3 ms	10 Hz
	Perturbado	7 ms	20 Hz

Tabela 3.1: Parâmetros para avaliação de desempenho de modems HF recomendados na ITU-R F.1487

Capítulo 4

Modulação Multiportadora e OFDM

Quanto maior a duração no tempo de um símbolo, menor a banda necessária para transmiti-lo. Partindo deste princípio e conhecendo as características do canal de propagação, é possível estabelecer a duração mínima de um símbolo, de forma que ocupe um trecho do espectro onde a resposta do canal pode ser considerada de ganho constante e com fase linear. A grande vantagem de se atingir tal condição é que o efeito do canal sobre o sinal, denominado neste caso de desvanecimento plano, pode ser revertido de forma bastante simples, sendo suficiente uma multiplicação complexa.

Quando a transmissão da informação é feita serialmente, como na modulação de portadora única (SCM, do inglês *Single Carrier Modulation*), é evidente que o aumento da duração dos símbolos implica, diretamente, na redução da taxa de transmissão. Neste contexto, o conceito de modulação multiportadora (MCM, do inglês *Multi-Carrier Modulation*), ou modulação paralela, se apresenta como alternativa para que sejam transmitidos sinais de banda estreita sem reduzir proporcionalmente a vazão de bits. A ideia básica é distribuir a informação que se deseja transmitir numa taxa R em N subportadoras com taxa de R/N . Como cada subportadora carrega apenas uma parte da informação transmitida, a modulação paralela aumenta também a resistência a interferências em banda estreita, uma vez que este tipo de distúrbio normalmente afeta apenas uma pequena parcela das subportadoras, o que possibilita a recuperação da informação original no receptor quando há redundância no sinal transmitido introduzida por técnicas de codificação de canal, sendo as mais conhecidas a codificação por blocos e a codificação convolucional [20].

4.1 Modulação OFDM

A técnica de modulação conhecida como multiplexação por divisão de frequência (FDM, do inglês *Frequency Division Multiplexing*) representa a forma clássica de modulação multiportadora, onde a banda disponível é dividida em N

subcanais igualmente espaçados no domínio da frequência, e posicionados lado a lado, de forma que não ocorra sobreposição de espectro, evitando assim a interferência entre subportadoras (ICI, do inglês *Inter-Carrier Interference*), como ilustra a Fig. 4.1.

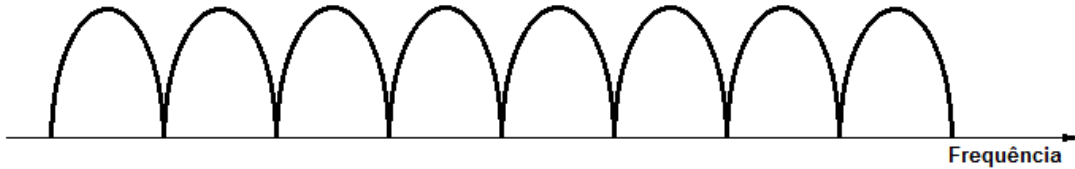


Figura 4.1: Modulação multiportadora sem intervalo de guarda

A disposição mostrada nesta figura não é encontrada na prática, pois sua implementação dependeria do uso de filtros ideais para separar adequadamente os subcanais. Na realidade, é necessária ainda a inserção de intervalos de guarda entre os subcanais para que possam ser utilizados filtros práticos. Com a introdução destes intervalos, os sistemas FDM se tornam ainda menos eficientes, em relação à utilização do espectro, do que sistemas de portadora única, quando considerada a mesma taxa de bits.

A técnica OFDM é uma variação do FDM convencional que, sob o ponto de vista da eficiência espectral, apresenta um importante aprimoramento. Com base no conceito de ortogonalidade de sinais, os espectros das subportadoras se sobrepõem sem causar ICI. À medida que se aumenta o número de subportadoras, a economia de espectro se aproxima de 50%. A Fig. 4.2 ilustra o melhor aproveitamento do espectro obtido pela sobreposição espectral das subportadoras.

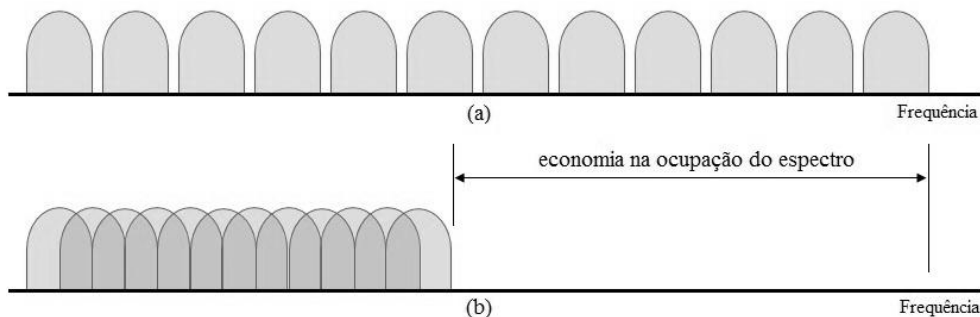


Figura 4.2: (a) Modulação multiportadora sem sobreposição; (b) Modulação com subportadoras ortogonais

Atualmente, os processos de modulação e demodulação de sinais OFDM podem ser totalmente implementados digitalmente, o que facilita bastante o projeto de sistemas baseados nesta técnica. Em contrapartida, a detecção de sinais OFDM é muito exigente

em relação ao sincronismo, ou seja, no receptor a identificação do início de símbolos tem que ser feita com precisão para que a demodulação seja possível. Além disso, pequenos desvios de frequência são suficientes para prejudicar a ortogonalidade entre as subportadoras, podendo inviabilizar a demodulação por DFT. Outro problema, que é inerente à natureza desta técnica de modulação, é a elevada razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR, do inglês *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal [16], que obriga o uso de amplificadores de potência que operem linearmente numa ampla faixa. O mesmo acontece em relação aos circuitos DAC e ADC dos modems.

4.2 Histórico

O trabalho considerado pioneiro em relação ao tema OFDM foi publicado em dezembro de 1966, onde Chang [17] propôs um método de sintetizar sinais com banda limitada para transmissão multicanal sem a ocorrência de ICI e ISI. O passo seguinte em direção às implementações práticas dos sistemas OFDM atuais foi dado em 1971, quando Weinstein e Ebert [18] propuseram o uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT) como parte do processo de modulação e demodulação em banda base. Neste mesmo trabalho foi observado que a introdução de um intervalo de guarda “vazio”, com o propósito de evitar a ISI, prejudica a demodulação por DFT, quando considerada uma distorção linear imposta pelo canal. A solução para este problema foi dada em 1980, quando Peled e Ruiz [19] propuseram o uso de uma cópia da porção final do próximo símbolo a ser transmitido como intervalo de guarda, que ficou conhecido como prefixo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*).

Mesmo com os fundamentos teóricos já bem consolidados, nos anos 80 a implementação de modems comerciais baseados na tecnologia OFDM ainda era considerada proibitiva, em virtude da necessidade de construção de bancos de osciladores e filtros analógicos muito precisos e, conseqüentemente, custosos. Com o avanço na área de microeletrônica e, por conseqüência, dos processadores digitais de sinais, começaram a surgir, a partir de meados da década de 90, aplicações comerciais baseadas na tecnologia OFDM que estão em uso até os dias de hoje. Dentre estas aplicações incluem-se o ADSL (do inglês *Asymmetric Digital Subscriber Line*), utilizado em modems de internet de banda larga, os sistemas europeus de difusão digital de áudio (DAB, do inglês *Digital Audio Broadcasting*) e TV (DVB-T, do inglês *Digital*

Video Broadcasting-Terrestrial) e o sistema de TV digital japonês (ISDB-T, do inglês *Integrated Service of Digital Broadcasting – Terrestrial*).

4.3 Geração de Símbolos OFDM

Os sinais OFDM em banda base são formados pelo somatório de N subportadoras moduladas individualmente, usando técnicas tradicionais como M-PSK ou M-QAM. A primeira etapa consiste em dividir a informação a ser transmitida em N grupos de M bits. Cada grupo de bits dá origem então a um símbolo com representação complexa $X_k = I_k + jQ_k$, onde I_k e Q_k são modulados, respectivamente, pelos componentes *in-phase* e *quadrature* da subportadora, e $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

A modulação do símbolo X_k por uma subportadora na frequência f_k , origina o sinal $Z_k(t) = I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t)$, que pode ser reescrito da seguinte forma:

$$Z_k(t) = \text{Re}\left\{X_k e^{j2\pi f_k t}\right\}, \quad \text{onde } X_k = I_k + jQ_k \text{ e } k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.1)$$

O sinal $Z_k(t)$ com duração T_s tem, no domínio da frequência, a forma de uma função *sinc* com máximo na frequência central f_k e cruzamentos em zeros em $f_k \pm k(1/T_s)$. Desta forma, quando o intervalo entre subportadoras é múltiplo inteiro de $1/T_s$, conforme ilustrado na Fig. 4.3, o máximo no espectro de cada uma coincide com os zeros das demais.

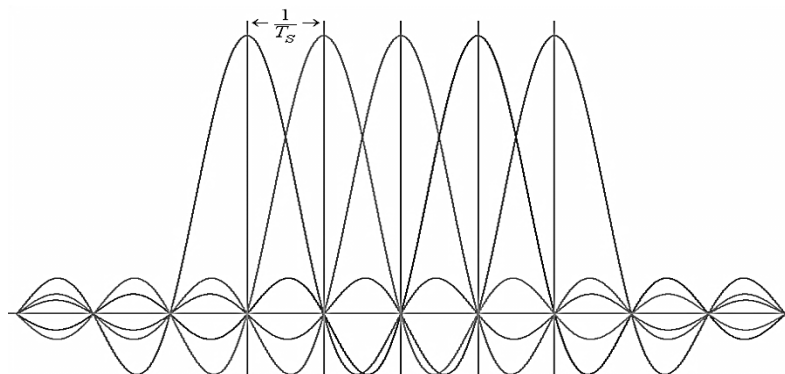


Figura 4.3: Espaçamento de subportadoras de forma a torná-las ortogonais

Sendo f_0 a frequência da primeira subportadora, a frequência da k -ésima subportadora f_k é dada por:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (4.2)$$

Substituindo f_k na Eq. (4.1) do sinal Z_k temos:

$$Z_k(t) = Re \left\{ X_k e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \right\} \quad (4.3)$$

Para simplificação, podemos considerar, sem perda de generalidade, $f_0 = 0$, então:

$$Z_k(t) = Re \left\{ X_k e^{j\frac{2\pi kt}{T_s}} \right\} \quad (4.4)$$

Sendo T_a o período de amostragem, a versão amostrada do sinal $Z_k(t)$ pode ser escrita como:

$$Z_k(nT_a) = Re \left\{ X_k e^{j\frac{2\pi knT_a}{T_s}} \right\}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.5)$$

A representação discreta de um símbolo OFDM com N subportadoras é obtida, então, pelo somatório dos N sinais $Z_k(t)$ amostrados na taxa T_a :

$$x(nT_a) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi knT_a}{T_s}} \right\}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.6)$$

A banda ocupada pela metade de um símbolo OFDM, desprezando os lobos secundários e considerando o número de subportadoras $N \gg 1$, é dada por:

$$B = \frac{N}{2T_s} \quad (4.7)$$

Então, em atendimento ao critério de Nyquist, a taxa de amostragem T_a mínima deve ser igual ao inverso do dobro da banda ocupada, portanto:

$$T_a = \frac{1}{2B} = \frac{T_s}{N} \quad (4.8)$$

De acordo com a Eq. (4.8) podemos substituir T_a/T_s por $1/N$ na Eq. (4.6), então:

$$x(nT_a) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \right\}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.9)$$

Observa-se que, a menos de um fator multiplicativo, a Eq. (4.9) equivale à parte real da forma inversa da Transformada Discreta de Fourier (IDFT, do inglês *Inverse Discrete Fourier Transform*) de N pontos aplicada aos símbolos X_k . Para efeito de simplificação, consideraremos $T_a = 1$, assim a Eq. (4.9) pode ser expressa:

$$x(n) = \text{Re} \{ N \cdot \text{IDFT} \{ X_k \} \} \quad (4.10)$$

Analogamente, a recuperação destes símbolos, a partir sinais OFDM, pode ser realizada pela forma direta da Transformada Discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*).

4.4 Prefixo Cíclico

O funcionamento do esquema de modulação OFDM é baseado na ortogonalidade entre as subportadoras. Para que esta condição seja assegurada, é necessária, além de um perfeito sincronismo entre transmissor e receptor, a completa eliminação da ISI. O aumento da duração dos símbolos transmitidos reduz proporcionalmente este tipo de interferência, entretanto não é suficiente para eliminá-la completamente, o que só é possível com a inserção de um intervalo de guarda no domínio do tempo com duração maior que o comprimento da resposta ao impulso do canal, como ilustrado na Fig. 4.4.

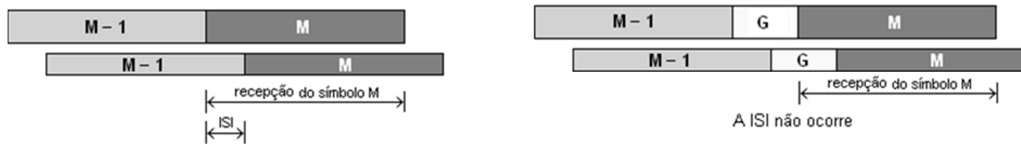


Figura 4.4: Inserção do intervalo de guarda para evitar a interferência entre símbolos

Se o intervalo de guarda com duração apropriada for implementado pela simples ausência de sinal, o problema da ISI fica resolvido, entretanto, a demodulação dos símbolos OFDM por DFT fica prejudicada, uma vez que a somatório das subportadoras, considerando os atrasos dos diferentes percursos, não resulta em um sinal periódico com ciclo completo dentro do intervalo de cálculo da transformada. A Fig. 4.5 ilustra esta situação.

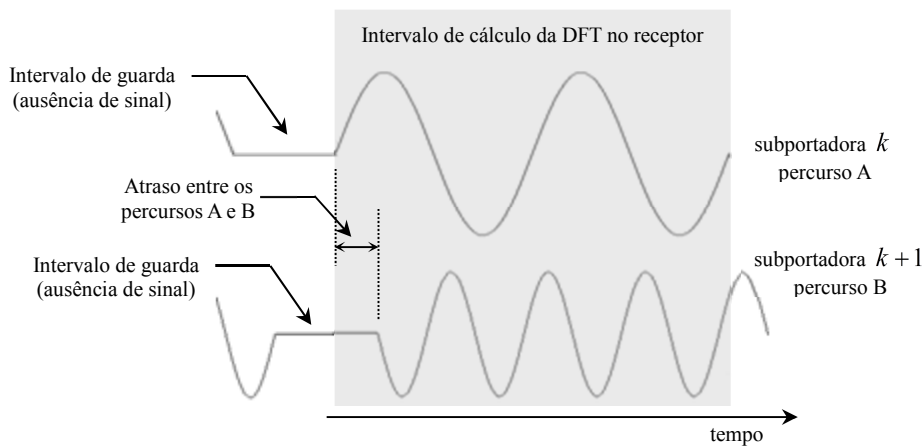


Figura 4.5: Intervalo de guarda implementado pela ausência de sinal

O método amplamente utilizado para resolver este problema, ilustrado na Fig. 4.6, consiste na utilização de uma cópia da porção final do próximo símbolo a ser transmitido como intervalo de guarda, que é conhecida como Prefixo Cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*). Assim, no intervalo de cálculo da DFT no receptor, o somatório das subportadoras se apresenta como um sinal periódico.

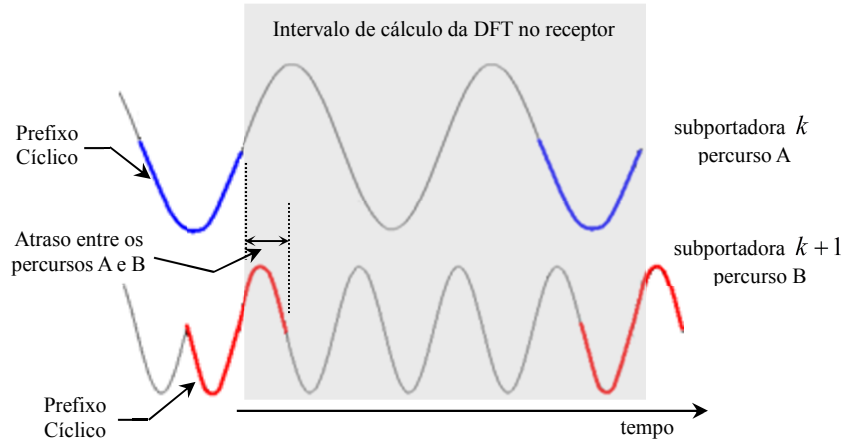


Figura 4.6: Intervalo de guarda implementado pela cópia da porção final do símbolo seguinte

Com a inserção de um CP de comprimento N_{cp} , um símbolo OFDM $x(n)$ com N subportadoras tem a seguinte representação matemática:

$$x_{cp}(n) = \begin{cases} x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ x(N_{cp} + n), & n = -N_{cp}, -(N_{cp}-1), \dots, -1 \end{cases} \quad (4.11)$$

Ao atravessar um canal seletivo em frequência com ruído aditivo branco gaussiano (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*), o sinal $x_{cp}(n)$ é visto no receptor na forma do sinal $y_{cp}(n)$, dado por:

$$y_{cp}(n) = x_{cp}(n) * h(n) + i(n) + w(n) \quad (4.12)$$

onde o asterisco denota a operação de convolução linear, $h(n)$ representa a resposta ao impulso do canal, considerada constante durante a duração do símbolo, $i(n)$ é a parcela correspondente à ICI causada por efeito Doppler e $w(n)$ corresponde ao AWGN.

Sob o ponto de vista matemático, a inserção do CP com duração adequada permite que a convolução linear entre a resposta ao impulso do canal e o sinal OFDM seja interpretada no receptor como uma convolução circular. Desta forma, depois de retiradas as amostras correspondentes ao CP e aplicadas propriedades da DFT, é válida a seguinte equação no domínio da frequência:

$$Y(k) = X(k).H(k) + I(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.13)$$

onde $Y(k)$ é o sinal após o bloco de demodulação por DFT no receptor, $X(k) = DFT\{x(n)\}$, $H(k) = DFT\{h(n)\}$, $I(k) = DFT\{i(n)\}$ e $W(k) = DFT\{w(n)\}$. A Eq. (4.13) revela que a transmissão de um símbolo OFDM com N subportadoras equivale à transmissão simultânea de N subsímbolos sujeitos à ação de canais simples com apenas um percurso. Isto significa que a fase e a amplitude que representam um subsímbolo, quando corrompidas pela ação do canal, podem ser restauradas pela simples multiplicação por um valor complexo adequadamente estimado.

Por transportar informação redundante, a introdução do CP acarreta uma perda na relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal to Noise Ratio*) dada em dB por:

$$P_{SNR} = -10 \log \left(1 - \frac{T_{cp}}{T_s + T_{cp}} \right) \quad (4.14)$$

onde T_{cp} corresponde à duração do CP e a soma $T_s + T_{cp}$ representa a duração total do símbolo. Em aplicações práticas a escolha da duração do CP, normalmente, correspondente a uma pequena parcela da duração total símbolo, de forma que a perda calculada pela Eq. (4.14) tem pouca relevância quando comparada às vantagens obtidas com o uso deste artifício na mitigação dos efeitos degradantes impostos pelo canal de propagação.

4.5 Modulador e Demodulador OFDM

O diagrama de blocos representado na Fig. 4.7 tem como propósito apenas ilustrar as etapas básicas de modulação e demodulação de sinais OFDM. Estão representados apenas os blocos básicos. S/P e P/S denotam, respectivamente, a conversão de serial para paralelo e paralelo para serial.

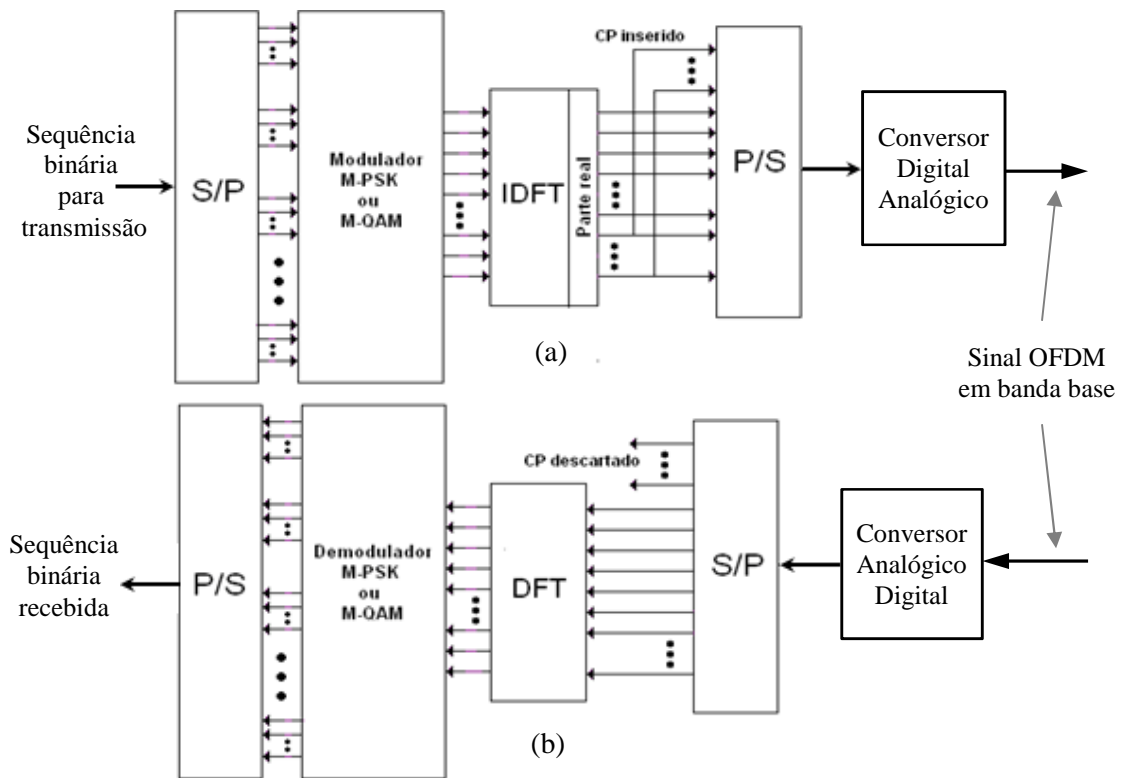


Figura 4.7: (a) Modulador e (b) demodulador OFDM.

Capítulo 5

Estimação de Canal em Sistemas OFDM

Como foi visto na Seção 4.4, a introdução do Prefixo Cíclico com comprimento adequado elimina a interferência entre símbolos adjacentes sem comprometer a ortogonalidade entre subportadoras. Por outro lado, cada símbolo recebido sofre também interferência de versões atrasadas de si próprio devido ao multipercuro. Com o uso de uma técnica de modulação não coerente, como por exemplo, a DPSK (do inglês *Differential Phase-Shift Keying*), onde a informação é obtida a partir da diferença de fase entre símbolos sucessivos, este efeito não chega a comprometer a demodulação dos símbolos, tornando desnecessária a estimação de canal. Além disso, não requer sincronização de fase, o que acaba simplificando consideravelmente o projeto dos receptores. As desvantagens desta técnica aparecem quando há necessidade de altas taxas de transmissão, uma vez que ocorre acentuada perda de desempenho à medida que se eleva o número de bits por símbolo, além de uma inerente perda de 3 dB na relação sinal-ruído, quando comparada à modulação PSK (do inglês *Phase-Shift Keying*) coerente [20][21]. Por estas razões, o uso de modulação não-coerente não é a melhor escolha quando se prioriza a velocidade de transferência de informação.

Esquemas de modulação coerentes permitem maior liberdade na escolha de constelação de sinais e, por conta disto, permitem que mais bits sejam transmitidos por unidade de tempo. Em contrapartida, o receptor se torna mais complexo, devido à necessidade de calcular uma estimativa do canal de propagação para compensar seus efeitos.

Os métodos de estimação de canal em sistemas coerentes podem ser divididos em três categorias: cegos, semicegos e supervisionados. Os métodos cegos têm a proposta de obter o máximo aproveitamento do espectro, dispensando a transmissão de sinais de referência. A estimação dos símbolos recebidos se baseia em informações estatísticas e propriedades conhecidas do canal e do sinal transmitido. Os métodos semicegos têm o mesmo fundamento dos algoritmos cegos, porém utilizam alguma

informação de referência, com a diferença de que existe uma fase de treinamento que se repete apenas quando necessário, conforme o comportamento do canal.

Tanto os métodos cegos como os semicegos pressupõem que as propriedades do canal tenham variação lenta em relação à taxa de transmissão de símbolos. Quando isto não acontece, como nas transmissões de dados em canais HF, normalmente são utilizados métodos supervisionados, nos quais as informações de referência são transmitidas periodicamente no tempo e/ou espaçadas em frequência.

Em sistemas OFDM convencionais, as subportadoras que carregam informação conhecida no receptor são chamadas subportadoras piloto. Em [22] são apresentados dois arranjos básicos para estas subportadoras: *block-type* e *comb-type*, representados na Fig. 5.1. Além destes, outros arranjos são encontrados na literatura, como os propostos em [23][24].

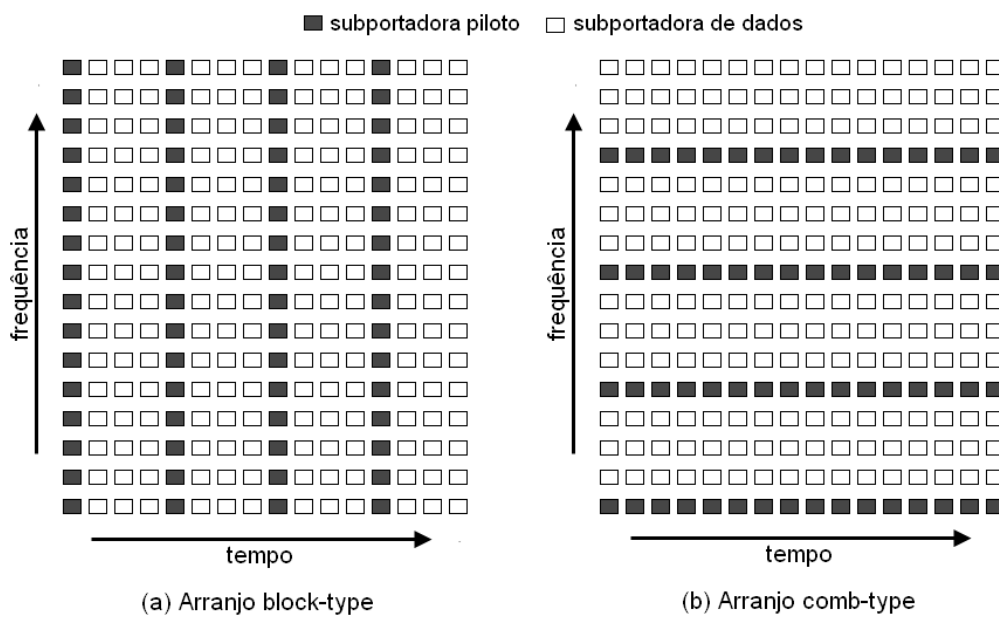


Figura 5.1: Arranjos básicos para subportadoras piloto em sistemas OFDM

No primeiro tipo de arranjo, símbolos piloto (símbolos formado somente por subportadoras piloto) são transmitidos intercalados no tempo com símbolos de informação útil. Como nos símbolos piloto todas as subportadoras transportam informação conhecida no receptor, o canal é estimado para todas as frequências presentes no símbolo. Esta estimacão é, então, considerada válida para os símbolos subsequentes, até que ocorra a recepção de um novo símbolo piloto. A estimacão de canal, baseada neste tipo de arranjo, pode ser auxiliada por um equalizador de decisão

realimentada, uma vez que neste tipo de arranjo é pressuposto que exista correlação entre estimativas subseqüentes.

O arranjo *block-type*, embora possibilite uma estimação mais precisa nas subportadoras piloto, é inadequado quando a coerência temporal do canal é da mesma ordem de grandeza da duração de um símbolo, para estes casos utiliza-se o arranjo *comb-type*. Neste outro tipo de arranjo, as subportadoras piloto estão presentes em todos os símbolos, porém, espaçadas em frequência. A estimação nas subportadoras que transportam informação útil é obtida, usualmente, por métodos de interpolação no domínio da frequência. Os métodos de estimação estudados neste trabalho são todos baseados neste tipo de arranjo.

5.1 Estimação de Baseada no Arranjo do Comb-Type

No arranjo *comb-type*, para cada símbolo OFDM formado pela combinação de N subportadoras, são reservadas N_p subportadoras para transportar informação conhecida no receptor. As frequências destas subportadoras são também conhecidas no receptor e, normalmente, são uniformemente espaçadas. Quando é este o caso, o intervalo entre subportadoras piloto é dado por $L = N/N_p$. O sinal $X(k)$, definido para $k = 0, 1, \dots, N-1$, que é aplicado ao bloco IDFT é, então, composto por N_p valores piloto representados por $X_p(m)$, $m = 0, 1, \dots, N_p-1$ e $N - N_p$ valores correspondentes à informação útil transmitida. Desta forma, o valor transportado pela k -ésima subportadora pode ser expresso como:

$$X(k) = X(mL+l) = \begin{cases} X_p(m), & l = 0 \\ \text{dados}, & 0 < l < L-1 \end{cases} \quad (5.1)$$

A partir da Eq. (4.13), é possível concluir que o sinal visto pelo receptor $Y_p(m)$, $m = 0, 1, \dots, N_p-1$ referente à recepção das subportadoras piloto, pode ser expresso como:

$$Y_p(m) = X_p(m) \cdot H_p(m) + I_p(m) + W_p(m), \quad m = 0, 1, \dots, N_p-1 \quad (5.2)$$

Que, representado na forma matricial, fica:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{I}_p + \mathbf{W}_p \quad (5.3)$$

onde $\mathbf{Y}_p = [Y_p(0) \ Y_p(1) \ \dots \ Y_p(N_p - 1)]^T$ é o vetor observado no receptor referente aos valores piloto transmitidos \mathbf{X}_p :

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} X_p(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_p(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & X_p(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$\mathbf{H}_p = [H_p(0) \ H_p(1) \ \dots \ H_p(N_p - 1)]^T$ é o vetor que contém a resposta do canal para as frequências das subportadoras piloto. Por fim, \mathbf{I}_p e \mathbf{W}_p são, respectivamente, os vetores que representam o *ICI* e o *AWGN*.

Considerando que a soma $\mathbf{I}_p + \mathbf{W}_p$ resulta numa variável aleatória com distribuição normal, o método dos mínimos quadrados [24] pode ser empregado para calcular uma estimativa do vetor \mathbf{H}_p a partir das observações contidas em \mathbf{Y}_p e dos valores piloto da matriz \mathbf{X}_p . O cálculo da estimativa com base neste método é dado por:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,LS} = (\mathbf{X}_p^T \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^T \mathbf{Y}_p \quad (5.5)$$

como \mathbf{X}_p é uma matriz diagonal, temos:

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,LS} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p = \left[\frac{Y_p(0)}{X_p(0)} \quad \frac{Y_p(1)}{X_p(1)} \quad \dots \quad \frac{Y_p(N_p - 1)}{X_p(N_p - 1)} \right]^T \quad (5.6)$$

O cálculo dos coeficientes de $\hat{\mathbf{H}}_{p,LS}$, como pode ser visto na Eq. (5.6), é muito simples, leve computacionalmente e não necessita de nenhuma informação sobre o canal de propagação. Em contrapartida, a qualidade da estimação fica comprometida quando estão presentes elevados níveis de ICI e/ou AWGN.

5.1.1 Métodos de Interpolação

Após o cálculo da estimativa da resposta do canal para as subportadoras piloto, o passo seguinte é estimar a ação do canal (ilustrada na Fig, 5.2) sobre as demais subportadoras. Em [3], para esta finalidade, foram analisadas três técnicas de interpolação aplicadas no domínio da frequência, sendo elas: a interpolação linear, a interpolação por filtragem passa-baixas e a interpolação polinomial. Nesta seção descreveremos brevemente estes três métodos e, adicionalmente, mais dois métodos de interpolação não investigados em [3], sendo eles: interpolação de segunda ordem e interpolação por “zero-padding” no domínio do tempo.

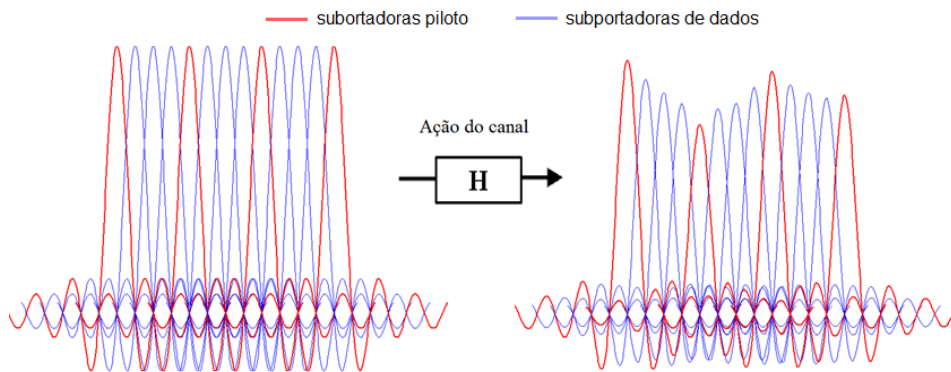


Figura 5.2: Ação do canal sobre as subportadoras no domínio da frequência

Interpolação Linear

Neste método, dois valores consecutivos da resposta estimada para as subportadoras piloto são utilizadas no cálculo dos $L-1$ valores intermediários. A resposta referente à subportadora k , $mL \leq k < (m+1)L$, é calculada da seguinte maneira [25]:

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(ml + L) = \frac{l}{L}(\hat{H}_p(m+1) - \hat{H}_p(m)) + \hat{H}_p(m) \quad 0 \leq l < L \quad (5.7)$$

Interpolação por Filtragem Passa-baixas

Neste método são inseridos $L-1$ zeros entre dois valores consecutivos da resposta estimada do canal para as subportadoras piloto. A sequência resultante é, então, submetida a uma filtragem do tipo passa-baixas, projetada para manter inalterados os valores da sequência original e, por interpolação, obter os valores intermediários [26].

Interpolação de Segunda Ordem

Na interpolação de segunda ordem, são usados três valores consecutivos da resposta estimada para as subportadoras piloto para cálculo de cada valor intermediário. A estimativa referente à subportadora k , $mL \leq k < (m+1)L$, é calculada da pela seguinte fórmula [22]:

$$\hat{H}(k) = \hat{H}_p(ml + L) = c_1 \hat{H}_p(m+1) + c_2 \hat{H}_p(m) + c_3 \hat{H}_p(m-1)$$

onde

$$\begin{cases} c_1 = \frac{\alpha(1+\alpha)}{2} \\ c_2 = \frac{(1-\alpha)(1+\alpha)}{2}, \quad \alpha = \frac{l}{N}, \quad 0 \leq l < L \\ c_3 = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \end{cases} \quad (5.8)$$

Segundo [22], este método de interpolação apresenta melhores resultados que a interpolação linear.

Interpolação por *Splines* Cúbicas

Este método consiste em dividir a sequência original em seções que são interpoladas a partir de curvas definidas por polinômios de terceiro grau. Além de passar por todos os pontos da sequência original, os polinômios são calculados de forma que no ponto de ligação entre duas curvas adjacentes a transição seja o mais suave possível [27].

Os resultados em [25] mostram que este método de interpolação tem performance superior aos métodos de interpolação linear de segunda ordem. Para avaliação deste método de interpolação no ambiente de simulação apresentado no Capítulo 6, foi usada a função “*spline*” do MATLAB.

Método Zero-Padding no Domínio do Tempo

Um princípio básico em processamento de sinais discretos é que a inserção de zeros no final de uma sequência que representa um sinal amostrado no domínio do

tempo resulta numa interpolação em sua representação no domínio da frequência [28], conforme ilustrado na Fig. 5.2.

Com base neste princípio, uma estimação completa do canal pode ser obtida da seguinte forma: primeiro é calculada a transformada no domínio do tempo da estimativa obtida para as subportadoras piloto; em seguida, a partir da última amostra da sequência que representa esta transformada, são adicionadas $N - N_p$ amostras com valor zero, onde N é o número total de subportadoras e N_p é o número de subportadoras piloto; por fim, a sequência resultante é passada para o domínio da frequência.

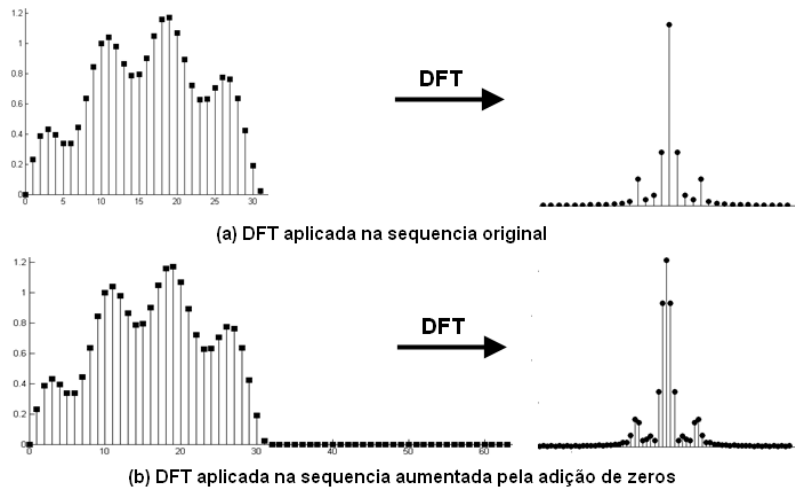


Figura 5.3: Aumento da resolução no domínio da frequência obtida pela aplicação de “zero-padding” no domínio do tempo.

5.1.2 Estimador baseado em Máxima Verossimilhança

De acordo com a Eq. (4.13), podemos considerar que a transmissão de um símbolo OFDM com N subportadoras corresponde à transmissão simultânea N subsímbolos através de N canais gaussianos com coeficientes correlacionados. A partir desta consideração, pode ser definida uma função de máxima verossimilhança $f(Y/X, h)$ onde Y representa o símbolo recebido, X é o símbolo transmitido e h é a resposta impulsiva do canal, cuja maximização em termos de h , considerando X conhecido (piloto), resulta em uma expressão [29] que permite o cálculo dos coeficientes de h a partir do sinal recebido Y .

Os métodos apresentados até aqui não levam em conta qualquer informação adicional sobre o canal de propagação. Como visto no Capítulo 3, o canal HF é

especialmente hostil para comunicação sem fio em virtude de sua variação constante e aleatória e retardos entre componentes multipercurso na ordem de milissegundos. Por outro lado, o canal HF não difere de outros canais de comunicação sem fio no que diz respeito ao pequeno número de componentes em sua resposta impulsiva com energia suficiente para degradar de forma relevante o sinal transmitido. Além disso, na resposta completa, onde são incluídas as filtragens realizadas nos transceptores, as componentes de maior energia estão concentradas na porção inicial.

Com base nestas premissas, é possível estabelecer uma estratégia de redução de complexidade que tire proveito do pequeno número de componentes com energia significativa. Além disso, o conhecimento de que a localização aproximada destes componentes está no início da resposta do canal pode ser usado para negligenciar componentes geradas por ruído ou outras interferências que podem degradar o cálculo da estimação.

Entretanto, o fato de tirar proveito destas informações introduz o problema de determinar o limite a partir do qual as componentes podem ser negligenciadas. Para estabelecer tal limite, é necessário, primeiramente, determinar quais componentes são relevantes para acarretar degradação do sinal para, finalmente, obter o que chamaremos daqui em diante de comprimento efetivo do canal.

A técnica de estimação por máxima verossimilhança (*ML Estimator*), descrita em [30], assume que as componentes relevantes da resposta impulsiva do canal h estão concentradas nos seus primeiros componentes. Naquela referência, como limite para estabelecer quais componentes são relevantes, utiliza o comprimento do prefixo cíclico (CP), baseado no fato de que o comprimento do canal precisa ser menor que o intervalo de guarda (no caso o CP) para que não ocorra interferência ente símbolos.

Entretanto, o uso do comprimento do CP para estabelecer o comprimento efetivo do canal, apesar de simples, pode não ser uma boa escolha, tendo em vista que o comprimento do CP normalmente é um valor fixo calculado em função do número de subportadoras e, além disso, precisa ser superdimensionado para acomodar possíveis variações do canal. Portanto, esta forma de obter o comprimento efetivo do canal pode acabar aumentando o esforço computacional ao considerar um comprimento de canal maior que o ideal, além de levar para o cálculo da estimação, componentes que podem prejudicar seu resultado.

No presente trabalho optou-se por utilizar um algoritmo simples para obter o comprimento efetivo do canal.

O algoritmo utilizado assume um número de máximo de percursos P previsto para o canal. Em seguida é calculado o PDP (do inglês *Power Delay Profile*) do canal completo a partir de uma estimativa obtida pelo método dos mínimos quadrados com interpolação linear (Seção 5.1.1). Dentre os primeiros N_{cp} (tamanho do Prefixo Cíclico) componentes do PDP, são selecionados os P componentes de maior amplitude. Por fim, dentre os P componentes selecionados escolhe-se o de maior índice, que passa então a ser considerado o último componente relevante e, portanto, seu índice, que denotaremos como G , acrescido de um, portanto $G+1$, passa a ser o limite a partir do qual os componentes da resposta impulsiva do canal são considerados irrelevantes.

Depois de calculado o comprimento efetivo do canal, a técnica de estimação por máxima verossimilhança começa com a definição de uma resposta do canal de comprimento $G+1$:

$$\mathbf{h}_{G+1} = [h_0 \quad h_1 \quad \cdots \quad h_G]^T \quad (5.9)$$

A partir de uma matriz DFT $N \times N$ deriva-se uma matriz DFT não quadrada, expressa por:

$$\mathbf{F}_{G+1} = [\mathbf{W}_N^{a,b}]_{N \times (G+1)} \quad (0 \leq a < N, 0 \leq b < G+1) \quad (5.10)$$

e uma matriz DFT baseada no espaçamento entre subportadoras piloto L :

$$\mathbf{F}_L = [\mathbf{W}_N^{aL,b}]_{N_p \times (G+1)} \quad (0 \leq a < N_p, 0 \leq b < G+1) \quad (5.11)$$

A resposta nas subportadoras piloto é, então, calculada por:

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{F}_L \mathbf{h}_{G+1} \quad (5.12)$$

Assim, o estimador por máxima verossimilhança $\hat{\mathbf{h}}_{G+1}$, a partir de uma estimativa inicial $\hat{\mathbf{H}}_p$, é dado pela seguinte equação:

$$\hat{\mathbf{h}}_{G+1} = (\mathbf{F}_L^H \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \hat{\mathbf{H}}_p \quad (5.13)$$

Finalmente, o cálculo da estimativa completa é dado por:

$$\mathbf{H}_{ML} = \mathbf{F}_{G+1} \hat{\mathbf{h}}_{G+1} = \mathbf{F}_{G+1} (\mathbf{F}_L^H \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \hat{\mathbf{H}}_p \quad (5.14)$$

Como estimativa das subportadoras piloto $\hat{\mathbf{H}}_p$ foi utilizada a obtida pelo método dos mínimos quadrados de acordo com a Eq. (5.6).

5.1.3 Estimação baseada no algoritmo LMS

O algoritmo LMS (do inglês, *Least Mean Square*) é, sem dúvida, o mais popular em filtragem adaptativa. Isto se deve às suas principais características: baixa complexidade computacional e garantia de convergência em ambiente estacionário.

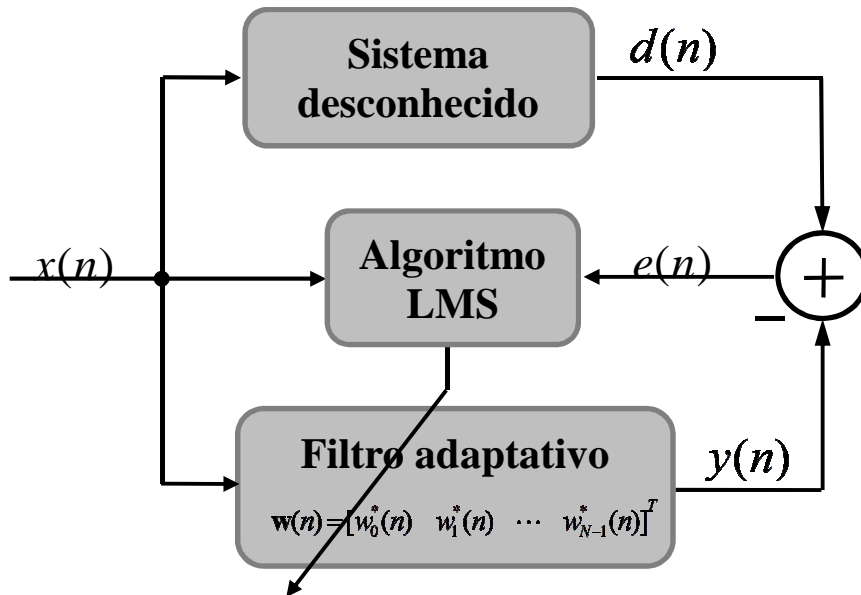


Figura 5.4: Esquema de uma aplicação de filtragem adaptativa.

O esquema da Fig. 5.3 representa uma aplicação típica de filtragem adaptativa para sinais complexos, onde $x(n)$ é o sinal de entrada, $d(n)$ é o sinal de referência, $e(n)$ é o erro medido entre o sinal de referência e a saída do filtro $y(n)$ que é dada por:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}(n) \quad (5.15)$$

onde $\mathbf{w}(n) = [w_0^*(n) \ w_1^*(n) \ \dots \ w_{N-1}^*(n)]^T$ corresponde ao vetor de coeficientes complexos conjugados do filtro adaptativo e $\mathbf{x}(n) = [x_0(n) \ x_1(n) \ \dots \ x_{N-1}(n)]^T$ é o vetor do sinal de entrada. O H sobrescrito denota transposição Hermitiana.

O algoritmo LMS tem o objetivo de ajustar, por meio de um processo adaptativo, os coeficientes do filtro adaptativo \mathbf{w} de forma a minimizar o erro $e(n)$ no sentido médio-quadrático [31]. Este algoritmo é baseado no algoritmo de Descida Máxima (*Steepest Descent*) no qual a função custo, para o caso de sinais complexos, é expressa por:

$$\xi = E[|e(n)|^2] \quad (5.16)$$

onde $|e(n)|^2$ é dado por :

$$|e(n)|^2 = e(n)e^*(n) = [d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n)][d^*(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}^*(n)] \quad (5.17)$$

e o ajuste dos coeficientes do filtro $\mathbf{w}(n)$ é feito da seguinte maneira:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla_{\mathbf{w}} \xi \quad (5.18)$$

onde μ é o passo de adaptação e $\nabla_{\mathbf{w}} \xi$ é o gradiente da função custo em relação aos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$, obtido da seguinte forma:

$$\nabla_{\mathbf{w}} \xi = 2(\mathbf{R}\mathbf{w}(n) - \mathbf{p}) \quad (5.19)$$

onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)]$ é a matriz de autocorrelação do sinal de entrada e $\mathbf{p} = E[d^*(n)\mathbf{x}(n)]$ é o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e o sinal de referência. O grande problema do algoritmo de Descida Máxima é que os cálculos da matriz \mathbf{R} e do vetor \mathbf{p} envolvem grande esforço computacional, o que praticamente inviabiliza sua aplicação.

O algoritmo LMS usa estimativas simples para \mathbf{R} e \mathbf{p} , obtidas a partir de valores instantâneos:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (5.20)$$

e

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = d^*(n)\mathbf{x}(n) \quad (5.21)$$

substituindo (5.20) e (5.21) em (5.19) no lugar de \mathbf{R} e \mathbf{p} , respectivamente, temos:

$$\begin{aligned}
\nabla_{\mathbf{w}} \xi(n) &= 2[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n) - d^*(n)\mathbf{x}(n)] = \\
&= -2\mathbf{x}(n)[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n)] = \\
&= -2\mathbf{x}(n)[d^*(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}^*(n)] = \\
&= -2\mathbf{x}(n)e^*(n)
\end{aligned} \tag{5.22}$$

Finalmente, substituindo $\nabla_{\mathbf{w}} \xi(n)$ obtido na Eq. (5.22) no lugar de $\nabla_{\mathbf{w}} \xi$ na Eq. (5.18), obtemos a regra de atualização dos coeficientes complexos conjugados do filtro adaptativo segundo o algoritmo LMS:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e^*(n)\mathbf{x}(n) \tag{5.23}$$

A dimensão do vetor de coeficientes do filtro é igual a do vetor do sinal de entrada. Portanto, da mesma forma que na seção anterior, é interessante utilizar uma estimativa do comprimento efetivo do canal de forma a reduzir o esforço computacional. Sendo assim, a estimação do canal completo com base no algoritmo LMS se inicia da mesma forma que o da seção anterior, ou seja, utilizando o algoritmo descrito naquela seção a fim de obter o comprimento estimado do canal efetivo.

Em [25], o algoritmo LMS é aplicado a cada subportadora piloto recebida e posteriormente é obtida a resposta completa através de métodos de interpolação. No presente trabalho, ao invés de realizar uma estimativa no domínio da frequência, o LMS será empregado no domínio do tempo. A seguir passaremos à descrição da implementação.

Primeiramente é feita a transformação para o domínio do tempo de um símbolo piloto, que corresponde a um símbolo OFDM com N subportadoras, onde somente as N_p subportadoras piloto uniformemente espaçadas em frequência são diferentes de zero e iguais aos valores de referência, que nas simulações foram feitos iguais a um. Como os valores de referência são fixos, este cálculo é feito uma única vez para cada configuração. Esta sequência é usada como sinal entrada no algoritmo LMS.

Depois, a cada símbolo recebido, é obtida uma sequência onde somente as subportadoras piloto são mantidas e as demais feitas iguais a zero. Em seguida é calculada sua transformação para o domínio do tempo. A sequência resultante é usada como sinal de referência no algoritmo LMS, que é executado para cada símbolo

recebido. Os coeficientes do filtro adaptativo são então considerados como a resposta impulsiva do canal que, por fim, é convertida para o domínio da frequência para ser usada na equalização das subportadoras de dados.

Capítulo 6

Comparação dos Métodos de Estimação do Canal HF

Neste capítulo é descrito o ambiente de simulação e são apresentados, em forma de gráficos, os resultados obtidos na comparação dos métodos de estimação relacionados no Capítulo 5.

6.1 Descrição do Ambiente de Simulação

Como ambiente de simulação foi utilizado o software MATLAB, onde foram implementados os blocos que, em conjunto, simulam o funcionamento básico de um modem OFDM. No modelo do modem, além dos blocos essenciais do modulador e demodulador, foram incluídos blocos adicionais, especificados na MIL-STD-188-110B para modems paralelos. Nas simulações, o modem transmite e recebe seus próprios sinais para comparação e cálculo da BER, após atravessarem o canal HF modelado segundo a recomendação ITU-R F.1487. A necessidade de sincronização no receptor foi negligenciada, assim com qualquer outra fonte de degradação do sinal que não seja a passagem pelo canal HF com adição de ruído gaussiano branco e a filtragem de 3 kHz realizada no estágio de transmissão do modelo.

Na Fig. 6.1 está um diagrama em blocos, onde se encontram representadas as etapas envolvidas na simulação, desde a geração da informação a ser transmitida até sua comparação com a informação recebida.

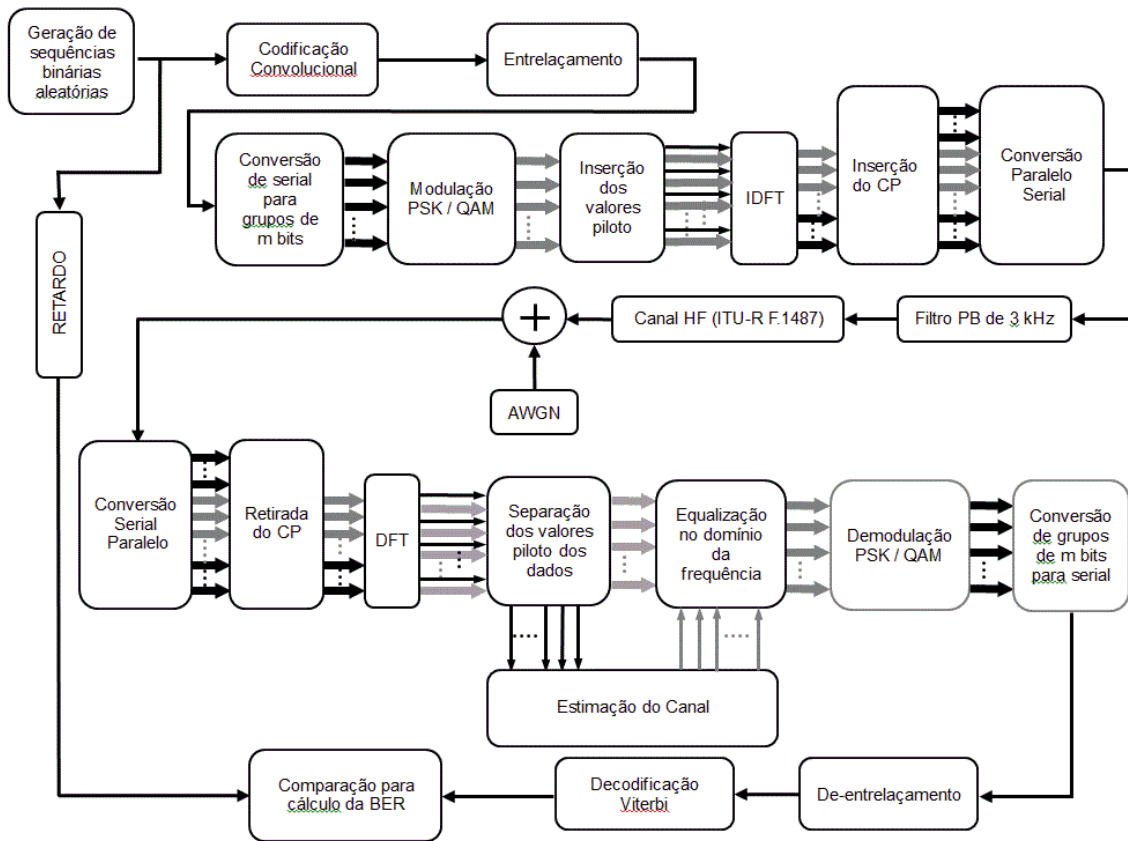


Figura 6.1: Diagrama em blocos do ambiente de simulação

Nos parágrafos seguintes são feitas as descrições das etapas da simulação que se encontram representadas em forma de bloco no diagrama da Fig. 6.1.

O primeiro bloco gera aleatoriamente uma seqüência binária, onde a probabilidade de cada bit ser igual a 1 é de 50%. O bloco seguinte é um codificador convolucional, utilizado a fim de introduzir redundância controlada nos dados a serem transmitidos e assim possibilitar detecção e correção de erros no receptor. O codificador utilizado é o recomendado na MIL-STD-188-110B, possui taxa 1/2, comprimento de restrição 7 e sua codificação é definida pelos seguintes polinômios: $P_1(x) = x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$ e $P_2(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$. A representação esquemática deste codificador é mostrada na Fig. 6.2.

O terceiro bloco realiza o processo de entrelaçamento das seqüências geradas pelo codificador convolucional. O resultado final do processo de entrelaçamento é o rearranjo da posição dos bits de uma seqüência com o objetivo de minimizar a ocorrência de erros em bits consecutivos, normalmente associados a interferências de curta duração. O esquema de entrelaçamento, que foi adotado nas simulações, é também descrito na MIL-STD-188-110B. São previstos neste documento dois comprimentos de

entrelaçamento: curto, com duração de 0,6 segundos, e longo, com duração de 4,8 segundos. Estes valores se referem ao tempo de preenchimento da matriz de entrelaçamento, cujas dimensões dependem da taxa de transmissão em bits por segundo e da duração do entrelaçamento, conforme consta na Tabela 6.1

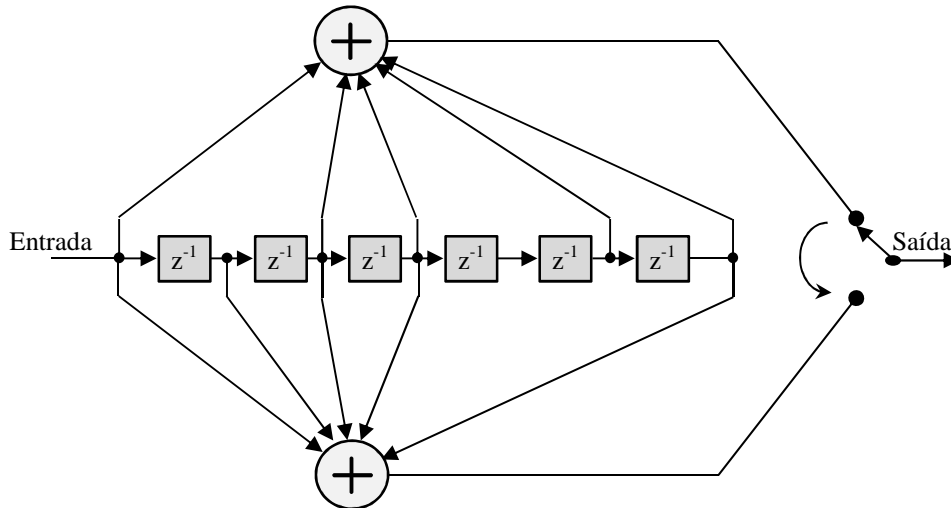


Figura 6.2: Codificador convolucional sugerido na MIL-STD-188-110B.

Taxa de bits (bps)	Entrelaçamento longo (4,8 s)		Entrelaçamento curto (0,6 s)	
	Núm. de linhas	Núm. de colunas	Núm. de linhas	Núm. de colunas
2400	40	576	40	72
1200	40	288	40	36
600	40	144	40	18
300	40	144	40	18

Tabela 6.1: Dimensões das matrizes de entrelaçamento

A regra de preenchimento da matriz de entrelaçamento é a seguinte: o primeiro bit da sequência é colocado na linha 0 coluna 0; o bit seguinte será colocado na mesma coluna, mas com o número da linha incrementado de 9 módulo 40. O processo continua até que as 40 linhas da coluna 0 estejam preenchidas quando, então, o processo se repete na coluna 1 e segue assim por diante, até que todas as colunas da matriz estejam preenchidas.

A leitura dos bits é feita de acordo com o seguinte procedimento: o primeiro bit lido é o da linha 0 coluna 0; o seguinte é obtido na linha seguinte e o número da coluna é o número da coluna anterior subtraído de 17 módulo total de colunas. O processo se repete até que todos os bits sejam lidos.

Para cada símbolo OFDM que será transmitido, são lidos da matriz de entrelaçamento $m.(N - N_p)$ bits, onde N é o número total de subportadoras, N_p é o número de subportadoras piloto e m é o número de bits por símbolo da modulação empregada. Posteriormente, cada grupo de m bits é mapeado em um símbolo complexo, que corresponde a uma posição da constelação do esquema de modulação utilizado. As constelações utilizadas são mostradas na Fig. 6.3.

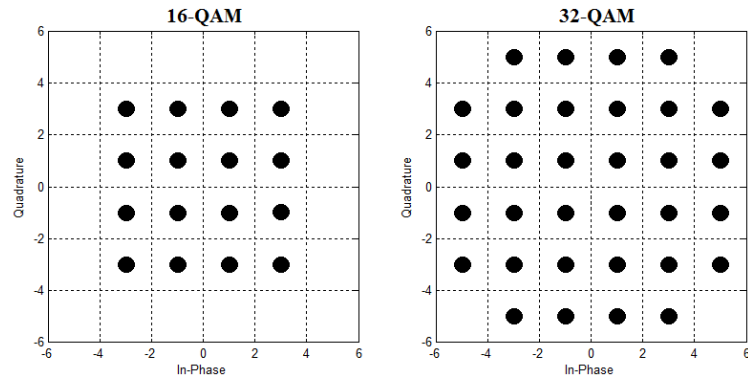


Figura 6.3: Constelações das modulações utilizadas nas simulações.

O próximo passo é inserir os valores piloto uniformemente espaçados na sequência de valores complexos obtidos após a modulação. A sequência resultante corresponde à representação no domínio da frequência de um símbolo OFDM. O passo seguinte é, então, fazer a transformação para o domínio do tempo. Esta tarefa é realizada pelo bloco que calcula a IDFT.

A partir da representação do símbolo OFDM no domínio do tempo, é criado um novo símbolo que corresponde ao símbolo original precedido por uma cópia da porção final dele mesmo, o chamado prefixo cíclico.

As etapas finais para a transmissão são: a serialização do símbolo obtido na etapa anterior e a filtragem do sinal serializado por um filtro tipo passa-baixas com frequência de corte em 3 kHz. Esta filtragem foi incluída em atendimento a uma das condições especificadas na MIL-STD-188-110B.

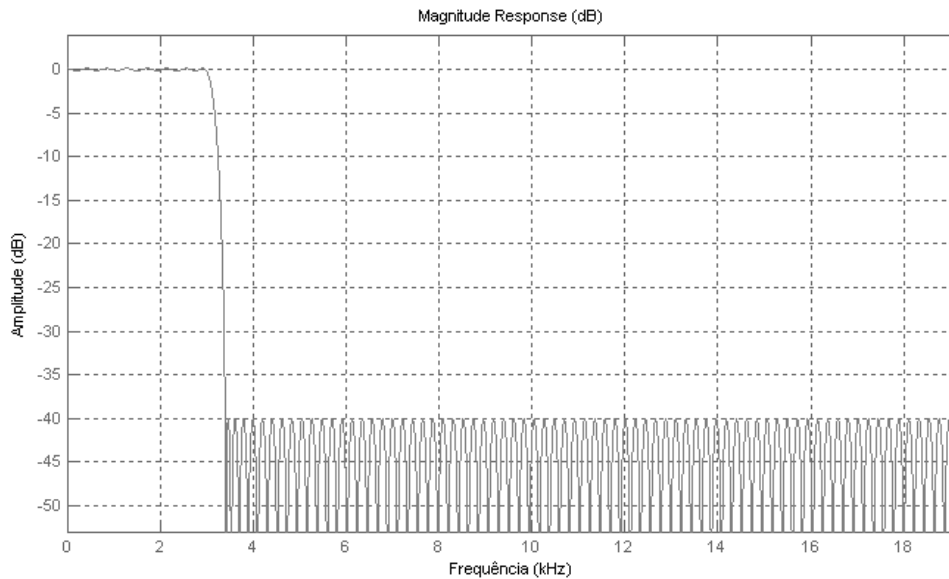


Figura 6.4: Resposta em frequência do filtro de 3 kHz

O símbolo OFDM transmitido é, então, submetido ao canal HF e recebe a adição de ruído gaussiano branco.

Assumindo que não há necessidade de sincronização, a primeira etapa da recepção é a conversão do símbolo recebido da forma serial para a forma paralela. Em seguida, a porção correspondente ao prefixo cíclico é desprezada e a sequência restante é transformada para o domínio da frequência pelo bloco DFT.

Neste ponto é feita a separação das subportadoras piloto e, com base nas alterações observadas nos valores piloto recebidos, é calculada uma estimativa da resposta do canal que, em seguida, é usada para a equalização, no domínio de frequência, das subportadoras de dados.

Após ajustados os valores complexos recebidos nas subportadoras de dados, é realizada a demodulação, que consiste em mapear cada valor recebido em uma das 2^m posições existentes na constelação do esquema de modulação adotado. Cada valor complexo é então convertido em uma sequência de m bits de acordo com sua posição.

Na etapa seguinte é feito o encadeamento das sequências de m bits resultantes da demodulação a fim de obter a representação na forma serial do sinal OFDM transmitido. Neste ponto ainda faltam duas etapas para recuperar a informação transmitida: o de-entrelaçamento e a decodificação do canal.

O de-entrelaçamento realiza o processo oposto ao de entrelaçamento realizado no transmissor. Por fim, o decodificador Viterbi, utilizando a redundância introduzida

pelo codificador convolucional do transmissor, restaura a informação transmitida, corrigindo erros dentro das limitações do esquema de codificação de canal utilizado.

Para cálculo da BER, a saída do decodificador Viterbi é comparada com a sequência binária originalmente transmitida e os erros não corrigidos são contabilizados para cálculo da BER.

6.2 Avaliação do Desempenho das Técnicas de Estimação

Para comparar o desempenho das técnicas propostas nesta dissertação com as técnicas utilizadas em [3], foram gerados gráficos onde foram plotadas as taxas de erro de bit (BER), computadas para cada técnica de estimação, em função da relação sinal/ruído (SNR). Valores de BER inferiores a 1×10^{-7} foram considerados iguais a 1×10^{-7} para fins de plotagem. Para cada valor de SNR foram utilizados de cerca de 1×10^6 de bits.

As simulações foram feitas para três modelos de canal HF implementados no MATLAB como base na recomendação ITU-R F.1487, sendo eles:

- moderado em média latitude, que chamaremos ITU-R MM;
- perturbado em média latitude, que chamaremos ITU-R MD;
- moderado em baixa latitude, que chamaremos ITU-R LM.

Em face ao grande número de parâmetros envolvidos no ambiente de simulação, alguns foram mantidos fixos, enquanto outros foram variados dentro de um subconjunto de valores possíveis. Os parâmetros mantidos fixos foram os seguintes:

- comprimento do esquema de entrelaçamento: 0,6 s;
- razão entre a duração do Prefixo Cíclico e a do símbolo OFDM: 1/8;
- taxa de símbolos: 4800 baud.

E foram variados os seguintes parâmetros:

- tipo de modulação das subportadoras: 16-QAM e 32-QAM;
- distância entre subportadoras piloto: 2, 4 e 8;
- número total de subportadoras: 256 e 512.

Nas Figs. 6.5 a 6.11, são apresentados gráficos comparativos para o canal ITU-R MM.

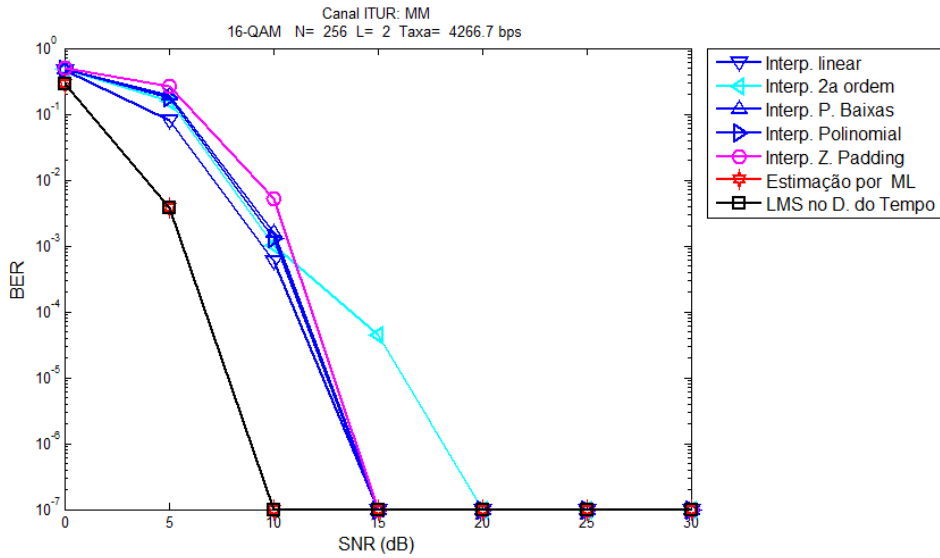


Figura 6.5: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados. Taxa: 4266,67 bps

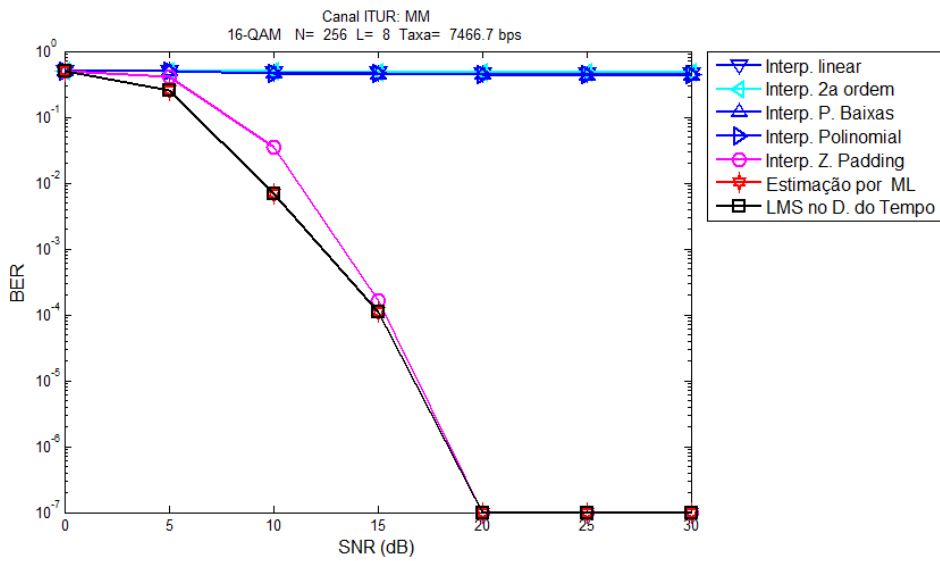


Figura 6.6: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 7466,67 bps

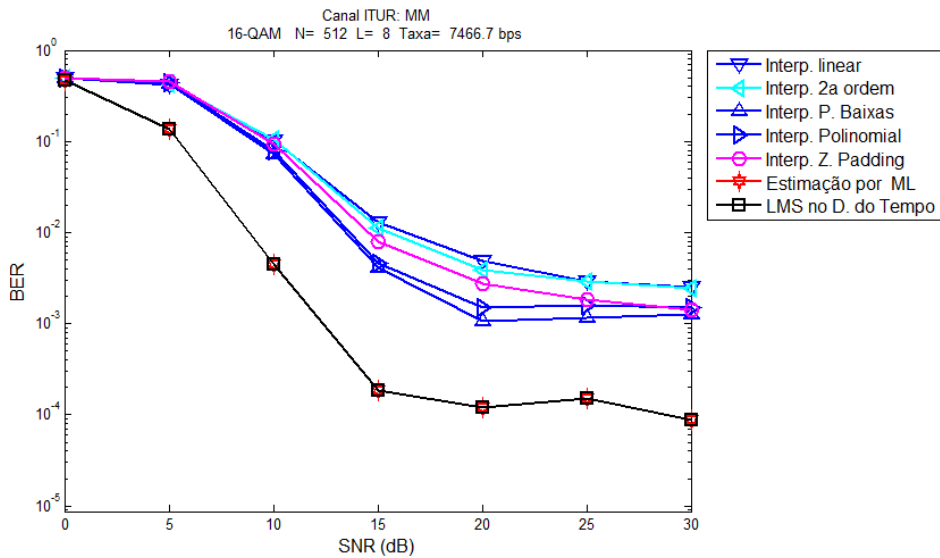


Figura 6.7: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 7466,67 bps

Na Fig. 6.6, onde a distância entre subportadoras piloto é igual a 8, pode ser observado que todos os métodos de interpolação no domínio da frequência falharam completamente em obter a estimativa do canal.

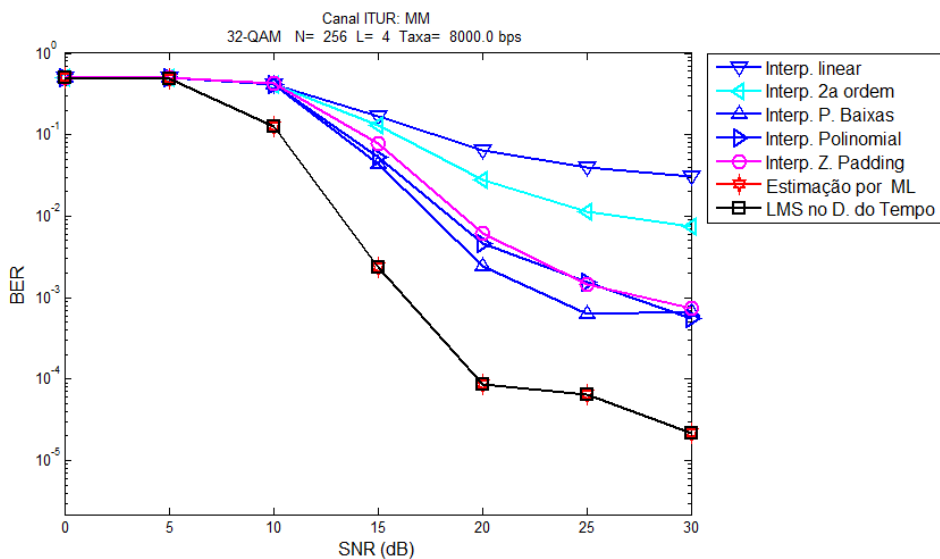


Figura 6.8: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps

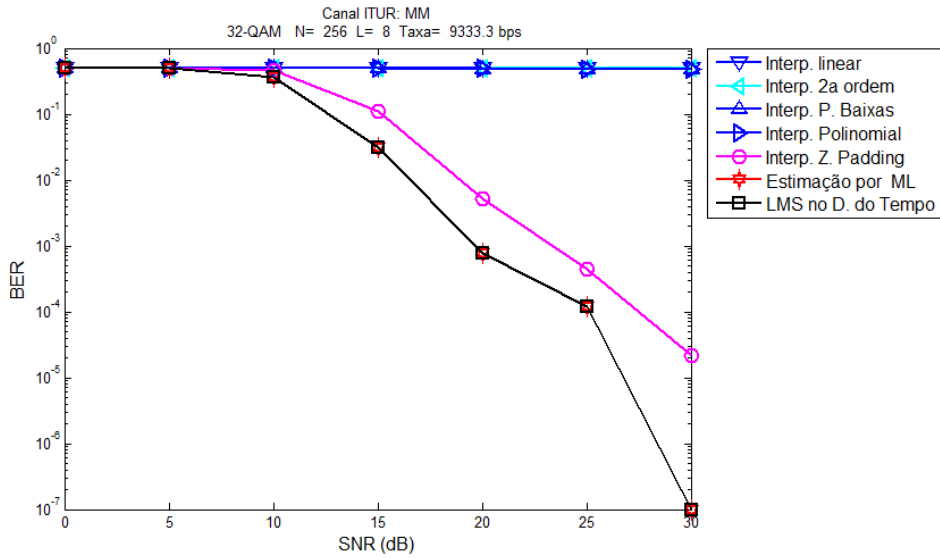


Figura 6.9: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 9333,33 bps

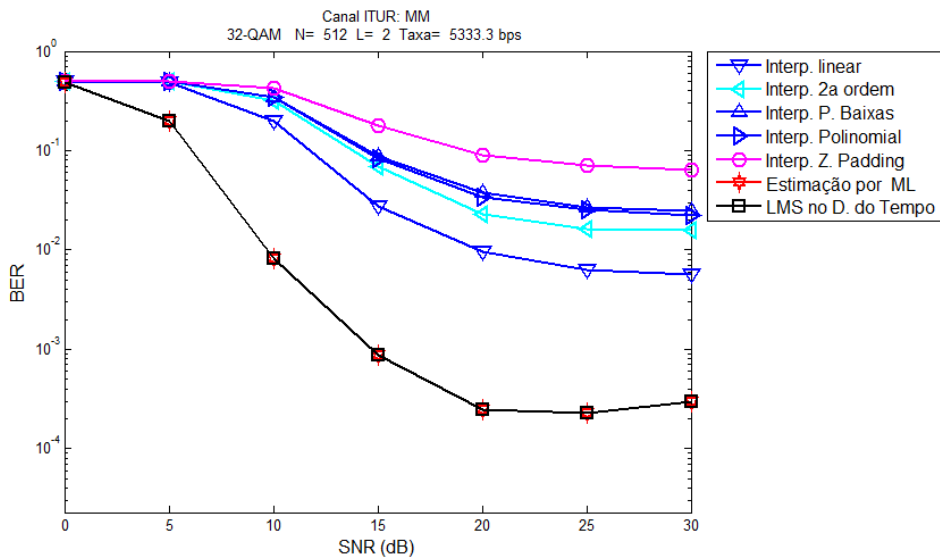


Figura 6.10: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 5333,33 bps

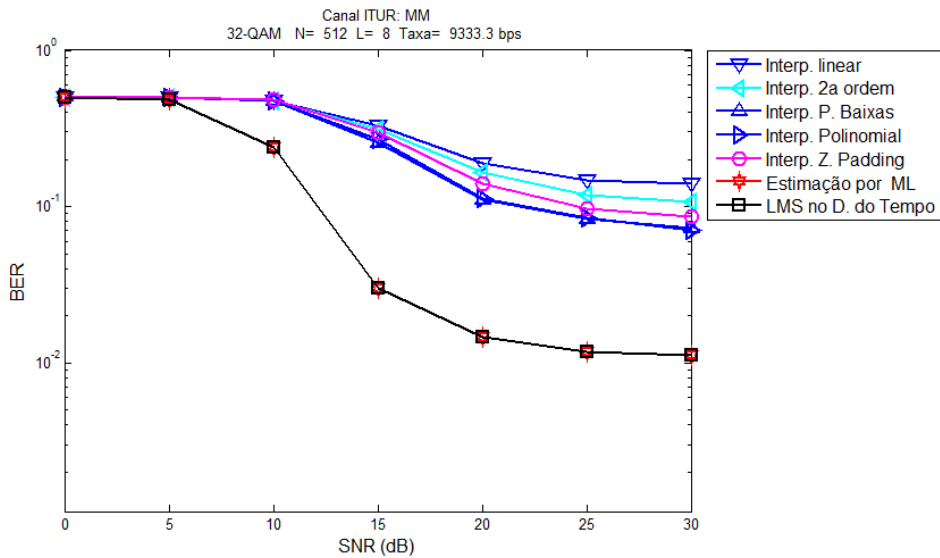


Figura 6.11: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 9333,33 bps

A Fig. 6.12 tem a finalidade de fornecer uma comparação visual do efeito da equalização feita a partir dos diferentes métodos de estimação, sobre a constelação de símbolos recebidos.

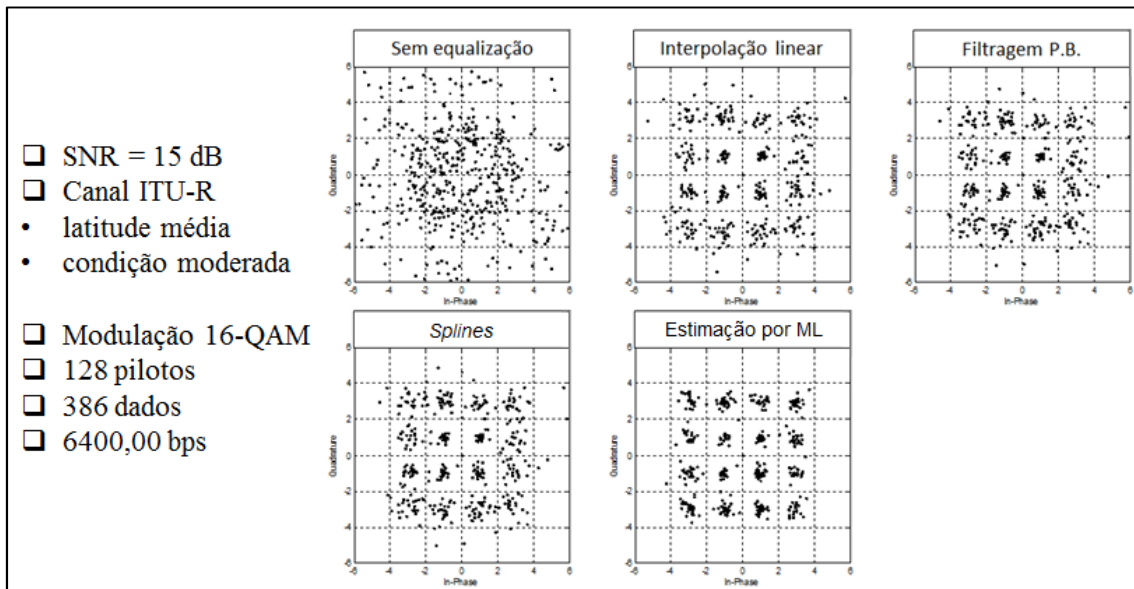


Figura 6.12: Visualização da constelação dos símbolos recebidos sem equalização e após a equalização feita a partir dos diferentes métodos de estimação

Nas Figs. 6.13 a 6.19 são apresentados gráficos comparativos para o canal ITU-R MD.

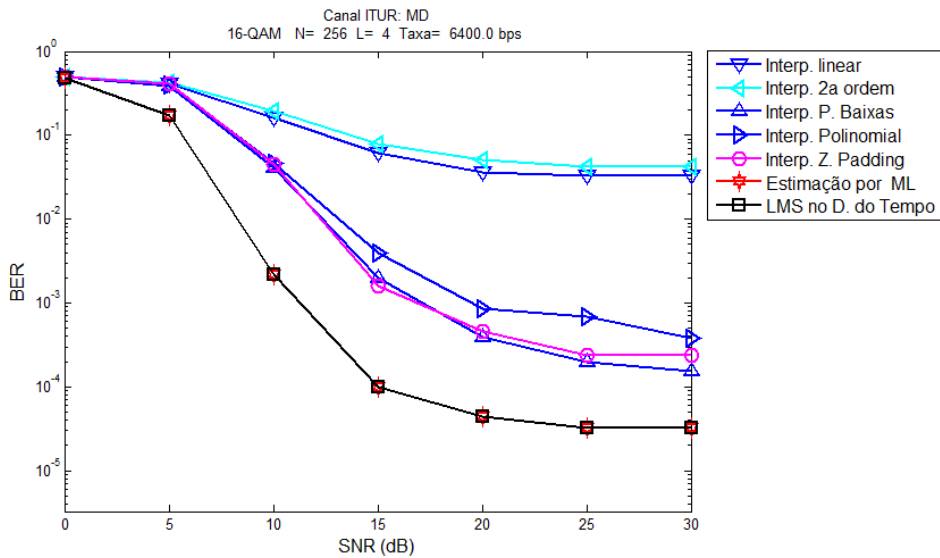


Figura 6.13: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 6400,00 bps

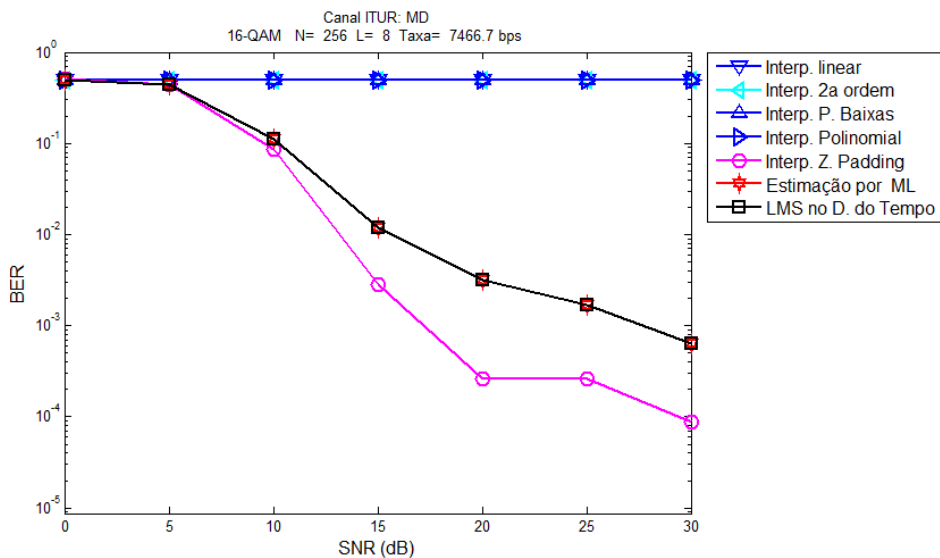


Figura 6.14: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 7466,67 bps

A Fig. 6.14 mostra o melhor desempenho do método de interpolação por “zero-padding” no domínio do tempo para o maior espaçamento entre subportadoras piloto utilizado nas simulações ($L=8$). Ainda nesta ilustração, verifica-se que os métodos de interpolação no domínio da frequência, sob as mesmas condições, não conseguiram estimar o canal corretamente.

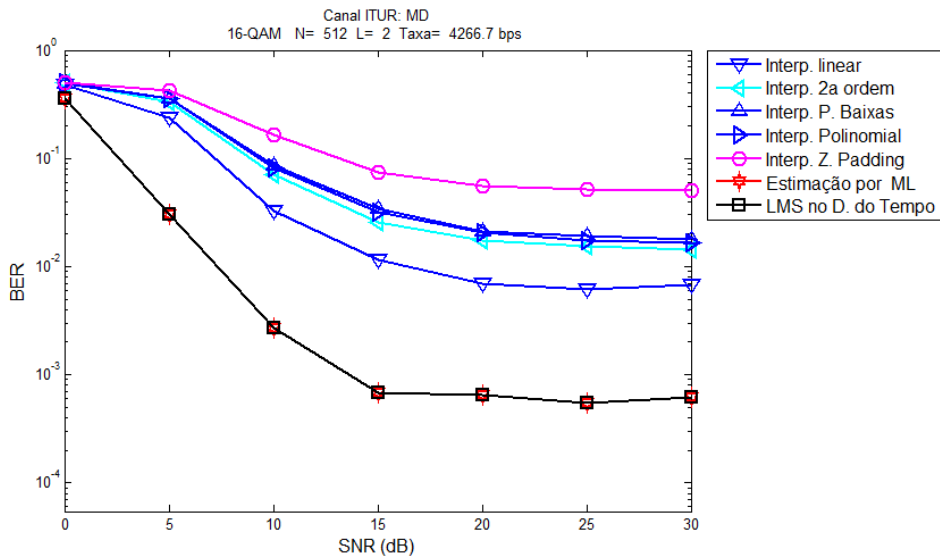


Figura 6.15: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 4266,67 bps

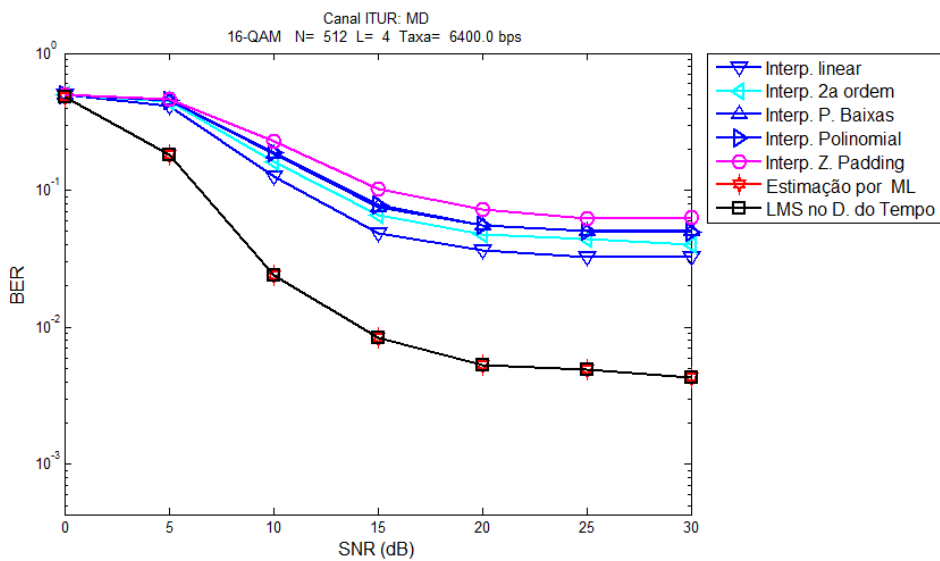


Figura 6.16: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 384 de dados. Taxa: 6400,00 bps

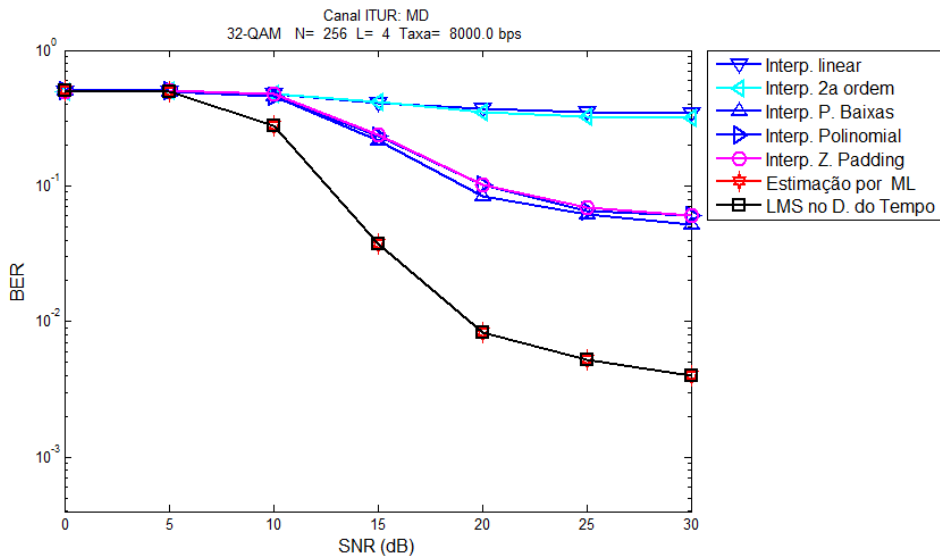


Figura 6.17: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps

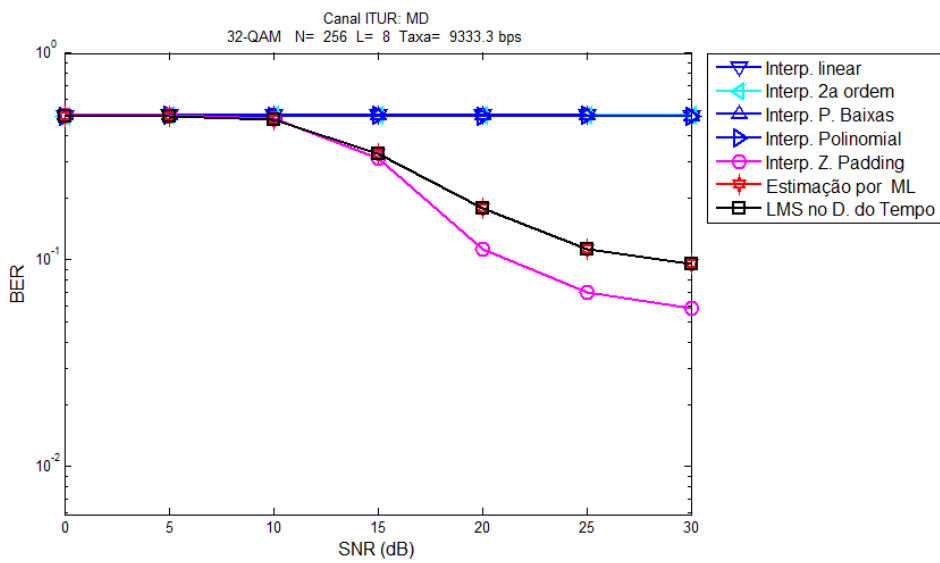


Figura 6.18: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 32 subportadoras piloto e 224 de dados. Taxa: 9333,33 bps

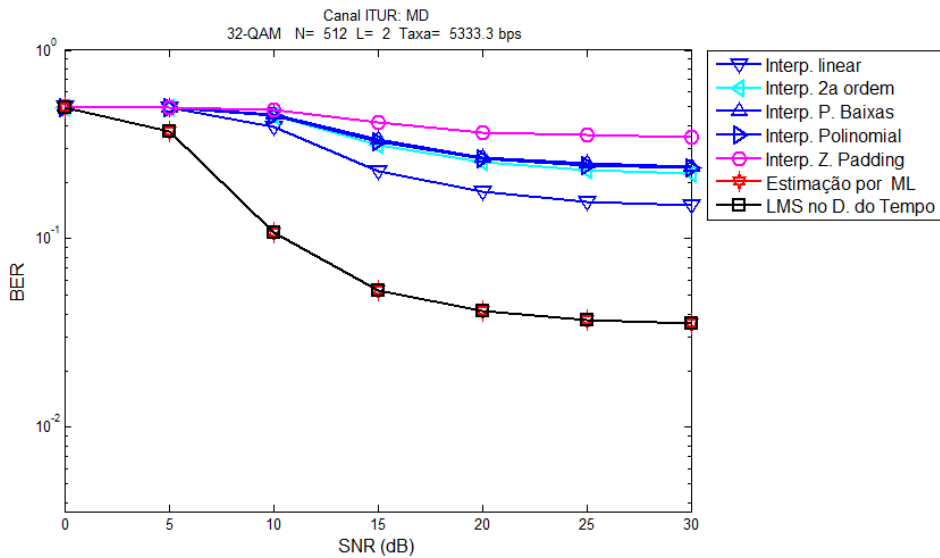


Figura 6.19: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R MD empregando a modulação 32-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 5333,33 bps

Nas Figs. 6.20 a 6.25 são apresentados gráficos comparativos para o canal ITU-R LM.

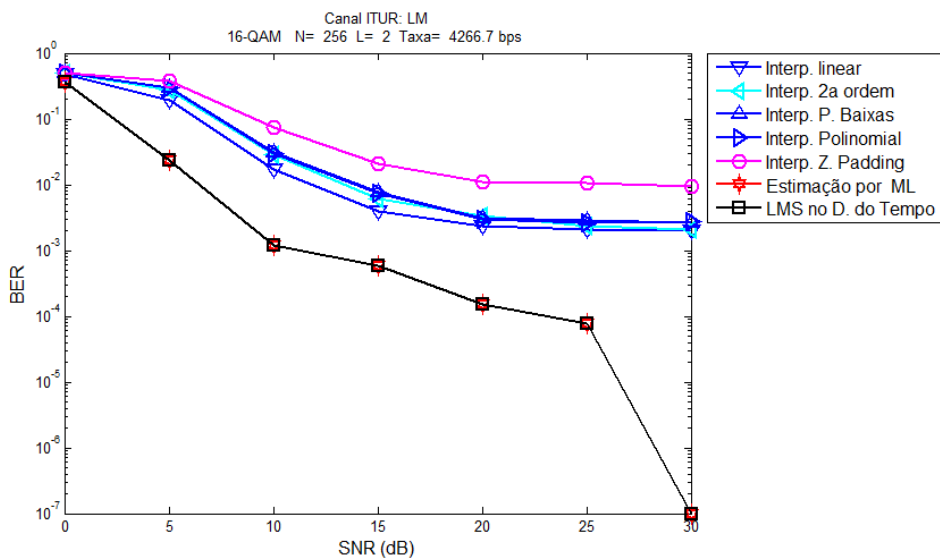


Figura 6.20: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados. Taxa: 4266,67 bps

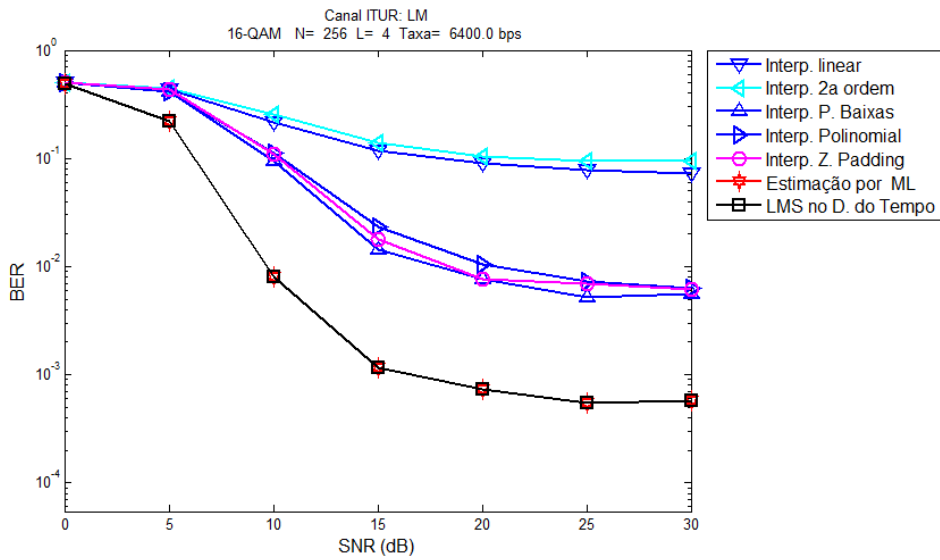


Figura 6.21: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 6400,00 bps

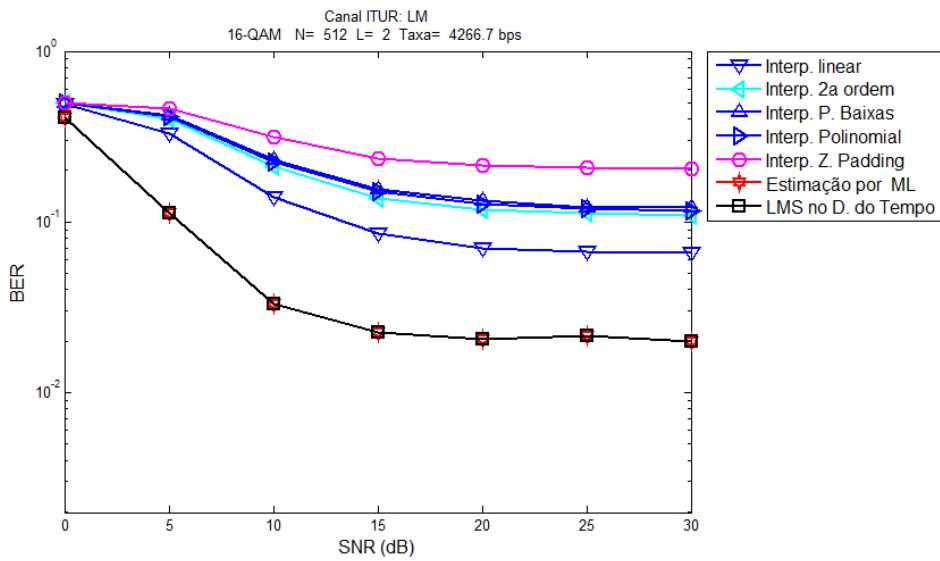


Figura 6.22: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 256 subportadoras piloto e 256 de dados. Taxa: 4266,67 bps

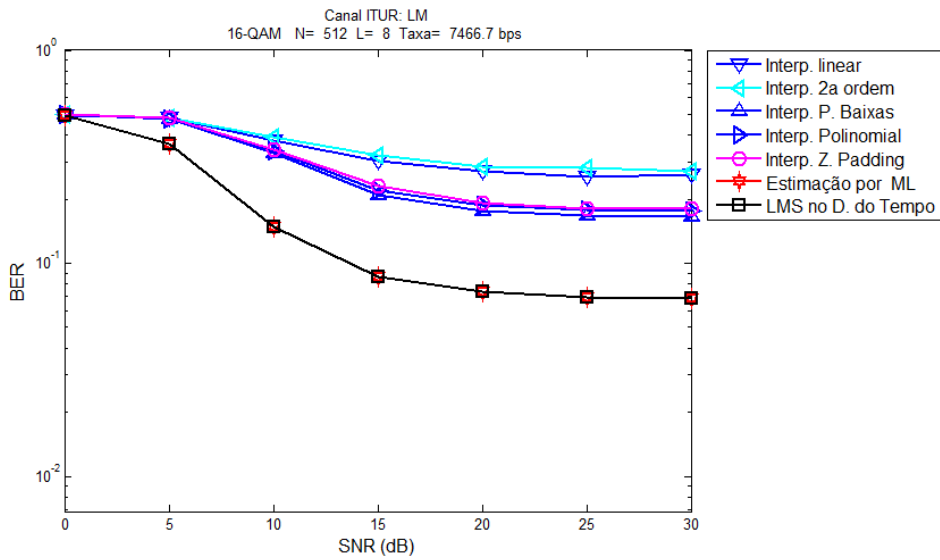


Figura 6.23: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 16-QAM com 64 subportadoras piloto e 448 de dados. Taxa: 7466,67 bps

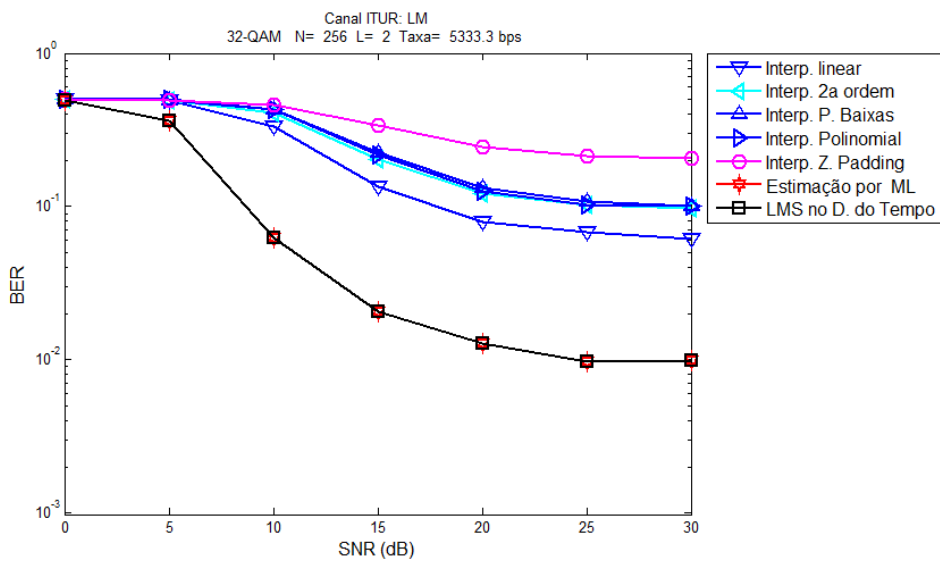


Figura 6.24: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 32-QAM com 128 subportadoras piloto e 128 de dados. Taxa: 5333,33 bps

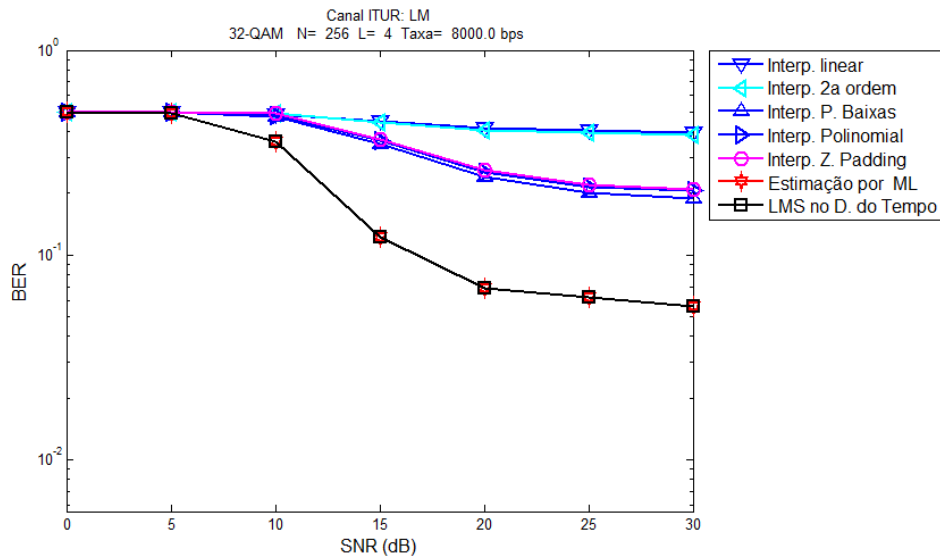


Figura 6.25: Comparação de desempenho das técnicas de estimação para o canal ITU-R LM empregando a modulação 32-QAM com 64 subportadoras piloto e 192 de dados. Taxa: 8000,00 bps

A partir dos resultados mostrados nas figuras acima, fica evidente o melhor desempenho das técnicas de estimação de canal propostas nesta dissertação, em termos de taxa de erro de bit, em relação às empregadas no trabalho a que este deu continuidade, principalmente em condições de boa relação sinal-ruído.

O método de interpolação por “zero-padding” no domínio do tempo se destacou nas simulações onde o afastamento entre subportadoras foi igual a oito, ou seja, o maior entre os testados. Portanto, a escolha deste método é adequada para quando se deseja utilizar o maior afastamento possível entre subportadoras piloto.

O método de estimação por máxima verossimilhança e o que utiliza o algoritmo LMS apresentaram o mesmo desempenho em todas as simulações, revelando que, na forma como foram implementados, são equivalentes.

Embora não tenha sido medido formalmente o esforço computacional de cada um destes métodos, a comparação do tempo de simulação em relação ao do método da interpolação linear revelou que o método usando LMS teve um tempo em média 30% maior, enquanto este aumento de tempo em relação ao método baseado em máxima verossimilhança ficou em torno de 4%.

Capítulo 7

Conclusões

Este trabalho teve como objetivo a pesquisa e a implementação, em ambiente simulado, de técnicas de estimação de canal que tenham desempenho superior, em termos de BER, às investigadas no trabalho anterior [3]. Para a comparação das técnicas, o ambiente simulado usado neste trabalho foi baseado nos mesmos documentos que nortearam as simulações feitas no trabalho de referência: a norma MIL-STD-188-110B e a recomendação ITU-R F.1487. As simulações foram feitas para três modelos de canal HF: moderado em média latitude, perturbado em média latitude e moderado em baixa latitude.

As técnicas investigadas nesta dissertação consideraram a transmissão contínua de subportadoras piloto dispostas de acordo com o arranjo conhecido como *Comb-Type*. Foram observados os desempenhos das diferentes técnicas propostas, variando-se o número de subportadoras, a distância entre subportadoras piloto e o tipo de modulação. O método de estimação por máxima verossimilhança e o que utiliza o algoritmo LMS apresentaram os melhores desempenhos praticamente todas as simulações.

Desta forma, concluímos que este trabalho cumpriu seu objetivo de propor técnicas de estimação de canais com desempenho superior às do trabalho de referência. Os bons resultados obtidos se deveram em parte ao emprego de um algoritmo muito simples para a estimação do comprimento efetivo do canal, que possibilitou, além da redução no esforço computacional, o melhor desempenho dos algoritmos de estimação.

Sugestão para Trabalhos Futuros

Propomos, como continuação deste trabalho, as seguintes linhas de pesquisa:

- Investigar métodos de sincronização para sinais OFDM apropriados para as condições de propagação na banda de HF;
- Implementar em circuitos de lógica programável as técnicas de estimação utilizadas neste trabalho;

- Investigar métodos para compensar o efeito do desvio Doppler nas subportadoras.

Referências Bibliográficas

- [1] B. Goldberg, “300 kHz-30 MHz MF/HF”, *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 14, n.º. 6, p. 767-784, dez. 1966.
- [2] D. of D. EUA, *Interoperability and Performance Standards for Data Modems*. 2000.
- [3] Rafael Barros Dutra, “Avaliação do Desempenho da Modulação OFDM em Canais HF para Rádios Cognitivos”, COPPE/UFRJ, 2010.
- [4] J. Walrand e P. P. Varaiya, *High-performance communication networks*. Morgan Kaufmann Pub, 2000.
- [5] M. Hata, “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, n.º. 3, p. 317 - 325, ago. 1980.
- [6] J. Walfisch e H. L. Bertoni, “A theoretical model of UHF propagation in urban environments”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, n.º. 12, p. 1788 -1796, dez. 1988.
- [7] K. Fazel e S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, 2003.
- [8] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. 1996.
- [9] B. Sklar, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, n.º. 7, p. 90 -100, jul. 1997.
- [10] S. Sukumar, “Ionospheric refraction effects on radio interferometer phase”, *Journal of Astrophysics and Astronomy*, vol. 8, n.º. 4, p. 281–294, 1987.
- [11] E. Eleftheriou e D. Falconer, “Adaptive Equalization Techniques for HF Channels”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, n.º. 2, p. 238 - 247, fev. 1987.
- [12] C. Watterson, J. Juroshek, e W. Bensema, “Experimental Confirmation of an HF Channel Model”, *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 18, n.º. 6, p. 792 -803, dez. 1970.
- [13] W. N. Furman e J. W. Nieto, “Understanding HF channel simulator requirements in order to reduce HF modem performance measurement variability”, in *Proc. 6th Nordic Shortwave Conf. HF*, Faro, Sweden, 2001, p. 1-13.
- [14] B. Escrig, D. Roviras, e F. Castanie, “HF Channel parameters estimation”, *Proc. IEEE SPAWC 97*, p. 321-324, abr. 1997.

- [15] ITU-R, “Recommendation F.1487: Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators”, ITU-R, maio 2000.
- [16] P. Foomooljareon e W. A. C. Fernando, “PAPR reduction in OFDM systems”, *Thammasat Int. J. Sc. Tech*, vol. 7, n^o. 3, 2002.
- [17] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, p. 1775-1796, dez. 1966.
- [18] S. Weinstein e P. Ebert, “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform”, *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, n^o. 5, p. 628 -634, out. 1971.
- [19] A. Peled e A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms”, in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80.*, 1980, vol. 5, p. 964 -967.
- [20] J. G. Proakis, *Digital Communications Fourth Edition*, 2001. McGraw-Hill Companies, Inc., New York, NY, 1998.
- [21] A. R. James, R. S. Benjamin, S. John, T. M. Joseph, V. Mathai, e S. S. Pillai, “Channel estimation for OFDM systems”, in *2011 International Conference on Signal Processing, Communication, Computing and Networking Technologies (ICSCCN)*, 2011, p. 587 -591.
- [22] M. H. Hsieh e C. H. Wei, “Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 44, n^o. 1, p. 217-225, 1998.
- [23] Q. Guo, M. Wu, Q. Zhang, X. Hao, e Y. Sun, “Channel Estimation for OFDM Systems over Time-Varying and Sparse Dispersive Channels”, in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*, 2012, p. 1 -5.
- [24] R. Aquilue, P. Bergada, I. Gutierrez, e J. L. Pijoan, “Channel estimation for long distance HF communications on OFDM pilot symbols”, 2006, vol. 2006, p. 110-114.
- [25] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, e A. Bahai, “Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, n^o. 3, p. 223 - 229, set. 2002.
- [26] S. K. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer Based Approach*, Third. McGraw-Hill, 2005.
- [27] C. de Boor, *A Practical Guide to Splines*. Springer-Verlag, 1978.
- [28] “How to Interpolate in the Time-Domain by Zero-Padding in the Frequency Domain”. [Online]. Available: <http://www.dspguru.com/dsp/howtos/how-to-interpolate-in-time-domain-by-zero-padding-in-frequency-domain>. [Accessed: 01-out-2012].

- [29] Z. Wang, G. Mathew, Y. Xin, e M. Tomisawa, “A Robust Maximum Likelihood Channel Estimator for OFDM Systems”, in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007*, 2007, p. 169 -174.
- [30] Y. Shen e E. Martinez, “Channel estimation in OFDM systems”, *Application note, Freescale semiconductor*, 2006.
- [31] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*, 1st ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1998.