



COPPE/UFRJ

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DA MODULAÇÃO OFDM EM CANAIS HF PARA RÁDIOS COGNITIVOS

Rafael Barros Dutra

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.

Orientadora: Mariane Rembold Petraglia

Rio de Janeiro

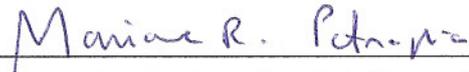
Março de 2010

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DA MODULAÇÃO OFDM EM CANAIS HF PARA
RÁDIOS COGNITIVOS

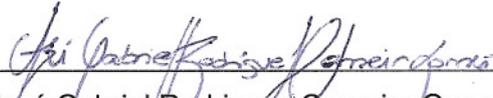
Rafael Barros Dutra

DISSERTAÇÃO 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.

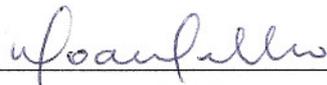
Examinada por:



Profa. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.



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



Dr. William Soares Filho, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2010

Dutra, Rafael Barros

Avaliação do Desempenho da Modulação OFDM em canais HF para Rádios Cognitivos/Rafael Barros Dutra. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2010.

XII, 68 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadora: Mariane Rembold Petraglia

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2010.

Referências Bibliográficas: p. 66 – 68.

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

*À minha esposa **Lena** e minha
filha **Bruna***

Agradecimentos

A Deus pela vida.

À minha esposa Lena, com quem tenho o prazer e o amor de viver. Agradeço ainda pelas inúmeras revisões deste trabalho.

À minha filha Bruna, por entender e dividir o precioso tempo de brincadeiras com o papai com as muitas horas de pesquisa e estudo e por renovar minha energia a cada gesto de carinho. Você é a nossa mais perfeita obra.

Aos meus pais por minha educação, pelo carinho e pelo amor que sempre demonstraram.

Aos meus irmãos, cunhados, sobrinhos, e aos demais membros da família e aos meus amigos que de alguma forma contribuíram e continuam participando para meu desenvolvimento enquanto pessoa e profissional.

À minha orientadora, Professora Doutora Mariane Rembold Petraglia, pessoa que alia conhecimento científico incomparável à humildade e generosidade, pelo privilégio de ter sido seu orientando e aluno, por tudo que me ensinou, pela confiança e paciência e pela prontidão com que sempre me atendeu.

Aos professores da Pós-graduação da COPPE/UFRJ e em especial ao Professor José Gabriel, com quem tive contato mais próximo e a oportunidade de aprender muito.

Ao laboratório de Processamento Analógico e Digital de Sinais - PADS pelo apoio.

À Marinha do Brasil por proporcionar a realização desse mestrado.

Aos meus amigos de trabalho do Instituto de Pesquisas da Marinha pelo incentivo, em especial aos Encarregados do Grupo de Sistemas Digitais, Cmte Vianna Tavares, Cmte Cardoso, Cmte Marins e Cmte Andrada pelo apoio, ao Capitão de Corveta (EN) André Chaves pela contribuição nesse trabalho, à Tatiana pela ajuda na elaboração das figuras e à Márcia Magano na revisão do texto.

Ao Professor Doutor Ernesto Leite Pinto, do Instituto Militar de Engenharia, pela ajuda na compreensão do modelo do canal HF.

Agradeço, por fim, a todos aqueles que de uma forma ou de outra contribuíram para viabilizar mais este importante passo na minha vida.

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

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DA MODULAÇÃO OFDM EM CANAIS HF PARA RÁDIOS COGNITIVOS

Rafael Barros Dutra

Março/2010

Orientadora: Mariane Rembold Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

A tecnologia de Rádios Cognitivos (RC) surge como uma proposta para otimizar o uso do espectro eletromagnético e para minimizar algumas deficiências nas comunicações militares. Essas aplicações demandam uma camada física altamente flexível e adaptável. A modulação por multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) possui o potencial para preencher esses requisitos para os RC, em virtude de sua flexibilidade e eficiência computacional. Um desempenho adequado dessa modulação em canais na banda de alta frequência (HF - *High Frequency*) possibilitará aos Rádios Cognitivos operarem em comunicações de longas distâncias.

O presente estudo avaliou a performance e a sensibilidade dos parâmetros da modulação OFDM em canais HF. A estimação do canal foi feita a partir de subportadoras piloto na modulação OFDM. A MIL-STD-188-110/B, norma técnica militar para modems de dados em HF, foi utilizada como referência de desempenho e especificação dos canais.

Os resultados mostraram que a modulação OFDM obteve um desempenho melhor que os requisitos exigidos pela norma MIL-STD-188-110/B. A estimação do canal HF com a utilização de subportadoras piloto na modulação OFDM se mostrou muito eficiente. Verificamos também que os parâmetros adequados para modulação OFDM dependem das condições do canal. Em seu ciclo de aprendizado, os Rádios Cognitivos podem analisar as condições do canal e decidir pelos melhores parâmetros em cada situação.

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

PERFORMANCE ASSESSMENT OF OFDM MODULATION IN HF CHANNELS FOR
COGNITIVE RADIOS

Rafael Barros Dutra

March/2010

Advisor: Mariane Rembold Petraglia

Department: Electrical Engineering

The technology of Cognitive Radio (CR) appears as a proposal to optimize the use of the electromagnetic spectrum and to resolve some deficiencies in military communications. These applications require a highly flexible and adaptable physical layer. The Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has the potential to fulfill these requirements of the CR, because of its flexibility and computational efficiency. Adequate performance of this modulation in High Frequency (HF) channels will enable Cognitive Radios to operate in communications over long distances.

This study evaluated the performance and parameters sensitivity of OFDM in HF channels. The channel estimation was based on pilot subcarriers in the OFDM modulation. The MIL-STD-188-110/B, technical military standard for data modems in HF, was used as a benchmark of performance and specification of the channels.

The simulations showed that OFDM modulation resulted in a better performance than the requirements at MIL-STD-188-110/B. The HF channel estimation based on pilot subcarriers in the OFDM modulation proved very efficient. We also noted that the proper parameters for OFDM modulation depend on the conditions of the channel. In their cycle of learning, Cognitive Radios can analyze the channel conditions and decide for the best parameters in each situation.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	3
1.2 Organização da Dissertação	3
2 Rádios Cognitivos	5
2.1 Uso do Espectro Eletromagnético	6
2.2 Rádios Definidos por Software	7
2.3 Fundamentos dos Rádios Cognitivos	9
2.3.1 Aplicação Militar dos Rádios Cognitivos	11
3 Canal HF	12
3.1 Histórico	12
3.2 Propagação das Ondas Eletromagnéticas em HF	13
3.2.1 Ionosfera	13
3.2.2 Propagação na Ionosfera	15
3.3 Modelagem do Canal HF	18
3.3.1 Modelo de Watterson	19
3.4 MIL-STD-188-110/B	22
4 Modulação OFDM	25
4.1 Modulação Multiportadora	26
4.2 Transmissão e Recepção do sinal OFDM	27
4.3 Estimação de Canal	30
4.4 Rádio Cognitivo com Modulação OFDM	37
5 Avaliação da Modulação OFDM em Canais HF	39
5.1 Configuração do Sistema para Simulação	39
5.1.1 Parâmetros Utilizados nas Simulações	45
5.2 Resultados e Discussão	45
5.2.1 Sensibilidade dos parâmetros da Modulação OFDM com portado- ras piloto em canais HF	46

5.2.2	Modulação OFDM x Modem Serial (MIL-STD-188-110/B)	59
5.2.3	Modulação OFDM x Modem Paralelo (MIL-STD-188-110/B)	62
6	Conclusões	64
	Referências Bibliográficas	66

Lista de Figuras

2.1	Modelo ideal de um RDS	8
2.2	Modelo real de um RDS (parte da transmissão)	9
2.3	Ciclo básico dos Rádios Cognitivos.	10
3.1	Camadas da Ionosfera e o efeito da luz solar.	14
3.2	Caminhos da onda em função do ângulo de elevação, para uma frequência fixa	15
3.3	Refração da onda na ionosfera	16
3.4	Janela de frequências utilizáveis	17
3.5	Modelo de canal com linha de retardos e ganhos de derivação	19
3.6	Espectro de ganho de derivação.	20
4.1	(a) Modulação Multiportadora sem sobreposição; (b) Modulação Multipor- tadora Ortogonal	25
4.2	Diagrama em blocos de um transceptor OFDM	28
4.3	Forma de Onda do Sinal OFDM no domínio da frequência	29
4.4	Distorção introduzida pelo canal no Sinal OFDM	31
4.5	Posicionamento das subportadoras, no tempo e na frequência	32
4.6	Dois diferentes tipos de arranjos de subportadoras piloto	33
4.7	Diagrama em blocos de um sistema OFDM com subportadoras piloto	34
4.8	Diagrama em blocos de um RC com modulação OFDM	37
5.1	Diagrama em blocos utilizado na avaliação da Modulação OFDM	40
5.2	Codificador previsto na MIL-STD-188-110/B.	40
5.3	Constelações das modulações utilizadas nas simulações	42
5.4	Resposta em frequência do filtro de 3kHz.	43
5.5	Modelo de Watterson implementado pelo Matlab.	44
5.6	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportado- ras em dois canais HF com taxa de 1067 bits por segundo	47
5.7	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportado- ras em dois canais HF com taxa de 1600 bits por segundo	48
5.8	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportado- ras em dois canais HF com taxa de 1867 bits por segundo	49
5.9	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportado- ras em dois canais HF com taxa de 2133 bits por segundo	50

5.10	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 3200 bits por segundo	51
5.11	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 3733 bits por segundo	52
5.12	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 4267 bits por segundo	53
5.13	Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 4800 bits por segundo	54
5.14	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1067 bits por segundo	56
5.15	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1600 bits por segundo	57
5.16	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1867 bits por segundo	57
5.17	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 2133 bits por segundo	57
5.18	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 3200 bits por segundo	58
5.19	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 3733 bits por segundo	58
5.20	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 4267 bits por segundo	58
5.21	Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 4800 bits por segundo	59
5.22	Comparação entre a performance requerida pela norma para modems paralelos e os resultados obtidos nas simulações.	63

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros dos canais de teste previstos pelo ITU-R F-1487.	21
3.2	Números de colunas e linhas da matriz de entrelaçamento	23
3.3	Requisitos de desempenho para modems seriais (MIL-STD-188-110/B) . .	23
3.4	Requisitos de desempenho para modems paralelos (MIL-STD-188-110/B) .	24
4.1	Padrões de comunicação baseados em OFDM	38
5.1	Parâmetros utilizados nas simulações	45
5.2	Taxas efetivas nas simulações desta seção	46
5.3	Espaçamento entre subportadoras piloto nas simulações desta seção . . .	47
5.4	Especificações de canais HF estabelecidas pela norma MIL-STD-188-110/B para modems seriais.	60
5.5	Comparação entre a performance requerida pela norma para modems se- riais e os resultados obtidos nas simulações.	62
5.6	Comparação entre as diferentes técnicas de interpolação para o canal de número 5.	62

Capítulo 1

Introdução

A cada dia mais equipamentos sem fio utilizam um escasso recurso natural, o espectro eletromagnético [1]. Como bem definido por Bruce Fette [2], o espectro magnético é a corrente sanguínea das radiocomunicações. O seu uso eficiente aparece como um grande desafio para a engenharia de telecomunicações [3]. Haykin [4] sugere que o uso do espectro pode ser otimizado a partir da sua utilização por um segundo usuário e que os rádios cognitivos (RC) seriam uma possível solução para esse problema, devido à sua habilidade de explorar partes do espectro sem uso para prover novos caminhos de comunicação.

Para atender os requisitos de comunicação dos RC, a sua camada física deve ser altamente flexível e adaptável. A técnica de modulação por multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) possui o potencial de preencher esses requisitos para os RC inerentemente ou com pequenas modificações [1]. Atualmente essa modulação é utilizada em inúmeras tecnologias sem fio, incluindo *Wireless Local Area Network (WLAN)*, *Wireless Metropolitan Area Network (WMAN)* e *European Digital Video Broadcasting (DVB)*.

A modulação OFDM consiste em um sistema de transmissão de dados em paralelo, utilizando portadoras superpostas e ortogonais entre si. Empregando a modulação com sobreposição tem-se uma redução de quase 50% da largura de banda em relação à técnica de multiplexação por divisão de frequência (FDM). A natureza da modulação OFDM possibilita técnicas mais simples de estimação e equalização que permitem manter a comunicação mesmo em canais variantes no tempo e seletivos em frequência. A estimação do canal pode ser realizada pela inserção de valores de referência em todas as subportadoras, periodicamente no tempo, ou pela inserção de subportadoras pilotos,

periodicamente em frequência.

Além de tornar o uso do espectro mais eficiente, os RC podem ser utilizados para resolver algumas deficiências nas comunicações militares, como interferência por parte do inimigo. As comunicações sem fio têm sido um fator crítico em cenários de combate. A capacidade de se comunicar e destruir a comunicação do inimigo é muito importante no combate atual. Manter uma comunicação adequada e confiável pode requerer alterações de vários parâmetros do sistema utilizado. Dentre outras atividades, os RC podem desempenhar a alteração de parâmetros de uma forma ágil e eficiente evitando a interferência em suas comunicações.

Segundo a Marinha do Brasil [5], hoje o território marítimo brasileiro pode atingir aproximadamente 4,5 milhões de km², pois o Brasil está pleiteando, junto à Comissão de Limites da Plataforma Continental (CLPC) da Convenção das Nações Unidas sobre o Direito do Mar (CNUDM), a extensão dos limites de sua Plataforma Continental, além das 200 milhas náuticas (370 km²), correspondente a uma área de 963 mil km². Esta área é maior do que a da Amazônia verde, ou seja, corresponde a uma outra Amazônia em pleno mar, chamada pela Marinha de Amazônia Azul, com incomensuráveis recursos naturais e grandes dimensões. Para patrulhar esse território, as comunicações de dados (*link* de dados) entre navios são de suma importância para coordenar os esforços de defesa, tanto nos cenários táticos como nos cenários estratégicos da Guerra Naval.

Os cenários encontrados pela Marinha do Brasil exigem não só comunicações até a linha do horizonte, geralmente V/UHF, como também comunicações de longas distâncias, geralmente em alta frequência (HF - *High Frequency*) ou por satélite. As comunicações por satélite, quando utilizadas para fins militares, estão sujeitas a vários problemas, tais como interceptação, custo elevado e disponibilidade. Então, para as comunicações de longa distância, o canal mais adequado seria o HF. Um exemplo da relevância deste canal é o retorno da marinha americana no uso da banda de HF em suas comunicações de *link* de dados [6].

A banda HF (3-30MHz) provê um meio de comunicação que é capaz de transferir informações além do horizonte. As ondas terrestres podem ser utilizadas para comunicações de até poucas centenas de quilômetros, enquanto as espaciais (ionosféricas) podem ser utilizados para comunicações de longo alcance [7].

As ondas de rádio refratadas pelas camadas da ionosfera sofrem vários distúrbios

como: multipercurso e dispersão temporal, dispersão em várias faixas de frequências, níveis elevados de ruído atmosférico não gaussiano e interferência co-canal gerada por outros usuários do espectro HF [8]. Esses distúrbios irão influenciar diretamente o estabelecimento de *links* HF, o que aponta para a necessidade de aumentar a confiabilidade das comunicações navais.

A norma MIL-STD-188-110/B [9] estabelece padrões técnicos necessários para assegurar a interoperabilidade e define as exigências de desempenho mínimo para modems de dados em HF. Um desempenho adequado da modulação OFDM em canais HF possibilitaria a utilização dos Rádios Cognitivos baseados neste tipo de modulação a operarem em comunicações de longas distâncias. Essa opção pode otimizar o uso do espectro eletromagnético. Outro benefício seria a utilização dos Rádios Cognitivos em operações militares, mantendo as comunicações adequadas e confiáveis entre os membros de uma mesma força no teatro de operações.

Devido à importância das comunicações na banda de HF para operações militares, grande parte dos estudos envolvendo o uso de HF possui caráter sigiloso, dificultando o acesso a publicações nesse assunto. Alguns estudos avaliam a modulação OFDM em HF [10] [11] [12] e mostram bons resultados desta técnica de modulação em canais HF. Porém não consideram a limitação imposta pela norma MIL-STD-188-110/B de operar sob um canal nominal de voz de 3kHz alocado para um canal simples de rádio.

1.1 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é avaliar o desempenho da técnica de modulação por multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) em canais na banda de alta frequência (HF).

Mais especificamente será verificada a sensibilidade dos parâmetros da Modulação OFDM em canais HF, avaliada a estimação do canal HF com a utilização de subportadoras piloto na modulação OFDM e comparado o desempenho da Modulação OFDM aplicada a canais HF com o especificado pela MIL-STD-188-110/B para modems HF.

1.2 Organização da Dissertação

Nesta seção elaboramos um resumo dos assuntos abordados no capítulos seguintes.

- **Capítulo 2:** *Rádios Cognitivos*

Este capítulo descreve as propostas de uso mais eficiente do espectro, os Rádios Definidos por Software e os fundamentos dos Rádios Cognitivos e sua aplicação em comunicações militares.

- **Capítulo 3:** *Canais HF*

O Capítulo 3 apresenta a descrição da propagação das ondas eletromagnéticas na Banda HF. Apresenta também, o modelo de canal HF e os requisitos exigidos pela norma MIL-STD-188-110/B.

- **Capítulo 4:** *Modulação OFDM*

Na sequência, abordamos as características da técnica de modulação OFDM. Verificamos como estimar os canais a partir de subportadoras piloto. No final deste capítulo, mostramos o modelo conceitual do Rádio Cognitivo utilizando a modulação OFDM.

- **Capítulo 5:** *Avaliação da Modulação OFDM em canais HF*

Nesta parte, apresentamos a configuração do sistema utilizada nas simulações e os resultados dos testes da modulação OFDM sob as condições de canais especificadas na norma técnica.

- **Capítulo 6:** *Conclusão*

Por fim, este capítulo faz uma avaliação crítica dos resultados obtidos e apresenta propostas de futuros trabalhos.

Capítulo 2

Rádios Cognitivos

A definição formal do Rádio Cognitivo ainda está sob debate pelo ITU-R (*International Telecommunications Union, Radiocommunications Sector*), com previsão para ser especificada em junho de 2010 [13]. A proposta atual de definição do Rádio Cognitivo é a seguinte: *“um sistema rádio que emprega a tecnologia que permite ao sistema: obter o conhecimento do seu ambiente funcional e geográfico, regras (políticas) estabelecidas e seu estado interno; ajustar dinamicamente e autonomamente os seus parâmetros funcionais e os seus protocolos de acordo com os conhecimentos obtidos, a fim de atingir objetivos pré-definidos; e aprender a partir dos resultados obtidos”*.

Grande parte das pesquisas sobre o rádio cognitivo tratam do conceito de acesso dinâmico ao espectro, ou seja, a capacidade de selecionar faixas de frequência dinamicamente para permitir o compartilhamento e reuso do espectro. Na seção sobre uso do espectro iremos rever os conceitos que estão sendo questionados pela comunidade científica com relação ao modelo atual de sua utilização.

A base do desenvolvimento dos RC são os rádios definidos por software (RDS), que basicamente são formados por um circuito de rádio frequência que recebe o sinal em banda passante e o converte para a frequência intermediária, conversores A/D e D/A e software para modulação e demodulação do sinal. O software é executado por um dispositivo reconfigurável, como FPGA, DSP ou Computador Pessoal. A possibilidade de reconfiguração da modulação e da demodulação é o cerne do RDS [14].

Embora o acesso dinâmico ao espectro seja uma das aplicações mais estudadas do rádio cognitivo, outra aplicação importante é no campo militar. Os RC podem ser utilizados para resolver algumas deficiências nas comunicações militares. A alteração de parâmetros de uma forma ágil e eficiente pode tornar os RC uma tecnologia viável

para uso em cenários de combate, mantendo uma comunicação adequada e confiável.

2.1 Uso do Espectro Eletromagnético

De acordo com Reuce Fette [2], o espectro eletromagnético é a corrente sanguínea das radiocomunicações. O seu uso eficiente tem sido cada vez mais estudado pela engenharia de telecomunicações, se tornando um grande desafio nos dias de hoje [3].

Atualmente o modelo de alocação de faixas de frequências divide o espectro eletromagnético em segmentos que são destinados a uma categoria de serviço, como comunicação fixa, móvel, radiodifusão e radiolocalização, dentre outras. Por sua vez, cada segmento é dividido em faixas de tamanho fixo, separadas por intervalos de guarda. Tradicionalmente, as agências reguladoras de telecomunicações, como a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), aqui no Brasil, e a *Federal Communication Commission* (FCC), nos Estados Unidos, alocam bandas do espectro de RF para um único uso, emitindo licenças de uso exclusivo para uma única entidade, chamada neste trabalho de usuário primário (UP), dentro de uma área geográfica, e proibindo outros dispositivos de efetuarem transmissões dentro destas bandas.

Essas agências são responsáveis por estabelecer quadros de alocação de frequência, delimitando as faixas licenciadas e não-licenciadas, além de fiscalizarem a ocupação do espectro licenciado por usuários não-licenciados, denominados neste trabalho como usuários secundários (US).

O modelo de padronização de acesso ao espectro em vigor foi concebido para gerenciar uma grande variedade de sistemas de rádio, cada qual disponibilizando um serviço específico e sem qualquer interligação entre os mesmos. Isso permite controlar a interferência entre os usuários e facilita o desenvolvimento de equipamentos, uma vez que os rádios operam em faixas específicas de frequência. No entanto, as demandas do atual mercado de telecomunicações têm motivado os sistemas de rádio a oferecerem um maior número de serviços. Isso tem gerado a convergência de sistemas, permitindo que haja interoperabilidade entre os mesmos, visto que os serviços oferecidos são praticamente os mesmos para os mais variados sistemas [15].

Em estudo realizado pela Universidade do Kansas [16], a ocupação do espectro de RF é baixa, na média um pouco mais de 5% para as localidades medidas na faixa de

frequências iniciando em 30 MHz até 3 GHz. Ou seja, pelo modelo atual de consignação do espectro, cerca de 94% do espectro de frequências na faixa citada ficam subutilizados, devido às restrições de uso impostas pela legislação, deixando possíveis usuários (US por exemplo) e serviços sem acesso por “falta de frequências livres”.

Soluções para melhorar a eficiência do uso do espectro podem vir pelo aumento das faixas não licenciadas ou pela ocupação das faixas licenciadas por mais de um usuário. Para isto, são necessários avanços dos atuais padrões de regulamentação do espectro, assim como dos sistemas de rádio que farão o compartilhamento.

Qualquer que seja a política adotada, os usuários secundários serão obrigados a fazê-lo sujeitos a alguma exigência de não-interferência nos usuários primários. Neste sentido, os US necessitam monitorar o espectro periodicamente numa ampla faixa para encontrar as faixas desocupadas. Portanto, os rádios a serem utilizados pelos US neste contexto necessitam de um certo grau de cognição na sua operação, para interagir com o meio e adaptar seus parâmetros de transmissão e recepção.

Uma possível estratégia seria a transmissão dos US apenas nas frequências que não são utilizadas localmente ou temporalmente. Mas eles devem ser capazes de determinar quais as faixas de frequências que estarão disponíveis. A tecnologia sugerida para os rádios cognitivos adota essa estratégia, ajustando dinamicamente as suas transmissões em resposta ao seu ambiente [17, 18].

Entretanto, o desenvolvimento de dispositivos sem fio capazes de realizar essas tarefas continua a ser um tema atual de pesquisa.

2.2 Rádios Definidos por Software

Os avanços em algoritmos de processamento digital de sinais têm apresentado melhoras significativas na confiabilidade, bem como aumentado a capacidade dos sistemas de comunicação digital. Em 1993, Joseph Mitola denominou esses novos rádios utilizados nesses sistemas de Rádios Definidos por Software (RDS) [19].

O RDS possui a maior parte das funcionalidades de radiofrequência (RF) e frequência intermediária (FI), incluindo a síntese da forma de onda no domínio digital, permitindo grande flexibilidade nos seus modos de operação. A idéia evoluiu do rádio digital programável (RDP) [20], um termo aplicado aos rádios que usam uma combinação de técnicas

de seleção de hardware por software para acessar mais de uma banda de RF através da escolha de modos de interface aérea.

Na arquitetura ideal de um RDS (Fig. 2.1), o sinal é recebido através de uma antena, convertido para o domínio digital através do conversor analógico para digital (A/D), e o restante do processamento de sinais é feito via software. De maneira análoga, o transmissor executa todo o processamento de sinais via software e envia o sinal de RF para a antena através do conversor digital para analógico (D/A).

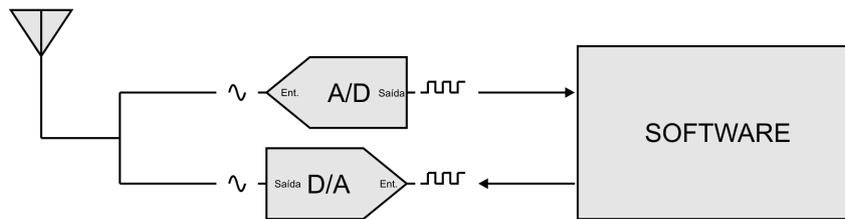


Figura 2.1: Modelo ideal de um RDS

Para este tipo de sistema, os requisitos necessários para os conversores A/D e D/A excedem os limites práticos no tocante à faixa dinâmica, taxas de amostragem, e largura de banda. Outra limitação do modelo ideal é no desempenho para executar todo esse processamento via software ao invés do emprego de um hardware dedicado. Devido às limitações do RDS ideal, algumas das manipulações necessárias de sinal são realizadas via hardware, enquanto processadores de diferentes tipos, tais como FPGAs, processadores digitais de sinais e processadores de uso geral podem lidar com outras partes do processamento. A Fig. 2.2 mostra um diagrama simplificado da parte transmissora de um RDS. A arquitetura escolhida para o RDS decide quais componentes devem ser implementados em hardware ou em software, e que tipo de processador deve executar o software baseado nas necessidades e nos compromissos estabelecidos para o seu desempenho.

Seguindo a linha evolutiva, aparecem os rádios com agilidade de frequência, capazes de alterar como e onde eles operam dentro do espectro de RF, movendo-se entre conjuntos de faixas de frequência em resposta às interferências no canal ou outras restrições.

Por fim, chegamos nos rádios cognitivos, onde o dispositivo pode decidir autonomamente sobre o seu funcionamento, em resposta às mudanças de condições ambientais.

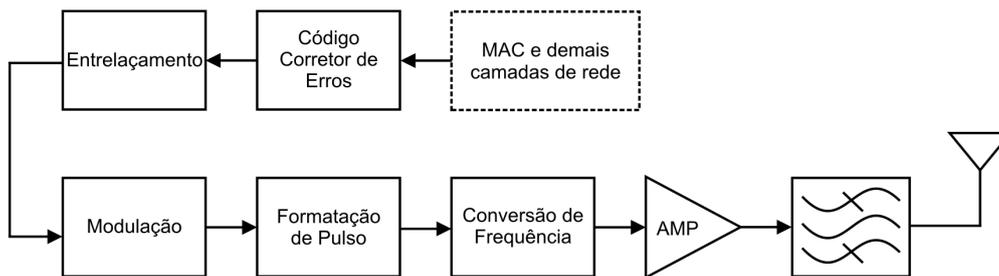


Figura 2.2: Modelo real de um RDS (parte da transmissão)

2.3 Fundamentos dos Rádios Cognitivos

Joseph Mitola propôs dotar os RDS de inteligência artificial, surgindo daí o termo Rádio Cognitivo (*Cognitive Radio (CR)*), utilizado e definido pela primeira vez em sua tese de doutorado [18]. Para Mitola, rádio cognitivo identifica o ponto em que os dispositivos pessoais sem fio e suas redes relacionadas são computacionalmente inteligentes para:

- detectar as necessidades de comunicação dos usuários em função do contexto de uso;
- disponibilizar recursos de rádio e serviços sem fio mais apropriados às necessidades citadas anteriormente.

Baseada nesta nova concepção de rádio, uma avaliação das atuais ferramentas disponíveis em processamento digital de sinais, assim como uma segunda definição para os rádios cognitivos são apresentadas por Haykin [4]: rádio cognitivo é "um sistema de comunicação sem fio inteligente, que está a par do ambiente à sua volta. Usa a metodologia de entender para construir, aprender do meio e adaptar seus estados internos através de variações estatísticas dos estímulos de entrada, para fazer alterações em tempo real em certos parâmetros de operação, tais como potência de transmissão, frequência da portadora e estratégia de modulação, com dois objetivos principais:

- comunicação altamente confiável, quando e onde necessária;
- utilização eficiente do espectro eletromagnético."

Mitola [18] avaliou possíveis utilizações da próxima geração de RDS. Baseado na flexibilidade inerente ao RDS, um novo modelo de rádio inteligente poderia ser desen-

volvido. As tarefas básicas deste modelo de rádio permitiriam o sensoriamento do ambiente de RF e percepção das necessidades de comunicação dos usuários, agindo para satisfazê-las. Para Mitola, o rádio cognitivo é definido como uma classe de RDS que trabalha com base em um modelo de raciocínio e, pelo menos, um nível de sofisticação na utilização, planejamento e criação de etiquetas ou regras de uso.

O processo cognitivo dos RC começa no sensoriamento passivo dos estímulos RF recebidos e termina com a ação nos parâmetros do rádio. O ciclo básico de aprendizado (Fig. 2.3) envolve três tarefas:

1. **Sensoriamento RF:** responsável por monitorar uma ampla faixa do espectro para detectar canais livres (*spectrum holes*), e por mapear o nível de interferência e os serviços presentes.
2. **Identificação do Canal:** estima as condições atuais do canal e realiza previsão de sua capacidade.
3. **Alocação de Recursos:** esta tarefa realiza o controle de potência e gerenciamento dinâmico do espectro.

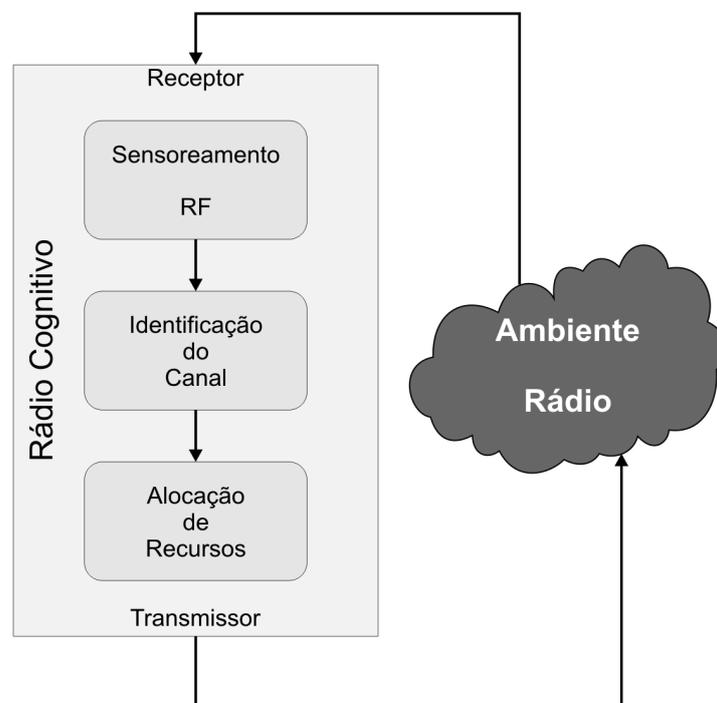


Figura 2.3: Ciclo básico dos Rádios Cognitivos.

2.3.1 Aplicação Militar dos Rádios Cognitivos

Uma das aplicações mais relevantes dos rádios cognitivos é o seu emprego nas comunicações militares. Os RC podem ser programados para tentar resolver as deficiências desse setor durante as atividades de guerra.

A estrutura atual de comunicações militares impõe que diferentes sistemas de rádios sejam transportados, mantidos e operados. O emprego de rádios mais flexíveis, como os RC, poderiam reduzir o peso total dos equipamentos de comunicação, eliminando sistemas múltiplos, além de reduzir custos de manutenção e complexidade devido à eliminação de equipamentos excessivos, tornando as comunicações menos vulneráveis ao inimigo.

As comunicações sem fio têm sido um fator crítico nos cenários de combate. A habilidade de se comunicar e de destruir as comunicações do inimigo são muito importantes para as forças armadas modernas. O uso da guerra eletrônica em combate, com o intuito de destruir as comunicações inimigas, necessita de conhecimento sobre como os inimigos estão utilizando o espectro eletromagnético. Esse conhecimento também é importante para os militares protegerem suas próprias comunicações.

O rádio cognitivo pode coordenar uma série de dispositivos para estimular ações para remover a tentativa de bloqueio das comunicações. Essas ações podem incluir ajustes nas formas de onda, frequência e potência para evitar que o inimigo consiga impedir suas comunicações, aumentando a confiança na troca de informação entre os membros de uma mesma força no teatro de operações.

Em ações de guerra eletrônica passiva, os RC podem identificar o tipo de sinal (por exemplo, multi-portadora ou portadora simples, salto em frequência ou não, CDMA ou não, banda larga ou estreita, tipo de modulação, banda ocupada e frequência da portadora) e estimar a localização da fonte a partir do sinal capturado.

Capítulo 3

Canal HF

3.1 Histórico

Em 12 de dezembro de 1901, Guglielmo Marconi obteve sucesso com uma transmissão transatlântica de código morse entre Poldhu (sudoeste da Inglaterra) e St. John's (província canadense) por mais de 3000 km de distância. Esse foi o marco das comunicações de grandes distâncias. Antes da Segunda Guerra, as comunicações com aeronaves eram predominantemente via HF, através de código Morse. Mesmo com a introdução do uso da faixa de VHF e UHF, para comunicações além da linha de visada (BLOS - *Beyond Line of Sight*) permanecia a necessidade de uso de frequências na faixa de HF.

No início da década de 70, as comunicações via satélites surgiram como uma alternativa para *links* de longas distâncias. Aparentemente o canal HF se tornava obsoleto e as pesquisas nessa banda de frequência se tornaram escassas.

Nas décadas de 80 e 90, com os estudos de formas de negar o uso dos satélites pelo inimigo através da destruição do satélite ou de envio de pulsos eletromagnéticos para interferirem nas comunicações, as vulnerabilidades desse tipo de comunicações foram evidenciadas. Essas fraquezas dos *links*, aliadas aos altos custos envolvidos do uso dos satélites, proporcionaram uma nova vida para as comunicações na banda de HF. O grande reconhecimento do canal HF ocorreu durante a operação tempestade no deserto na Guerra do Golfo, entre 1990 e 1991 [21], quando as forças armadas americanas perceberam a necessidade dessa faixa de frequência.

Atualmente, o espectro HF é dividido em várias aplicações militares e comerciais. A princípio, o espectro estaria disponível para qualquer usuário, mas regulamentos inter-

nacionais limitam o uso, as bandas disponíveis e os limites geográficos de transmissão. Como um meio de comunicação mundial, o HF é submetido às regulações da União Internacional de Telecomunicações (UIT) .

Os serviços definidos pela UIT para o HF são:

- a) **Fixo** - Comunicação rádio entre dois pontos fixos específicos.
- b) **Móvel** - Comunicação rádio entre estações móveis, ou entre móveis e fixas.
- c) **Móvel Aeronáutico** - Comunicação rádio entre estação de terra e aeronaves, ou entre aeronaves.
- d) **Móvel Marítimo** - Comunicação rádio entre estação costeira e navios, ou entre navios.
- e) **Móvel Terrestre** - Comunicação rádio entre estação base e rádio móvel terrestre, ou entre os rádios móveis.
- f) **Radiodifusão** - Comunicação rádio para o público em geral.
- g) **Radioamador** - Comunicação rádio como um *hobby* científico com diversas modalidades.
- h) **Frequências Padrão** - Transmissão rádio de frequências específicas com alta precisão para uso científico, técnico e outros.

3.2 Propagação das Ondas Eletromagnéticas em HF

A propagação na banda de HF, exceto para pequenas distâncias (menores que 150 km), depende da reflexão das ondas rádio nas camadas da ionosfera. Mesmo uma transmissão com baixa potência pode ter um longo alcance se for utilizada uma frequência de transmissão apropriada. Essa escolha depende das características da ionosfera, que é influenciada por inúmeros fatores tais como a hora do dia, a estação do ano, o nível de atividade solar e a latitude, entre outros.

3.2.1 Ionosfera

A ionosfera se estende de 50 a 400 km acima da superfície da Terra e é composta por três camadas principais, **D**, **E** e **F**, sendo que esta última pode se subdividir em F_1

e F_2 durante o dia. Essa região influencia as ondas rádio devido à presença de elétrons livres que estão arranjados em camadas estratificadas horizontalmente.

A principal fonte de ionização da ionosfera é a radiação eletromagnética do sol. A taxa de ionização varia com a altitude e depende da intensidade de radiação solar. Cada camada possui uma concentração de elétrons diferentes, que são responsáveis por diferentes influências nas ondas rádio HF. A Fig. 3.1 ilustra as camadas e o efeito do sol sobre elas.

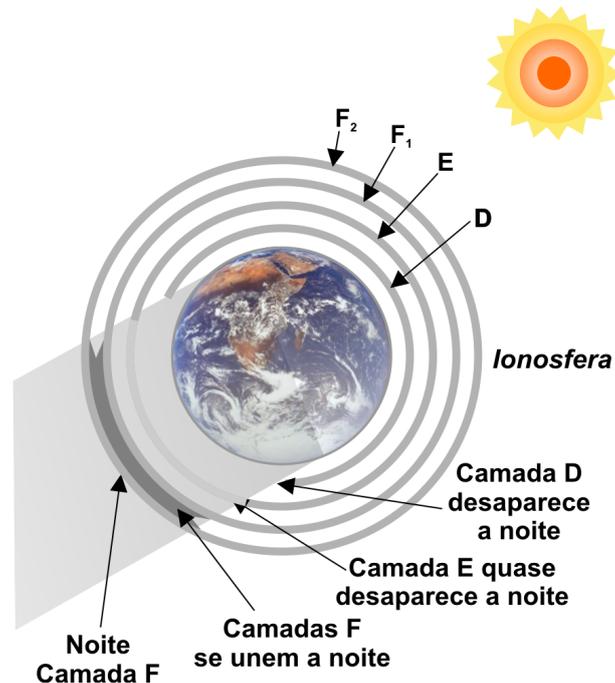


Figura 3.1: Camadas da Ionosfera e o efeito da luz solar.

Camada D

A camada **D** se estende de 50 a 90 km. Possui uma variação na concentração de elétrons muito grande durante o dia. O máximo ocorre ao meio dia com valores típicos de $10^8 - 10^9$ elétrons/ m^3 . Durante a noite, esta camada praticamente desaparece.

Camada E

Entre 90 e 130 km temos a camada **E**, que possui uma concentração de elétrons da ordem de 10^{11} elétrons/ m^3 . Durante a noite, apresenta somente um pequeno nível de ionização.

Camada F

A camada **F** se estende de 130 a 400 km. Durante o dia é dividida em F_1 e F_2 . A subcamada F_1 se estende de 130 a 210 km apresentando uma máxima concentração de $2 \cdot 10^{11}$ elétrons/m³. Já a subcamada F_2 se estende de 250 a 400 km. Esta subcamada é a principal para a reflexão das ondas rádio na comunicação de longa distância em HF. Apresenta uma concentração de 10^{12} elétrons/m³. Durante a noite, as duas subcamadas se unem e a camada **F** apresenta uma concentração de $5 \cdot 10^{10}$ elétrons/m³.

3.2.2 Propagação na Ionosfera

Quando a onda rádio atravessa as camadas ionizadas, dependendo da frequência, pode sofrer absorção ou refração e retornar à Terra, ou atravessar a ionosfera e não retornar (Fig. 3.2).

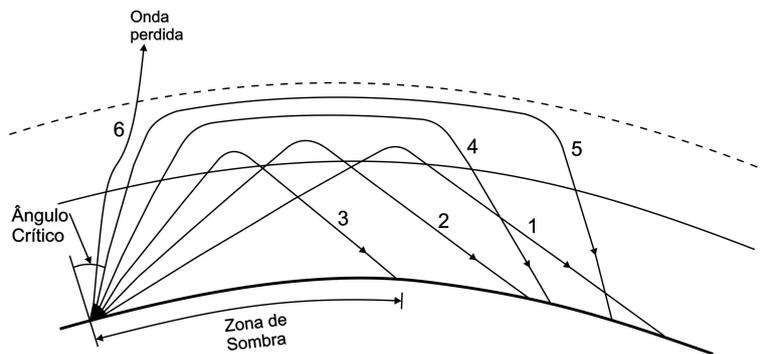


Figura 3.2: Caminhos da onda em função do ângulo de elevação, para uma frequência fixa

Durante esse trajeto a onda eletromagnética implica um movimento oscilatório nas partículas ionizadas, que provocará uma re-irradiação como se fossem antenas miniatu-
turas. Essa re-irradiação provoca uma alteração na velocidade de propagação, consequentemente a refração. Se desprezarmos os efeitos do campo magnético terrestre, o índice de refração da ionosfera, n , é dado por:

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

onde N é a concentração de elétrons por m³ e f a frequência da onda em Hz.

O índice de refração do vácuo é unitário, ou seja, $n_{vacuo} = 1$. À medida que a onda passa pela ionosfera, encontra regiões com índices de refração que decaem com a con-

centração de elétrons. Por simplicidade, dividimos as camadas em subcamadas com densidades de elétrons constantes. A partir da Fig. 3.3 podemos analisar a refração da onda na ionosfera.

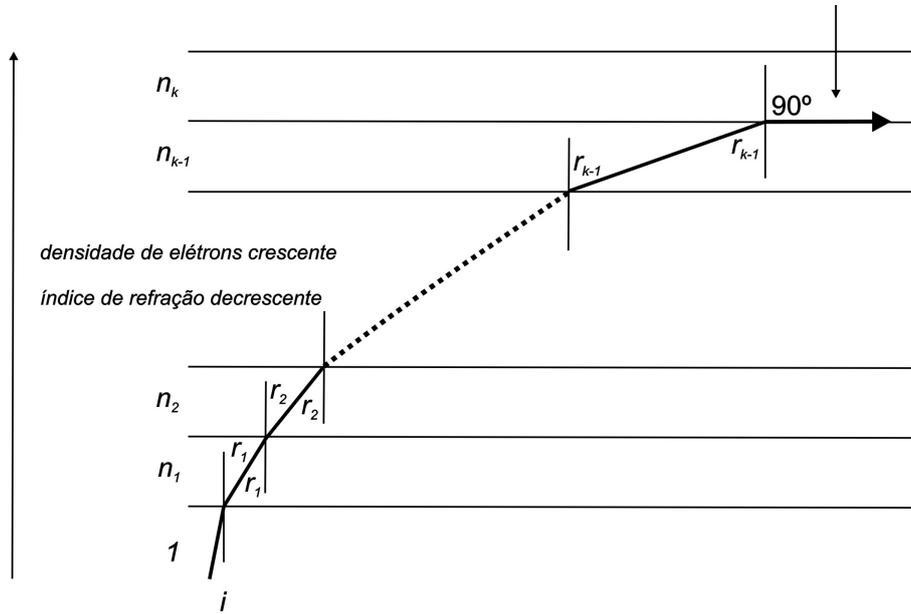


Figura 3.3: Refração da onda na ionosfera

Aplicando a lei de *Snell* nas fronteiras de cada camada temos:

$$\frac{\text{sen}(i)}{\text{sen}(r_1)} = \frac{n_1}{1}, \frac{\text{sen}(r_1)}{\text{sen}(r_2)} = \frac{n_2}{n_1}, \dots, \frac{\text{sen}(r_{k-1})}{\text{sen}(90)} = \frac{n_k}{n_{k-1}} \quad (3.2)$$

$$\frac{\text{sen}(i)}{\text{sen}(r_1)} \times \frac{\text{sen}(r_1)}{\text{sen}(r_2)} \times \dots \times \frac{\text{sen}(r_{k-1})}{\text{sen}(90)} = \frac{n_k}{1} \quad (3.3)$$

Então, uma onda com ângulo de incidência i será refletida se n_k for:

$$n_k = \text{sen}(i) \quad (3.4)$$

Para $i = 0^\circ$, ou seja, uma incidência vertical, temos que $n_k = 0$. Nesse caso, calculamos a frequência crítica (f_c), em que isso pode ocorrer:

$$\sqrt{1 - \frac{81N}{f_c^2}} = 0 \quad (3.5)$$

$$f_c = 9 \sqrt{N} \quad (3.6)$$

A frequência crítica é diretamente proporcional à concentração de elétrons nas camadas da ionosfera. A concentração aumenta com a altitude, sendo mais alta na camada F2 durante o dia. Então, quanto maior a frequência, a reflexão, para um dado ângulo de incidência i , ocorrerá em camadas mais altas.

Segundo [22], no período diurno a onda espacial refletida da camada F_2 tem comprimento de onda pequeno para penetrar nas camadas D e E . Geralmente, frequências de 10 a 20 MHz possibilitam esta propagação, mas estas mesmas frequências usadas à noite ultrapassam a camada F . No período noturno as frequências mais efetivas para comunicações a longa distância são normalmente entre 3 e 8 MHz.

Janela de Frequência Utilizável

A Máxima Frequência Utilizável (MUF - *Maximum Usable Frequency*) para uma dada distância de transmissão é calculada a partir da frequência crítica multiplicada por um fator MUF. A distância é associada a um certo ângulo de elevação da onda transmitida. As frequências acima da MUF penetram na ionosfera e continuam em direção ao espaço.

À medida que a frequência diminui, a absorção da onda eletromagnética aumenta na camada D . Eventualmente, a onda é completamente absorvida pela ionosfera. A frequência em que esse fenômeno ocorre é chamada de LUF (LUF - *Lowest Usable Frequency*). A janela de frequências utilizáveis está entre a LUF e a MUF (Fig. 3.4).

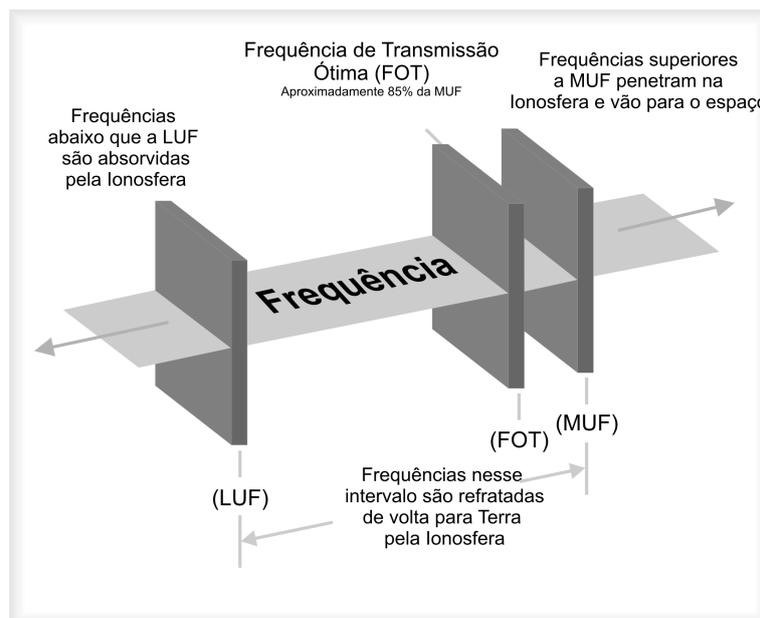


Figura 3.4: Janela de frequências utilizáveis

A Frequência Ótima de Transmissão (FOT) é tipicamente calculada como 85% da MUF. Geralmente a FOT é menor durante a noite e maior durante o dia.

Influência do Campo Magnético da Terra

O campo magnético terrestre exerce uma força perpendicular à trajetória dos elétrons provocando um movimento circular durante a propagação ionosférica. Os efeitos da ressonância giromagnética resultam em diferentes velocidades de fase (índices de refração) e absorção, para os dois sentidos opostos de polarização circular.

A onda com polarização linear pode ser considerada como uma soma de duas componentes com polarizações circulares opostas. Isto causa diferentes velocidades de propagação e absorção na ionosfera para cada componente. Esses efeitos podem converter a polarização linear em polarização elíptica, após interação com a camada ionosférica. Este fenômeno é chamado de efeito magneto-iônico. Como as componentes com polarizações opostas interagem diferentemente com os elétrons presentes na ionosfera, elas em geral serão refletidas em diferentes alturas (diferentes densidades de elétrons), o que implica a ocorrência de dois valores de atrasos bem diferenciados. As ondas resultantes são denominadas de onda ordinária e onda extraordinária. Elas são as principais responsáveis pelo efeito de seletividade em frequências nas transmissões em HF.

3.3 Modelagem do Canal HF

Devido à aleatoriedade dos fatores que afetam a propagação das ondas HF na ionosfera, precisamos de um modelo estatístico para o canal multipercurso. O modelo proposto por Watterson [23] se baseia na estimação de parâmetros, multipercurso e desvanecimento, que caracterizam os efeitos da ionosfera na comunicação HF.

Neste modelo, o canal HF se comporta como um sistema linear variante no tempo cuja resposta impulsiva fica definida por uma coleção de processos estocásticos no tempo parametrizados por uma variável da forma $h(t, \tau)$. Pode-se entender $h(t, \tau)$ como a resposta num instante t a um impulso aplicado ao canal no instante $t - \tau$. Admite-se que, para qualquer valor t (fixo) o processo $h(t, \tau)$ correspondente é estacionário em sentido amplo (*WSS Wide Sense Stationary*). Para valores τ_1 e τ_2 distintos, os processos $h(t, \tau_1)$ e $h(t, \tau_2)$ são descorrelacionados.

3.3.1 Modelo de Watterson

O modelo de Watterson [23] é utilizado em vários outros estudos sobre propagação nessa faixa de frequência [24] [25] [26]. Esse modelo é a principal referência para o desenvolvimento de simuladores de canal HF, sendo inclusive adotado pela recomendação ITU-R F.1487 [27]. Chamaremos o modelo de Watterson de modelo ITU-R.

Segundo Watterson, os canais ionosféricos HF são não-estacionários na frequência e no tempo, mas se restringirmos a banda em 10kHz e considerarmos tempos suficientemente pequenos (por exemplo, 10 minutos), a maioria dos canais pode ser adequadamente representada por modelos estacionários.

Outra importante característica da propagação ionosférica é que na maioria dos canais HF a propagação ocorre sobre um número limitado de trajetórias de saltos múltiplos relativamente discretos.

O modelo ITU-R engloba os efeitos de multipercursos e espalhamento *doppler* presentes nas propagações HF para comunicações BLOS.

Watterson propôs um modelo de canal estacionário baseado numa linha de retardo com ganhos de derivação, ilustrado na Fig. 3.5, onde cada ganho de derivação $G_i(t)$ é um processo estocástico estacionário, complexo, gaussiano, de média nula, independente dos outros ganhos, com distribuição de amplitude de Rayleigh e distribuição de fase uniforme.

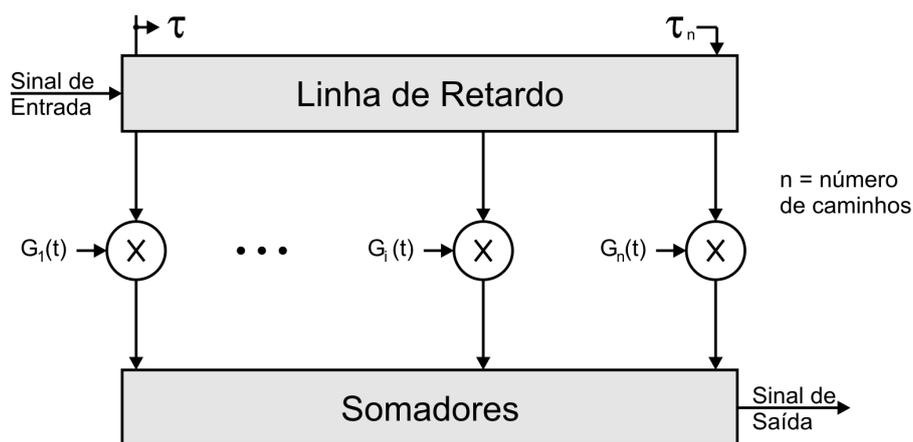


Figura 3.5: Modelo de canal com linha de retardos e ganhos de derivação

Os espectros *doppler* dos ganhos de derivação apresentam forma gaussiana para cada uma das componentes magneto-iônicas (a ordinária e a extraordinária) produzidas

pela reflexão ionosférica. Essas componentes podem ser distinguíveis no tempo, caso em que cada uma é representada por um ganho de derivação distinto, ou não distinguíveis, caso em que são representadas por apenas um ganho de derivação. Nesta última situação é comum ocorrer o caso das componentes serem distinguíveis na frequência, o que corresponderia a um espectro de ganho de derivação como ilustrado na Fig. 3.6

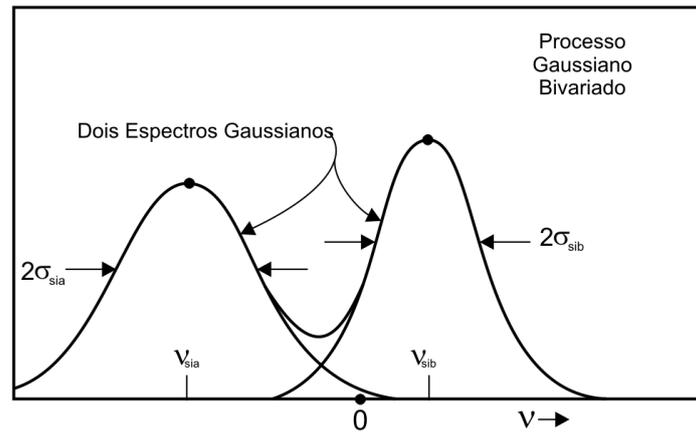


Figura 3.6: Espectro de ganho de derivação.

Então, os ganhos de derivação deste modelo de canal são dados por

$$G_{si}(t) = G_{sia}(t)e^{j2\pi\nu_{sia}t} + G_{sib}(t)e^{j2\pi\nu_{sib}t} \quad (3.7)$$

onde $G_{sia}(t)$ e $G_{sib}(t)$ são dois processos aleatórios gaussianos bivariados complexos, estacionários, ergódicos, independentes entre si, com média zero.

Existem seis parâmetros que definem o espectro de cada ganho de derivação: a razão da potência de saída entregue por cada percurso dividida pela potência de entrada no canal das duas componentes magneto-iônicas $C_{sia}(0)$ e $C_{sib}(0)$, os deslocamentos de frequência ν_{sia} e ν_{sib} , e os espalhamentos de frequência $2\sigma_{sia}$ e $2\sigma_{sib}$. É comum o caso no qual somente uma função gaussiana é necessária para caracterizar o espectro de um determinado ganho de derivação, pois os espalhamentos de frequência das duas componentes magneto-iônicas podem ser aproximadamente iguais. Os subscritos a e b identificam as componentes magneto-iônicas e o subscrito s as quantidades no modelo específico.

A função autocorrelação do ganho de derivação é dada por:

$$C_{si}(\Delta t) = C_{sia}(0)e^{[-2\pi^2\sigma_{sia}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sia}\Delta t]} + C_{sib}(0)e^{[-2\pi^2\sigma_{sib}^2(\Delta t)^2 + j2\pi\nu_{sib}\Delta t]} \quad (3.8)$$

E o espectro do ganho de derivação é:

$$S_{si}(\nu) = \frac{C_{sia}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sia}} e^{\left[-\frac{(\nu-\nu_{sia})^2}{2\sigma_{sia}^2}\right]} + \frac{C_{sib}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{sib}} e^{\left[-\frac{(\nu-\nu_{sib})^2}{2\sigma_{sib}^2}\right]} \quad (3.9)$$

A norma ITU-R F.1487 [27] prevê um conjunto de condições do canal HF para serem empregadas no modelo acima, com a finalidade de estabelecer-se um padrão de canal para comparar o desempenho de esquemas de modulação, filtragem, equalização e codificação a serem usados por equipamentos na faixa de canal HF. Essas condições são largamente utilizadas e procuram retratar condições realistas do canal em questão. Todas consistem de dois percursos independentes de igual amplitude, representando reflexões em diferentes camadas da ionosfera e são detalhadas na Tabela 3.1.

Descrição do Canal	Retardo 2º raio	Doppler
Baixa Latitude quieto	0,5 ms	0,5 Hz
Baixa Latitude moderado	2 ms	1,5 Hz
Baixa Latitude perturbado	6 ms	10 Hz
Média Latitude quieto	0,5 ms	0,1 Hz
Média Latitude moderado	1 ms	0,5 Hz
Média Latitude perturbado	2 ms	1 Hz
Média Latitude perturbado NVIS	7 ms	1 Hz
Alta Latitude quieto	1 ms	0,5 Hz
Alta Latitude moderado	7 ms	10 Hz
Alta Latitude perturbado	3 ms	30 Hz

Tabela 3.1: Parâmetros dos canais de teste previstos pelo ITU-R F-1487.

3.4 MIL-STD-188-110/B

A norma MIL-STD-188-110/B [9] é um documento do departamento de defesa dos EUA que estabelece padrões técnicos necessários para assegurar a interoperabilidade e definir exigências de desempenho mínimo para modems de dados em HF, incluindo o modem serial e o modem paralelo. Esta norma estabelece que os modems devem funcionar sob um canal nominal de voz de 3kHz alocado para um canal simples de rádio. Na banda de rejeição, para frequências acima de 3,4kHz, é requerida uma atenuação acima de 40dB.

Os valores especificados representam o desempenho dos modems sob condições ideais de teste.

Modem Serial

O modem serial opera com uma taxa de sinalização constante e igual a 2400 baud. Para equalizar o canal são utilizadas sequências de treinamento regulares. A técnica de modulação empregada é a 8-PSK. As taxas de bits de dados podem ser as seguintes: 75, 150, 300, 600, 1200, 2400 ou 4800 bps.

A taxa de bits nominal máxima é de 4800 bps, mas quando o código convolucional de taxa 1/2 é empregado, a taxa de bits nominal máxima é de 2400 bps. Se não houvesse símbolos de treinamento, a taxa nominal máxima sem código iria para 7200 bps e, com código, para 3600 bps.

O modem possui um entrelaçador de tamanho ajustável de modo a manter o retardo constante para as diferentes taxas nominais de bit. Há dois tipos de entrelaçamento: longo (4,8s) e curto (0 s ou 0,6 s). Esses valores de tempo correspondem ao preenchimento da matriz. O retardo de tempo na comunicação é o tempo necessário para preencher e esvaziar a matriz.

A matriz de entrelaçamento é preenchida por bits de informação e bits de código. Os números de colunas e linhas da matriz de entrelaçamento são apresentados na Tabela 3.2, para algumas taxas de bit. Na taxa de bits de 4800 bps não se usa entrelaçamento, pois não há código corretor de erros.

A norma estabelece os requisitos mínimos dos modems seriais quando testados com simuladores baseados no modelo de Watterson. A Tabela 3.3 apresenta a probabilidade

Taxa [bps]	Entrelaçamento Longo		Entrelaçamento Curto	
	Num Linhas	Num Colunas	Num Linhas	Num Colunas
2400	40	576	40	72
1200	40	288	40	36
600	40	144	40	18
300	40	144	40	18
150	40	144	40	18

Tabela 3.2: Números de colunas e linhas da matriz de entrelaçamento

de erro de bit máxima exigida na MIL-STD-188-110/B, com a potência do sinal e ruído medidos num canal de 3kHz.

Taxa de bits (bps)	Percurso do canal	Espalhamento de retardo (ms)	Espalhamento Doppler (Hz)	SNR (dB)	Taxa de erro de bits codificada
4800	1 fixo	-	-	17	10^{-3}
4800	2 desv.	2	0,5	27	10^{-3}
2400	1 fixo	-	-	10	10^{-5}
2400	2 desv.	2	1	18	10^{-5}
2400	2 desv.	2	5	30	10^{-3}
2400	2 desv.	5	1	30	10^{-5}
1200	2 desv.	2	1	11	10^{-5}
600	2 desv.	2	1	7	10^{-5}
300	2 desv.	5	5	7	10^{-5}
150	2 desv.	5	5	5	10^{-5}
75	2 desv.	5	5	28	10^{-5}

Tabela 3.3: Requisitos de desempenho para modems seriais (MIL-STD-188-110/B)

Modem Paralelo

O modem paralelo opera com 39 tons de subportadoras na banda de áudio, utilizando uma modulação QDPSK (*Quadrature Differential Phase Shift Keying*). Do mesmo modo que o modem serial, o paralelo utiliza bloco corretor de erro e matriz de entrelaçamento.

A Tabela 3.4 apresenta a probabilidade de erro de bit máxima, para taxas de 2400 e 1200 bps, exigida na MIL-STD-188-110/B para o modem paralelo, utilizando dois caminhos independentes com mesma potência e desvanecimento Rayleigh, com espalhamento doppler de 2Hz e tempo de retardo de 2ms.

SNR	Taxa de 2400 bps	Taxa de 1200 bps
5	$8,6 \cdot 10^{-2}$	$6,4 \cdot 10^{-2}$
10	$3,5 \cdot 10^{-2}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$
15	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$
20	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$9,0 \cdot 10^{-6}$
30	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$2,7 \cdot 10^{-6}$

Tabela 3.4: Requisitos de desempenho para modems paralelos (MIL-STD-188-110/B)

Capítulo 4

Modulação OFDM

Em um sistema de transmissão de dados em paralelo, a banda total do sinal é dividida em N subcanais sem sobreposição. Cada canal é modulado com um símbolo em separado formando N subcanais multiplexados na frequência. Para reduzir essa ineficiência, o conceito da utilização da transmissão paralela de dados e multiplexação por divisão de frequência (FDM), com superposição das subportadoras, foi publicado em meados da década de 60 [28]. A Fig. 4.1 mostra a diferença entre a técnica convencional sem sobreposição multiportadora e a técnica multiportadora com sobreposição.

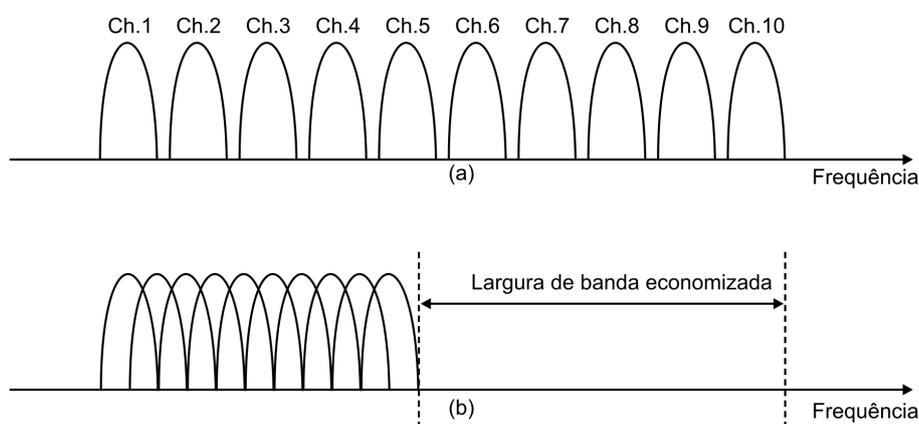


Figura 4.1: (a) Modulação Multiportadora sem sobreposição; (b) Modulação Multiportadora Ortogonal

Utilizando a modulação com sobreposição, tem-se uma redução de quase 50% da largura de banda.

Para empregar essa técnica é necessário que seja reduzida a interferência entre as subportadoras, o que significa que as subportadoras devem ser ortogonais entre si. Em

um sistema FDM normal, as portadoras são espaçadas de forma que utilizando filtros e demoduladores convencionais é possível uma recepção adequada. Nesse caso, bandas de guarda são introduzidas na modulação, reduzindo assim a eficiência de uso do espectro. Porém, é possível organizar as subportadoras, mesmo com superposição, sem que elas provoquem interferência nas adjacentes. Essa técnica que utiliza subportadoras matematicamente ortogonais é chamada de OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).

A ideia consiste em utilizar dados em paralelo e FDM com subcanais sobrepostos para evitar o uso de equalizadores, combater ruído impulsivo e distorção multipercurso, e permitir a utilização completa da banda disponível.

4.1 Modulação Multiportadora

A modulação multiportadora (*MCM - multicarrier modulation*) possui um longo período de símbolo, que proporciona uma grande imunidade à interferência entre símbolos (*ISI - InterSymbol Interference*) [29]. A ortogonalidade das funções trigonométricas mostrada na Eq. (4.1) é o que permite o receptor separar as subportadoras multiplexadas no tempo [3]. Considerando n e m números inteiros, temos:

$$\frac{1}{T_S} \int_{t=T_0}^{T_0+T_S} e^{jn\frac{2\pi}{T_S}t} e^{jm\frac{2\pi}{T_S}t} dt = \begin{cases} 1 & \text{se } n = m \\ 0 & \text{se } n \neq m \end{cases} \quad (4.1)$$

Para a transmissão de N símbolos, Z_i , durante um intervalo T_S em um canal de banda $B = \frac{N}{T_S}$, seria necessária a utilização de um período de $\frac{T_S}{N}$ para cada símbolo, caso utilizássemos somente uma portadora. Com uma modulação multiportadora, poderíamos utilizar N subportadoras. Nesse caso, para cada símbolo poderíamos utilizar um período T_S .

Considerando Z_i um símbolo complexo $Z_i = X_i + jY_i$, com $i \in [0 N-1]$, podemos representar o sinal $s(t)$ modulado em multiportadora como:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cos \left[2\pi \left(\frac{B}{N} i + f_0 \right) t \right] - Y_i \sin \left[2\pi \left(\frac{B}{N} i + f_0 \right) t \right] \quad (4.2)$$

onde f_0 determina o início da faixa do sinal com banda B , logo o sinal ocupará uma faixa de f_0 a $f_0 + B$.

Em um canal ideal, a sua resposta ao impulso é dada por $\delta(t - \tau)$ que corresponde apenas na introdução de um atraso τ . Então, a estimativa do símbolo X_i na recepção será dada por:

$$\widehat{X}_i = \int_{\tau}^{\tau+T_s} \cos[2\pi(\frac{B}{N}k + f_0)t]s(t)d(t) \quad (4.3)$$

Devido à propriedade da ortogonalidade verificada na Eq. (4.1) temos:

$$\widehat{X}_i = \begin{cases} X_i, & \text{para } i = k \\ 0, & \text{para } i \neq k \end{cases} \quad (4.4)$$

A geração dessas frequências com equipamentos analógicos é muito dispendiosa, pois necessita de muita precisão nos osciladores empregados. Podemos eliminar o uso destes osciladores com a geração do sinal $s(t)$ em tempo discreto. Utilizando amostras espaçadas em $T = 1/B$ teremos:

$$s(nT) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} Z_i e^{j\frac{2\pi nT}{N} Bi} \right\}, \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (4.5)$$

Analisando a Eq. (4.5) observa-se que, a menos de um fator multiplicativo, trata-se da Transformada Discreta de Fourier Inversa (*IDTF - Inverse Discrete Fourier Transform*) aplicada ao sinal Z_i . De modo semelhante, podemos utilizar na recepção a Transformada Discreta de Fourier (*DTF - Discrete Fourier Transform*). Com isso, o par de transformadas IDFT e DFT podem ser utilizadas para ortogonalizar as subportadoras na transmissão e possibilitar a recuperação delas na recepção.

4.2 Transmissão e Recepção do sinal OFDM

Detalharemos o funcionamento de um sistema OFDM a partir do diagrama em blocos da Fig. 4.2.

Em um canal com multipercurso e desvanecimento, devido à seletividade em frequên-

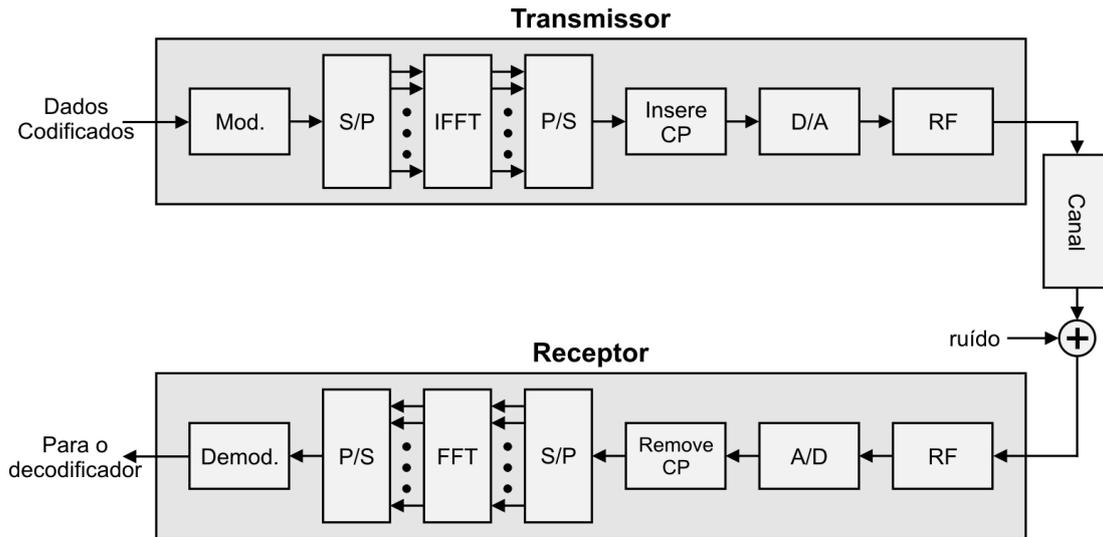


Figura 4.2: Diagrama em blocos de um transceptor OFDM

cia, cada subportadora poderá ter uma atenuação diferente. A potência de algumas subportadoras pode sofrer atenuações severas devido a grandes desvanecimentos. Logo, a taxa de erro de bit (*BER - Bit Error Rate*) poderá ser dominada por essas subportadoras com potência reduzida.

Para reduzir a degradação da performance do sistema, o sinal é codificado antes da modulação dos bits. A codificação de canal pode reduzir a BER significativamente dependendo da taxa de codificação, complexidade do decodificador e relação sinal ruído (*SNR - Signal-to-Noise Ratio*). Podemos utilizar também a técnica de entrelaçamento com o objetivo de melhorar a imunidade a ruídos impulsivos. O sinal codificado e entrelaçado é aplicado no modulador que irá mapeá-lo nos pontos da constelação para obter os símbolos.

Os símbolos modulados serão dispostos em um bloco de N símbolos paralelos que irão alimentar o bloco responsável pela Transformada Discreta de Fourier Inversa, obtendo os símbolos no domínio do tempo. As amostras temporais do sinal podem ser escritas como:

$$s(n) = IDFT \{S(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} S(k)e^{j2\pi nk/N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.6)$$

onde $S(k)$ corresponde ao símbolo transmitido pela k -ésima subportadora e N é o número de subportadoras. O sinal então é serializado e, em seguida, é acrescentada uma

redundância ao símbolo OFDM, que pode ser o prefixo cíclico (*CP - Cyclic Prefix*), isto é, a inserção de cópias das amostras $s(n)$ para $n = N - \nu, \dots, N - 1$ no início de cada símbolo. Essa redundância visa reduzir a interferência entre símbolos (ISI). Então o sinal em banda base é convertido em analógico através do conversor D/A (*Digital-to-Analog Converter*) e aplicado ao rádio transmissor. O rádio irá converter o sinal em radiofrequência utilizando misturadores e amplificadores de potência e transmitindo o sinal através de antenas.

O sinal será influenciado pelo canal e acrescentado de um ruído. No receptor, será convertido em banda base e digitalizado pelo conversor A/D (*Analog-to-Digital Converter*). Após o sincronismo, o prefixo cíclico é retirado e os dados são novamente agrupados e transformados para o domínio da frequência através da DFT, ou seja,

$$Y(k) = H(k)S(k) + W(k) \quad (4.7)$$

onde $Y(k)$ é o símbolo recebido da k -ésima subportadora, $H(k)$ é a resposta em frequência do canal na mesma subportadora e $W(k)$ é o ruído aditivo, normalmente assumido como gaussiano com média zero e variância σ_w^2 .

Depois da DFT, os símbolos são demodulados, de-entrelaçados e decodificados obtendo assim a informação transmitida. Observa-se na forma de onda OFDM (Fig. 4.3), no domínio da frequência, as subportadoras ortogonais que modulam os dados na transmissão.

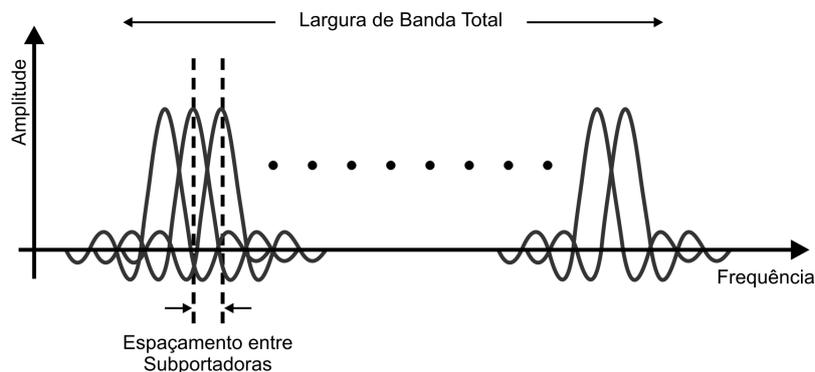


Figura 4.3: Forma de Onda do Sinal OFDM no domínio da frequência

Para uma dada largura de banda, o canal afeta algumas características do sistema

OFDM. O período de símbolo, o espaçamento entre as subportadoras (ou o número de subportadoras) e o comprimento do prefixo cíclico são os parâmetros principais de um sistema OFDM.

O esquema de transmissão OFDM apresenta algumas vantagens [30]:

- O OFDM é um modo eficiente de lidar com multipercurso, e para um dado espalhamento, a complexidade de implementação é significativamente menor que em sistemas de uma única portadora com equalização.
- O esquema possui robustez contra interferências de banda estreita, pois esse tipo de problema afeta somente uma pequena porcentagem das subportadoras.

Por outro lado apresenta algumas desvantagens:

- O OFDM é mais sensível à falta de sincronismo.
- Essa técnica possui uma alta razão entre o pico e a potência média, que reduz a eficiência do amplificador de potência na transmissão.

4.3 Estimação de Canal

A natureza da modulação OFDM possibilita técnicas de estimação e equalização mais simples que possibilitam manter a comunicação mesmo em canais variantes no tempo e seletivos em frequência.

Em um *link* OFDM, os bits modulados sofrem distúrbios durante a transmissão devido aos efeitos do canal. Para o receptor recuperar o sinal corretamente, deve levar em conta as alterações sofridas pelo sinal. A Fig. 4.4 mostra uma transmissão OFDM e os efeitos do canal.

O receptor pode aplicar tanto a detecção coerente como a detecção não coerente para recuperar os bits originais. A detecção coerente utiliza valores de referência (pilotos) que foram transmitidos com os bits de informação. O receptor usa esses valores para estimar o canal onde eles estão posicionados. Para estimar todo o canal, técnicas de interpolação são utilizadas.

Por outro lado, a detecção não coerente não utiliza valores de referência, mas utiliza modulação diferencial, onde a informação é transmitida pela diferença entre dois símbolos sucessivos [31]. Nesse estudo, nos limitaremos a tratar a detecção coerente.

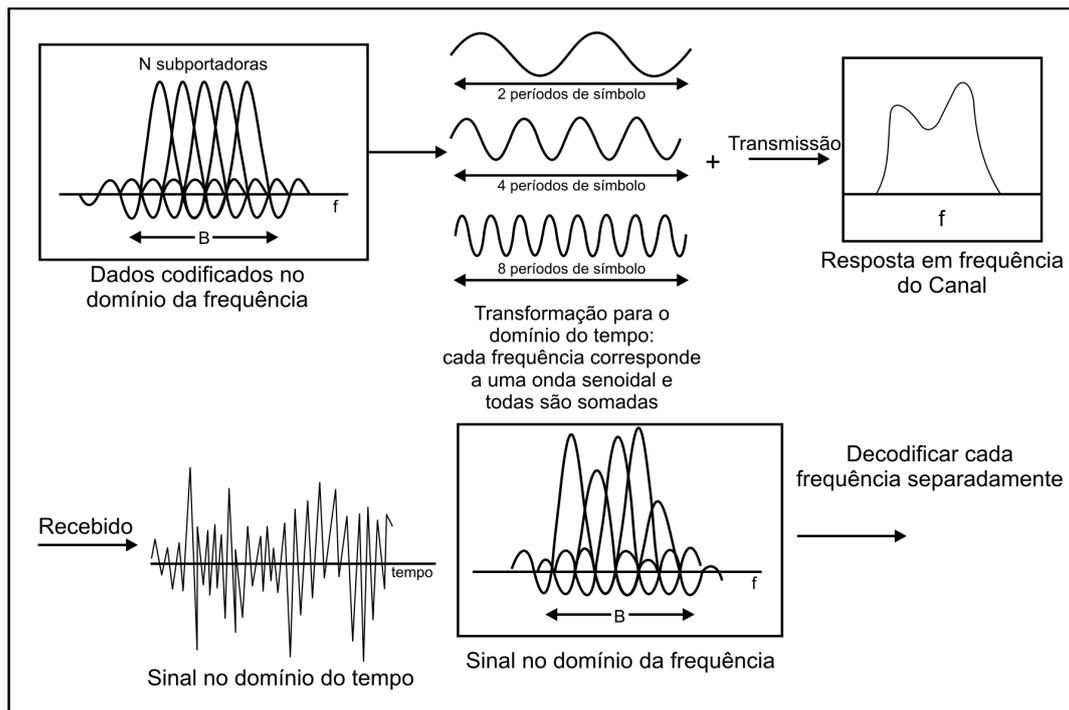


Figura 4.4: Distorção introduzida pelo canal no Sinal OFDM

Detecção Coerente

A detecção coerente pode ser realizada pela inserção dos valores de referência, as subportadoras piloto, em todas as subportadoras, periodicamente no tempo, ou pela inserção de subportadoras pilotos periodicamente em frequência. Para canais variantes no tempo, as subportadoras piloto devem ser repetidas frequentemente. O espaçamento entre as subportadoras piloto, tanto no tempo quanto na frequência, depende da coerência temporal e da largura de banda do canal.

Para evitar a redução da eficiência devido à inserção das subportadoras piloto, pode-se utilizar a máxima distância possível entre os valores de referência, desde que menor que a coerência temporal e a coerência em frequência. A Fig. 4.5 mostra uma interpolação em frequência e no tempo das subportadoras piloto.

Se considerarmos B_d como o espalhamento doppler e τ_m como o atraso, uma escolha adequada para o espaçamento entre as subportadoras piloto no tempo é dada por [32]:

$$N_p^t \approx \frac{1}{B_d T_{simbolo}} \quad (4.8)$$

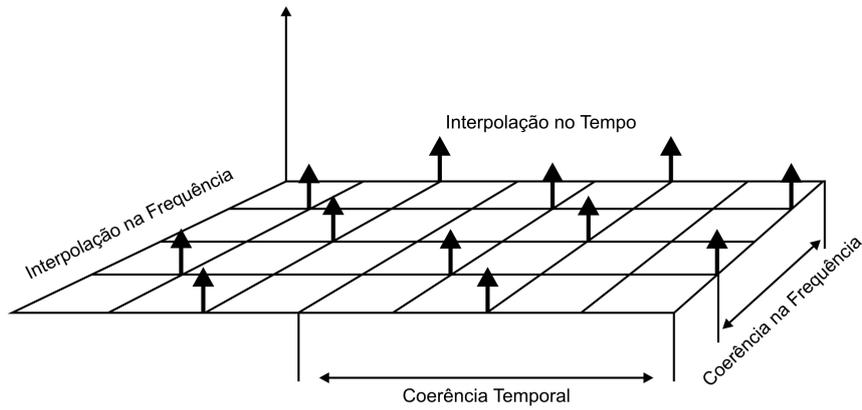


Figura 4.5: Posicionamento das subportadoras, no tempo e na frequência

e na frequência por:

$$N_p^f \approx \frac{1}{\Delta f \tau_m} \quad (4.9)$$

onde Δf é a largura de banda da subportadora e $T_{simbolo}$ é o período do símbolo OFDM.

Em [33], para obter um resultado de forma geral, os autores relacionam a coerência em frequência do canal $(\Delta f)_c$ com o espaçamento entre as subportadoras piloto $(\Delta f)_p$ definindo o parâmetro:

$$\mu = \frac{(\Delta f)_p}{(\Delta f)_c} \quad (4.10)$$

onde $(\Delta f)_c$ é inversamente proporcional ao espalhamento temporal do canal, ou seja, $(\Delta f)_c = \frac{1}{\tau_m}$. Para se obter uma estimativa de canal apropriada, o espaçamento entre as subportadoras piloto deve ser consideravelmente menor que a coerência em frequência do canal. Logo, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$0 < \mu \ll 1 \quad (4.11)$$

Utilizar um valor próximo do limite inferior de μ seria impraticável, pois a eficiência do sistema seria baixa. Então, se deve encontrar um valor adequado que possibilite estimar

corretamente o canal sem prejudicar a eficiência. Valores de μ entre 0,01 e 0,1 são utilizados em [33]. Para Zhao [34], uma regra comum é estimar o espaçamento entre as subportadoras piloto como $(\Delta f)_c/4$, o que equivale a $\mu = 0,25$, mas em seu estudo os melhores resultados são obtidos para $(\Delta f)_p \approx (\Delta f)_c/8$, ou $\mu \approx 0,125$.

Existem diversos tipos de arranjos das subportadoras pilotos dependentes das condições do canal. Em [35], são propostos dois tipos de arranjos, mostrados na Fig. 4.6. O primeiro tipo é chamado de arranjo em bloco das subportadoras piloto. Todas as subportadoras são utilizadas para estimar o canal para os próximos símbolos OFDM, desde que o canal não varie rapidamente. O segundo é chamado de arranjo combinado (*comb-type*), no qual as subportadoras piloto são espaçadas na frequência. Como o canal HF varia rapidamente no tempo, o arranjo combinado é o mais adequado para a estimação desse canal. Técnicas de interpolação são utilizadas para estimar todo o canal de comunicação entre o transmissor e o receptor.

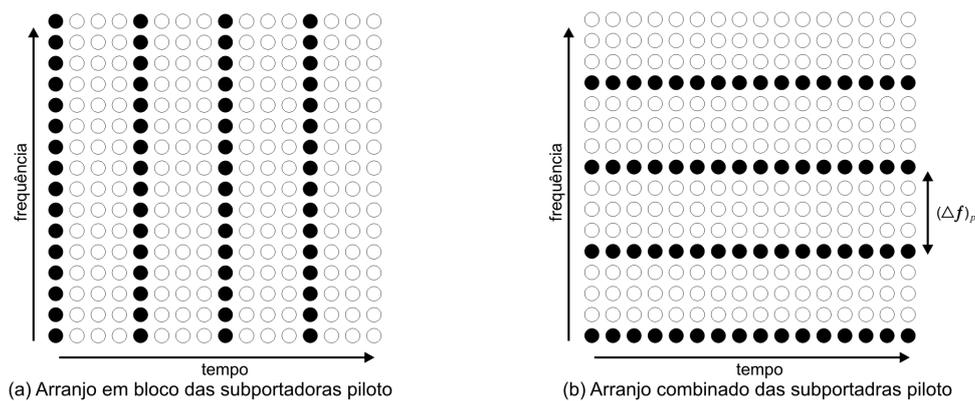


Figura 4.6: Dois diferentes tipos de arranjos de subportadoras piloto

Um diagrama em blocos típico de um sistema OFDM com subportadoras piloto é apresentado na Fig. 4.7. Além das funções já descritas anteriormente, temos na transmissão o bloco que insere as subportadoras piloto entre as subportadoras de informação e, na recepção, o bloco que aplica a correção no sinal demodulado baseado na estimação de canal a partir das subportadoras piloto.

Supondo que o intervalo de guarda seja maior que o comprimento da resposta ao impulso do canal, ou seja, não há interferência entre símbolos OFDM, então os sinais

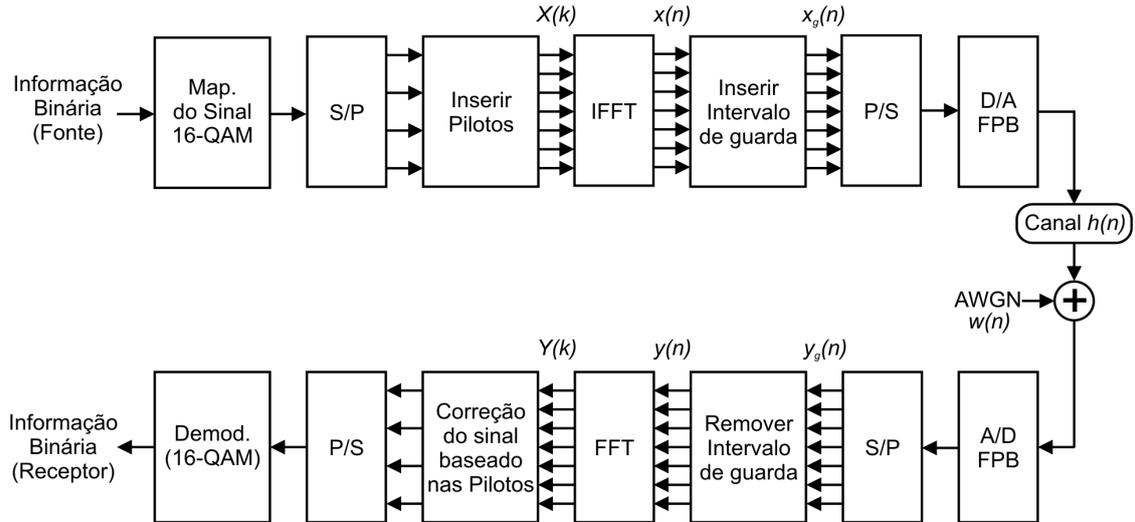


Figura 4.7: Diagrama em blocos de um sistema OFDM com subportadoras piloto

$Y(k)$ demodulados podem ser representados por:

$$Y(k) = X(k)H(k) + I(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.12)$$

onde $H(k) = DFT\{h(n)\}$, $W(k) = DFT\{w(n)\}$ e $I(k)$ denota a interferência entre subportadoras.

As subportadoras piloto $Y_p(k)$ são extraídas a partir do sinal de $Y(k)$. Então podemos estimar, por interpolação, a função de transferência do canal $H(k)$ a partir da informação obtida por $H_p(k)$. Com o conhecimento da resposta do canal $H(k)$, os dados transmitidos $X(k)$ podem ser recuperados através de uma divisão simples do sinal recebido pela resposta do canal, ou seja,

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\hat{H}(k)}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.13)$$

onde $\hat{H}(k)$ é a estimativa do canal $H(k)$.

Estimação das subportadoras piloto

Para o tipo de arranjo combinado, os N_p sinais piloto $X_p(m)$, $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$, são inseridos uniformemente em $X(k)$. O total de N subportadoras são subdivididas em N_p grupos, cada um com $L = N/N_p$ subportadoras adjacentes. Em cada grupo a primeira subportadora é utilizada para enviar a piloto. O sinal OFDM modulado na

k -ésima subportadora pode ser expresso como:

$$X(k) = X(mL + l) = \begin{cases} X_p(m), & l = 0 \\ \text{dados}, & l = 1, 2, \dots, L - 1 \end{cases} \quad (4.14)$$

As subportadoras piloto $X_p(k)$ podem ter o mesmo valor complexo c para reduzir a complexidade computacional.

Seja \mathbf{H}_p o vetor com a resposta em frequência do canal para as subportadoras piloto:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_p &= [H_p(0) \quad H_p(1) \quad \dots \quad H_p(N_p - 1)]^T \\ &= [H(0) \quad H(L - 1) \quad \dots \quad H((N_p - 1)(L - 1))]^T \end{aligned} \quad (4.15)$$

e $\mathbf{Y}_p = [Y_p(0) \quad Y_p(1) \quad \dots \quad Y_p(N_p - 1)]^T$ representa o vetor das subportadoras recebidas e pode ser expresso por:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{I}_p + \mathbf{W}_p \quad (4.16)$$

onde \mathbf{I}_p é o vetor de interferência entre subportadoras, \mathbf{W}_p é o vetor do ruído gaussiano nas subportadoras piloto e

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} X_p(0) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & X_p(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

As subportadoras piloto são estimadas a partir do método dos mínimos quadrados (LS - *Least Squares*):

$$\hat{H}_{p,ls} = \left[H_{p,ls}(0) \quad H_{p,ls}(1) \quad \cdots \quad H_{p,ls}(N_p - 1) \right]^T \quad (4.18)$$

$$= X_p^{-1} Y_p \quad (4.19)$$

$$= \begin{bmatrix} Y_p(0) & Y_p(1) & \cdots & Y_p(N_p - 1) \\ X_p(0) & X_p(1) & \cdots & X_p(N_p - 1) \end{bmatrix}^T \quad (4.20)$$

Técnicas de Interpolação

Após estimar a resposta em frequência do canal referente às subportadoras piloto, é necessário aplicar uma interpolação para estimar a resposta inteira do canal. O método da interpolação linear descrito em [33] apresenta melhor resultado que a interpolação constante. Os métodos de interpolação passa-baixa e interpolação polinomial também serão analisados.

A- Método de interpolação linear

Neste método, duas subportadoras piloto consecutivas são utilizadas para estimar a resposta do canal entre elas [33]. Para as subportadoras de dados k , $mL \leq k < (m + 1)L$, a resposta estimada do canal é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}(mL + l) = \left(1 - \frac{l}{L}\right) \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L} \hat{H}_p(m + 1) \\ &= \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L} (\hat{H}_p(m + 1) - \hat{H}_p(m)), 0 \leq l < L \end{aligned} \quad (4.21)$$

B- Método de interpolação passa-baixa

Este método consiste em inserir zeros na sequência original e aplicar uma filtragem passa baixas com um filtro FIR [36].

C- Método de interpolação polinomial

O método de interpolação polinomial produz um polinômio suave e contínuo a partir dos dados obtidos das subportadoras piloto [37].

4.4 Rádio Cognitivo com Modulação OFDM

O modelo conceitual do rádio cognitivo utilizando a modulação OFDM descrito em [1] é mostrado na Fig. 4.8.

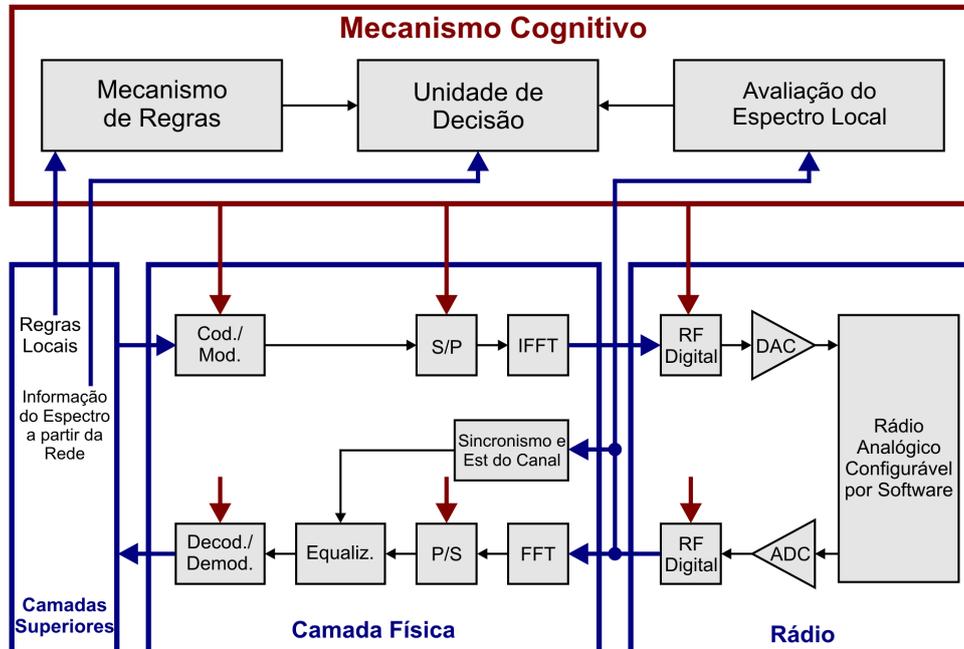


Figura 4.8: Diagrama em blocos de um RC com modulação OFDM

O mecanismo cognitivo é responsável pela tomada de decisões e configuração do rádio e dos parâmetros da camada física. As oportunidades de canais livres são identificadas pela unidade de decisão baseadas na informação do mecanismo de políticas bem como nos dados de análise da rede local. O mecanismo de políticas provê informações para o mecanismo cognitivo baseado nas políticas locais. Isto fará com que o rádio não utilize formas de ondas não autorizadas ou quebre qualquer regra do local onde está sendo utilizado.

Por outro lado, a unidade de análise do espectro local processa as informações de uso do espectro e identifica usuários primários que estão acessando o meio, além de analisar as especificações de seus sinais, largura de banda, potência transmitida e detectar as possíveis oportunidades que possam ser exploradas pelo rádio cognitivo.

Uma vez que a informação esteja disponível, a unidade de decisão pode concluir pela melhor ação do sistema. Essa decisão inclui a escolha apropriada da codificação de canal, modulação, frequência de operação e largura de banda. Neste estágio,

a modulação OFDM apresenta vantagens frente a outras modulações, pois suas características possuem grande flexibilidade. Através da mudança de alguns parâmetros do OFDM, mostrados na Tabela 4.1, e alguns parâmetros do rádio, o rádio cognitivo pode se comunicar com vários rádios de diferentes tecnologias em um mesmo ambiente, ou até mesmo otimizar a sua transmissão dependendo das características do ambiente.

Padrão	IEEE 802.11(a/g)	IEEE 802.16(d/e)	IEEE 802.22	DVB-T
Tam. FFT	64	128,256,512 1024,2048	1024, 2048, 4096	2048,8192
Tam. CP	1/4	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	Variável	1/4, 1/8 1/16, 1/32
Bit/simb	1,2,4,6	1,2,4,6	2,4,6	2,4,6
Pilotos	4	Variável	96,192,384	62,245
Banda(MHz)	20	1,75 a 20	6,7,8	8

Tabela 4.1: Padrões de comunicação baseados em OFDM

O circuito do rádio é dividido em parte digital (*digital IF, ADC, and DAC*) e parte analógica (*software tunable analog radio*). Ambas são reconfiguráveis pelo mecanismo cognitivo, aumentando a flexibilidade do sistema. Isto inclui a frequência de operação, largura de banda, filtros e misturadores. Até mesmo os parâmetros das antenas podem ser configurados, isto é, número de antenas, formação do feixe, melhorando ainda mais a performance do sistema.

Capítulo 5

Avaliação da Modulação OFDM em Canais

HF

Neste capítulo, serão apresentados os resultados de avaliação da Modulação OFDM em canais HF. O sincronismo foi considerado perfeito nas simulações realizadas nesta dissertação. A base das simulações são os padrões adotados pela MIL-STD-188-110/B, que especifica requisitos mínimos de desempenho para modems que operam na faixa de HF com taxas de comunicações entre 75 e 2400 *baud*.

As avaliações foram realizadas através de simulações com o software Matlab versão 7.0 de 2008.

5.1 Configuração do Sistema para Simulação

As simulações seguiram o diagrama em blocos da Fig. 5.1, que representa um transceptor OFDM, com equalização utilizando portadoras piloto, acrescido de blocos especificados na MIL-STD-188-110/B. A seguir, serão descritos os blocos da Fig. 5.1, de acordo com a numeração apresentada na figura.

- 1- A informação enviada é simulada com a geração de bits aleatórios. Essa informação será comparada com a recebida para o cálculo da taxa de erro de bit (BER) em função da relação sinal ruído (SNR).
- 2- O codificador utilizado, ilustrado na Fig. 5.2, foi o tipo convolucional de taxa $R = 1/2$ e comprimento de restrição 7, definido pelos polinômios geradores $T_1(x) = x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$ e $T_2(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$.

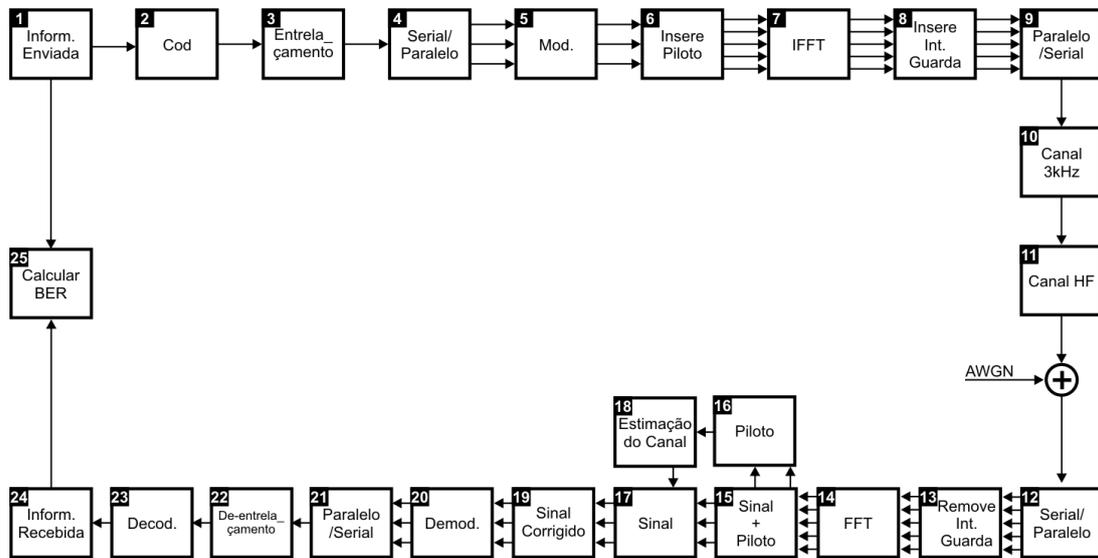


Figura 5.1: Diagrama em blocos utilizado na avaliação da Modulação OFDM

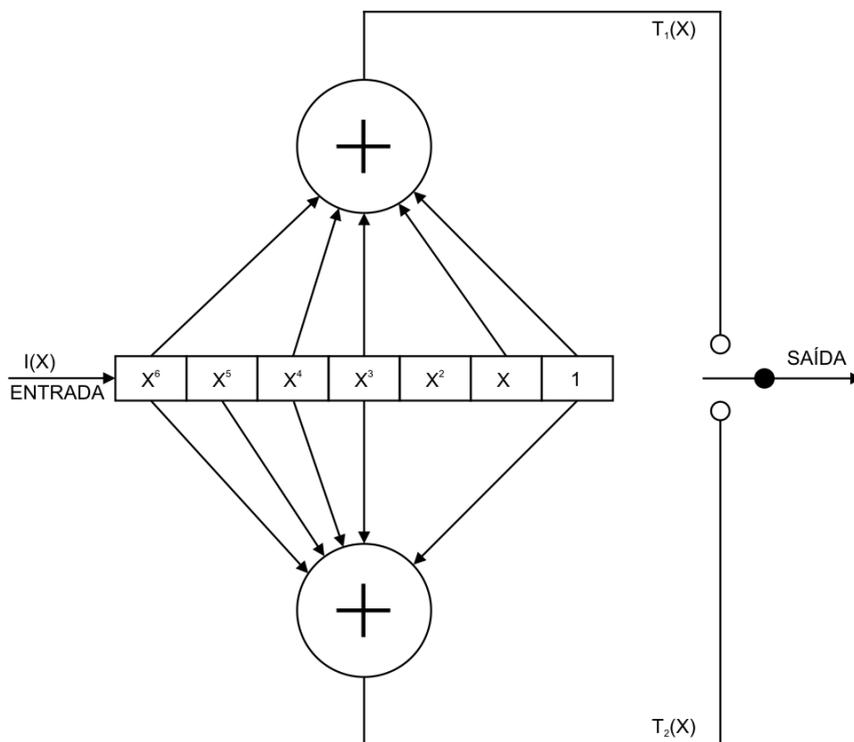


Figura 5.2: Codificador previsto na MIL-STD-188-110/B.

3- A norma prevê o entrelaçamento curto de 0,6 segundos e o longo de 4,8 segundos. O tipo do entrelaçador é matricial, obedecendo regras diferentes para preenchimento das linhas e das colunas. As dimensões da matriz de entrelaçamento de acordo com a taxa de bits foram mostradas na Tabela 3.2. Neste estudo, foi utilizado o entrelaçamento longo.

Os bits após serem codificados devem preencher a matriz, uma coluna por vez, a partir da coluna 0. O primeiro bit será colocado na coluna 0 e linha 0. O próximo bit ocupará na mesma coluna a linha 9 (incremento de 9 módulo 40). O processo se repete até toda a coluna 0 ser preenchida, para então ir para a coluna 1 repetindo o processo, até o preenchimento de toda a matriz. O preenchimento é o mesmo, tanto para o entrelaçamento curto como para o longo.

A retirada dos bits se inicia na linha 0 e coluna 0. Os próximos bits serão localizados incrementando-se o número da linha por 1 e decrementando-se o número da coluna por 17 módulo número de colunas da matriz. O processo continua até se atingir o número máximo de linhas. A leitura da matriz termina com a retirada de todos os bits da mesma.

4- Este bloco organiza os dados em paralelo para serem modulados pelo próximo bloco.

5- Foram empregadas modulações PSK e QAM para comparação de performance. No caso do PSK, foram simuladas as configurações de BPSK, QPSK e 8PSK. Já para o QAM, foi considerada a constelação de 16QAM. A Fig. 5.3 ilustra as constelações das modulações utilizadas.

6- Neste bloco foi estabelecida a distância entre as subportadoras piloto. Os valores de 2, 4, 8 e 16 foram simulados. Foi utilizado o arranjo combinado para as subportadoras piloto.

7- Neste bloco é escolhida a quantidade total de subportadoras N (64, 128, 256, 512 e 1024). Aplica-se a IFFT.

8- O intervalo de guarda foi adicionado no início do símbolo OFDM a fim de se evitar interferência entre símbolos.

9- Este bloco retorna o sinal para a forma serial para ser transmitido pelo canal.

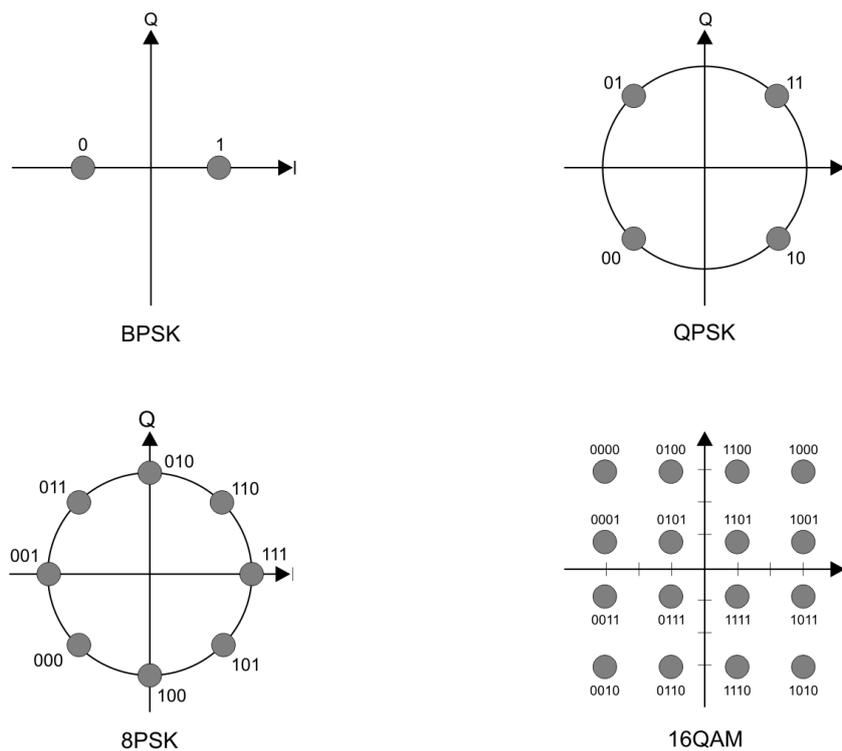


Figura 5.3: Constelações das modulações utilizadas nas simulações

Uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo é utilizada na simulação do filtro transmissor, meio físico e filtro receptor. O fator de excesso de faixa dos filtros de transmissão e recepção é de 0,25, e cada um deles foi implementado com retardo de 2 intervalos de símbolo e truncamento de sua resposta fora de uma janela com largura de 4 intervalos de símbolo.

- 10- A norma MIL-STD estabelece que os modems devem funcionar sob um canal nominal de voz de 3kHz alocado para um canal simples de rádio. Na banda de rejeição, para frequências acima de 3,4kHz, é requerida uma atenuação acima de 40dB. A Fig. 5.4 ilustra a resposta em frequência do filtro utilizado.
- 11- O canal HF foi simulado segundo o modelo de Watterson implementado pelo Matlab seguindo o padrão recomendado pela ITU-R F.1487 [27].

Conforme descrito no Capítulo 3, o modelo de Watterson consiste em um modelo de canal estacionário baseado numa linha de retardo com ganhos de derivação, onde cada ganho de derivação $G_i(t)$ é um processo estocástico gaussiano, complexo, estacionário, de média nula, independente dos outros ganhos, com distribuição de am-

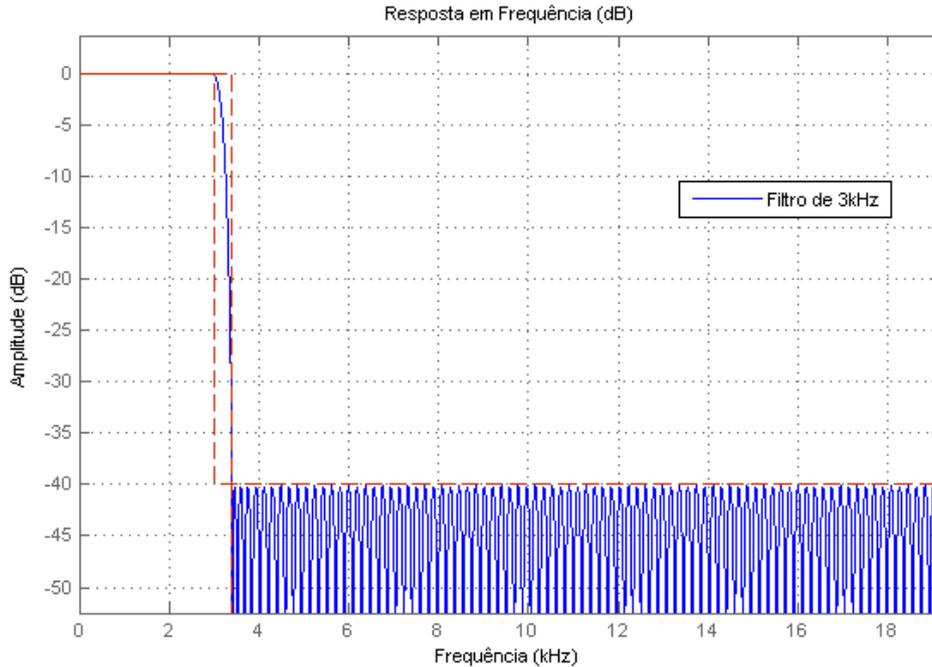


Figura 5.4: Resposta em frequência do filtro de 3kHz.

plitude de Rayleigh e distribuição de fase uniforme.

O software Matlab implementa o modelo de Watterson seguindo o recomendado pela ITU-R F.1487, onde os processos estocásticos gaussianos correspondem às duas componentes magneto-iônicas. A Fig. 5.5 compara os resultados da simulação do modelo com os valores teóricos. Nesta simulação foram utilizadas duas componentes com ganhos $g_1 = 1,2$ e $g_2 = 0,25$, frequências centrais $f_1 = -5,0$ e $f_2 = 4,0$ e desvios padrão $\sigma_1 = 2$ e $\sigma_2 = 1$.

Após o canal HF, o sinal é perturbado com um ruído gaussiano branco. Nesse ponto é simulada a relação sinal ruído (SNR) do sistema. Os valores entre 5 e 30 dB foram utilizados para SNR.

- 12- O receptor inicialmente converte os dados seriais em paralelos para serem processados pelo próximo bloco.
- 13- Neste bloco são retirados os símbolos correspondentes ao intervalo de guarda.
- 14- Aplica FFT de tamanho N na sequência recebida.
- 15- Separa as subportadoras piloto das subportadoras com informação.
- 16- Prepara as subportadoras piloto para a estimação do canal.

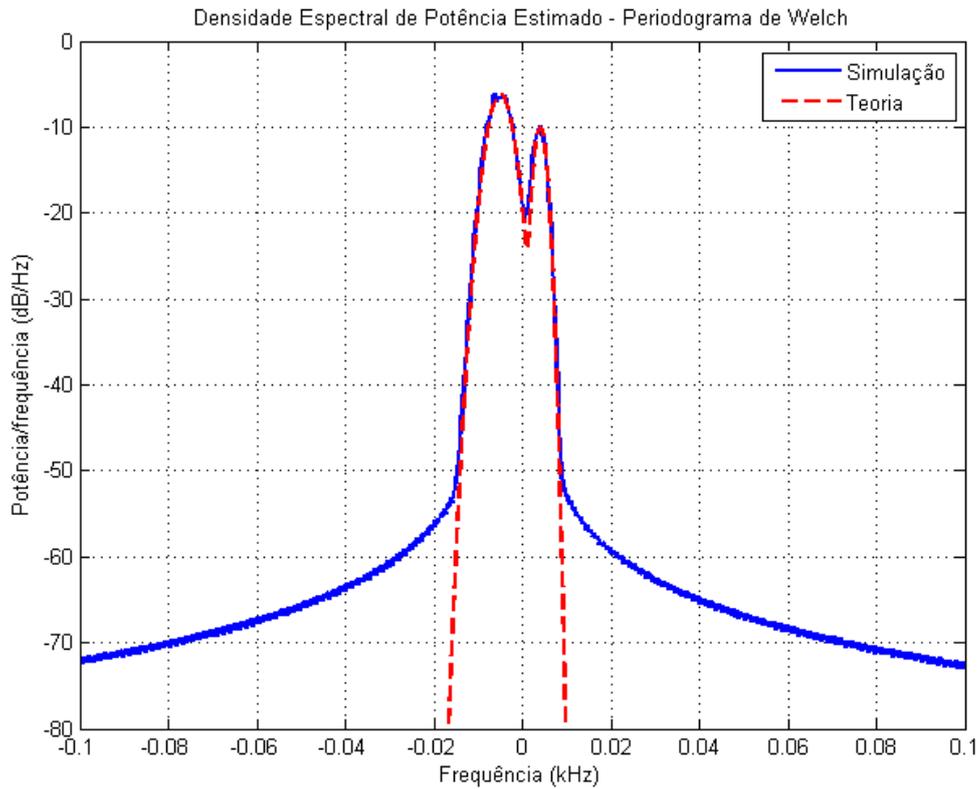


Figura 5.5: Modelo de Watterson implementado pelo Matlab.

- 17- Recebe a estimação do canal para corrigir o sinal recebido.
- 18- Estima o canal de comunicação a partir do método dos mínimos quadrados, conforme descrito no Capítulo 4.
- 19- O sinal é corrigido a partir do canal estimado pelo bloco anterior.
- 20- Executa a demodulação do sinal corrigido.
- 21- Converte de paralelo para serial as sequências de bits obtidas na etapa anterior.
- 22- Realiza o de-entrelaçamento.
- 23- Decodifica a sequência de bits.
- 24- A informação recebida é enviada para o bloco de comparação
- 25- Neste bloco é calculada a taxa de erro de bit.

5.1.1 Parâmetros Utilizados nas Simulações

Os parâmetros e os seus valores utilizados durante as simulações deste trabalho são apresentados na Tabela 5.1.

Variável	Descrição	Valores Utilizados
N	Número Total de Subportadoras OFDM	64, 128, 256, 512 e 1024
M	Esquema de Modulação	BPSK(2), QPSK(4), 8PSK(8) e 16QAM(16)
L	Distância entre Subportadoras Piloto	2, 4, 8 e 16
GI	Tamanho do Intervalo de Guarda	N/2, N/4, N/8, N/16 e N/32
R	Taxa efetiva do codificador	1/2, 1/3, 1/4, 1/5 e 1/6
F _s	Taxa de Símbolos	3600 < F _s < 5400 baud

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados nas simulações

De acordo com os parâmetros escolhidos, a taxa efetiva de bits por segundo varia. A taxa irá depender:

- Da taxa de símbolos (F_s), que é diretamente proporcional à taxa efetiva.
- Do esquema de modulação (M) - Quanto maior o número de bits por símbolo devido ao esquema de modulação, maior a taxa efetiva. A relação é proporcional a $\log_2 M$.
- Da distância entre subportadoras piloto (L), pois ela determina o número de subportadoras que efetivamente serão utilizadas para transmitir dados que é igual a $L - 1$, ou seja, a taxa efetiva será proporcional a $\frac{L-1}{L}$.
- Do tamanho do intervalo de guarda (GI) que perde uma parte do tempo de transmissão para enviar os símbolos de redundância. Em cada símbolo OFDM serão transmitidos $N + GI$ símbolos, mas só N seriam efetivos.
- Da taxa do codificador (R) que irá reduzir diretamente a taxa efetiva.

A equação a seguir representa a taxa efetiva de bits por segundo:

$$Taxa = F_s \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \frac{L-1}{L} \cdot \frac{N}{N+GI} \quad (5.1)$$

5.2 Resultados e Discussão

Nesta seção, a modulação OFDM será comparada aos esquemas de modulação utilizados na MIL-STD, modulação serial PSK e modulação paralela com 39-tons.

Todas as simulações utilizaram mais de $2 \cdot 10^6$ bits. Para o resultado nulo da taxa de erro por bit, consideraremos $BER = 5,0 \cdot 10^{-7}$ para efeito de comparação e representação gráfica.

5.2.1 Sensibilidade dos parâmetros da Modulação OFDM com portadoras piloto em canais HF

Primeiramente, o sistema avaliado manteve a taxa de símbolos fixa em 4800 baud. Os parâmetros de configuração da modulação foram alterados para comparação de resultados. Outro parâmetro fixo foi a taxa de codificação R , sendo utilizada $R = 1/2$. Foram testados dois canais HF, o ITU-R F.1487 Média Latitude Perturbado (ITU-R Pobre) e o mesmo canal com uma frequência doppler de 2 Hz (ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz). O método de interpolação utilizado foi o linear. O intervalo de guarda utilizado foi de $N/8$.

As taxas efetivas de bits por segundo, calculadas a partir da Eq. (5.1) com os valores de M e L utilizados durante as simulações seguintes, encontram-se na Tabela 5.2.

M	L	Taxa Efetiva
2(BPSK)	2	1067 bits/s
2(BPSK)	4	1600 bits/s
2(BPSK)	8	1867 bits/s
4(QPSK)	2	2133 bits/s
4(QPSK)	4	3200 bits/s
4(QPSK)	8	3733 bits/s
8(8PSK)	2	3200 bits/s
8(8PSK)	4	4800 bits/s
16(16-QAM)	2	4267 bits/s

Tabela 5.2: Taxas efetivas nas simulações desta seção

Outro parâmetro calculado, discutido no Capítulo 4, chamado de μ , indica a relação entre o intervalo entre as subportadoras piloto e a coerência em frequência. Este parâmetro é obtido por:

$$\mu = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_c} \quad (5.2)$$

onde

$$\Delta f_p = \frac{F_s \cdot L}{N} \quad (5.3)$$

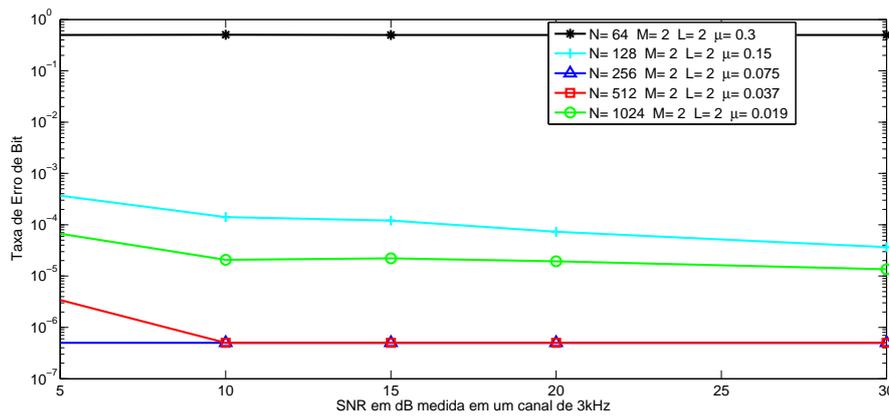
e $\Delta f_c = 1/\tau_m$.

A Tabela 5.3 mostra os valores de μ calculados a partir da Eq. (5.2) para um canal com espalhamento temporal (τ_m) igual a $2ms$ e os valores de N e L utilizados nas simulações.

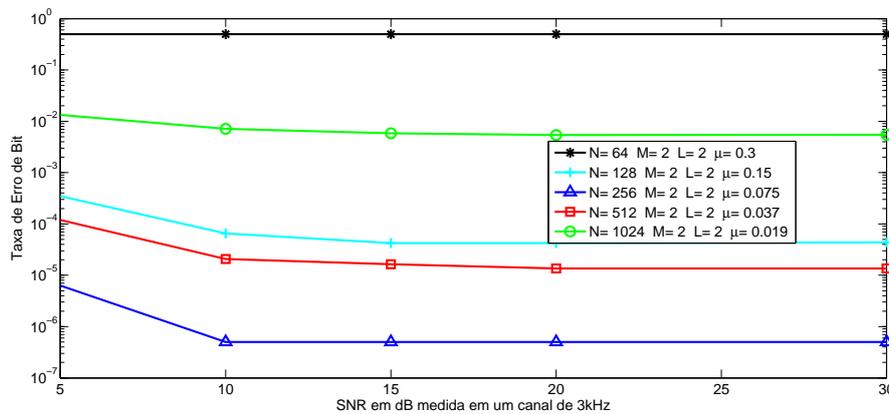
N	L	μ	L	μ	L	μ
64	2	0.300	4	0.600	8	1.2
128	2	0.150	4	0.300	8	0.600
256	2	0.075	4	0.150	8	0.300
512	2	0.0375	4	0.075	8	0.150
1024	2	0.01875	4	0.0375	8	0.075

Tabela 5.3: Espaçamento entre subportadoras piloto nas simulações desta seção

Nas Figs. 5.6 a 5.13 são apresentados os gráficos que relacionam a taxa de erro de bits pela relação sinal ruído medida em um canal de 3kHz para diferentes taxas efetivas de bits por segundo.

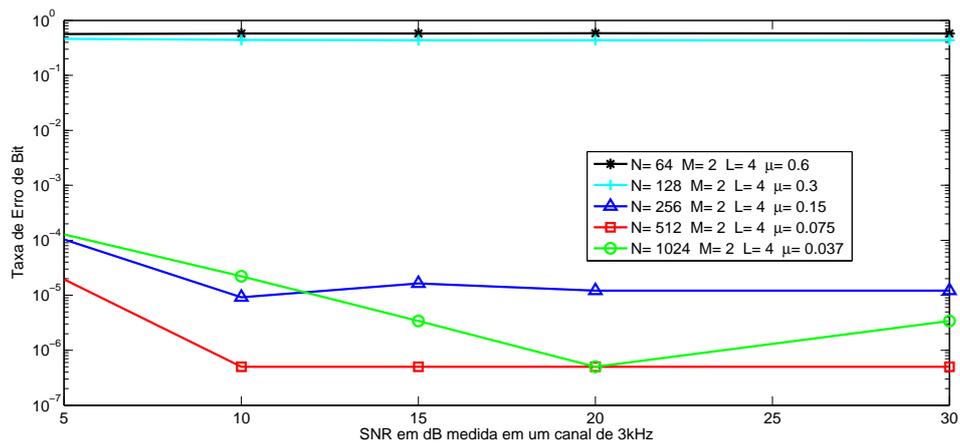


(a) ITU-R Pobre

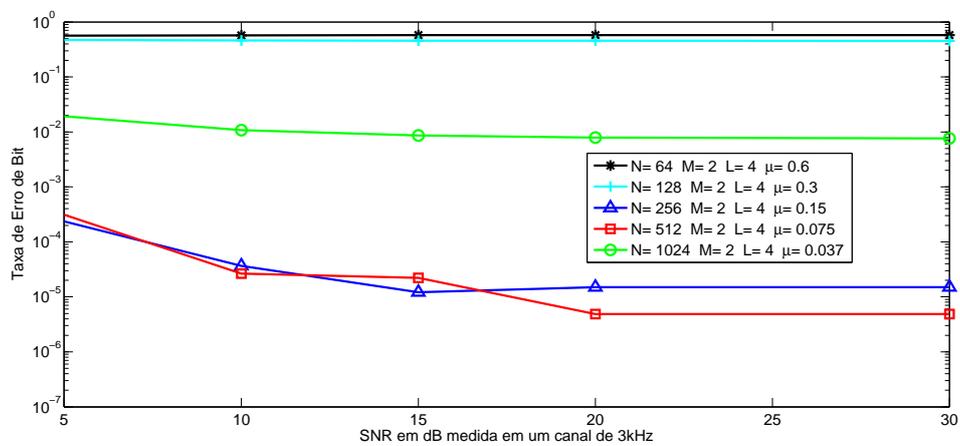


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.6: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 1067 bits por segundo

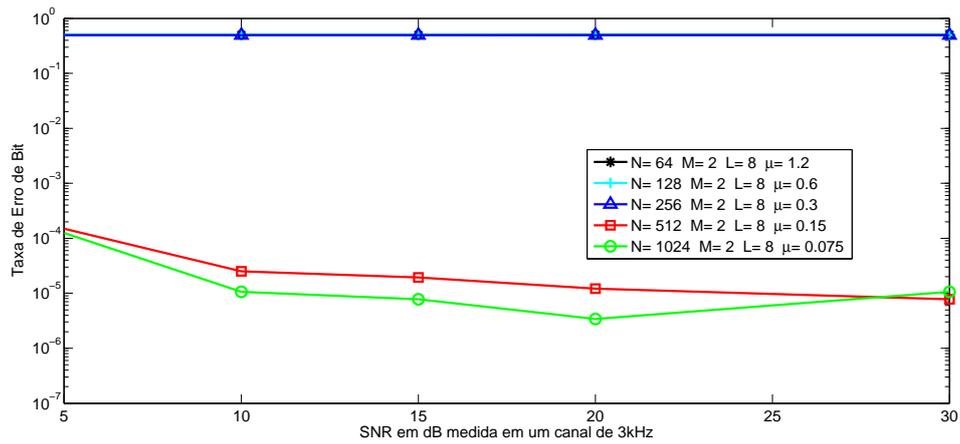


(a) ITU-R Pobre

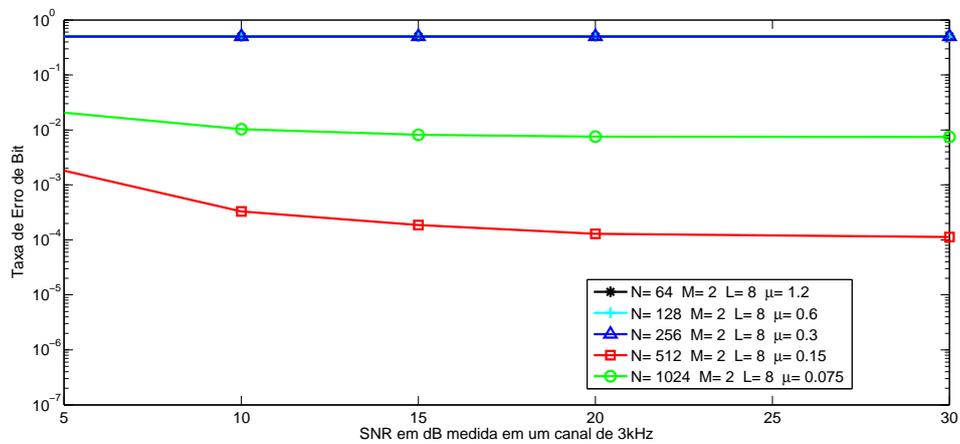


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.7: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 1600 bits por segundo

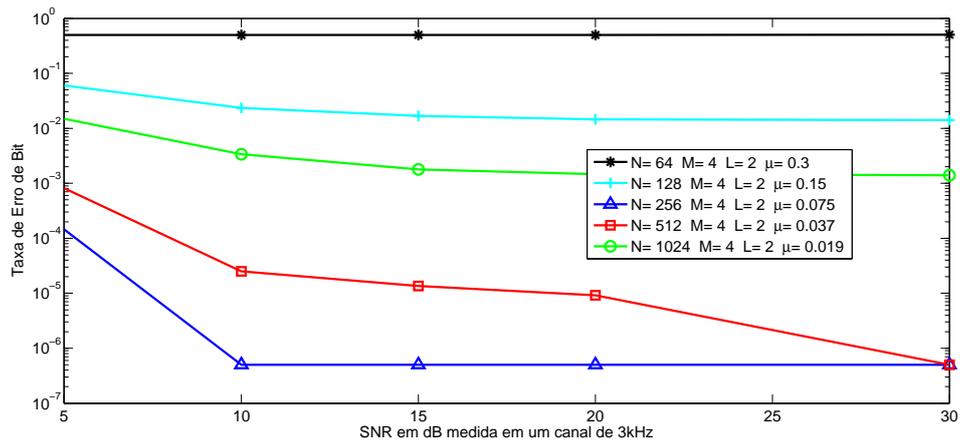


(a) ITU-R Pobre

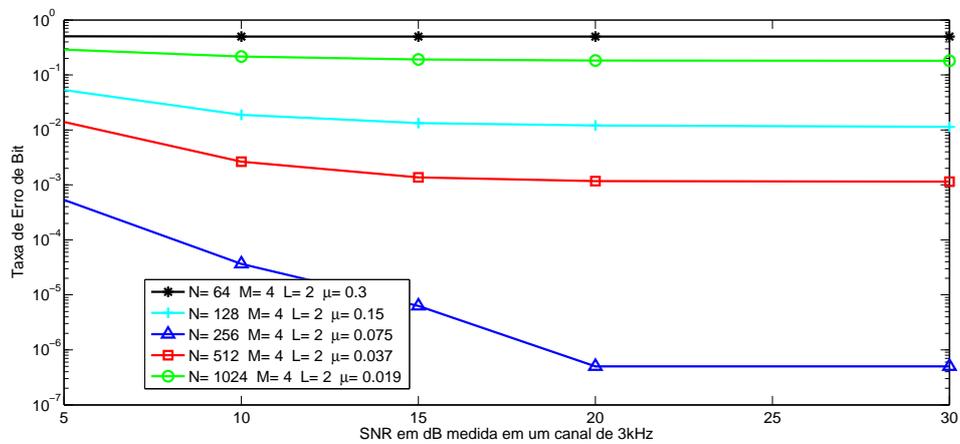


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.8: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 1867 bits por segundo

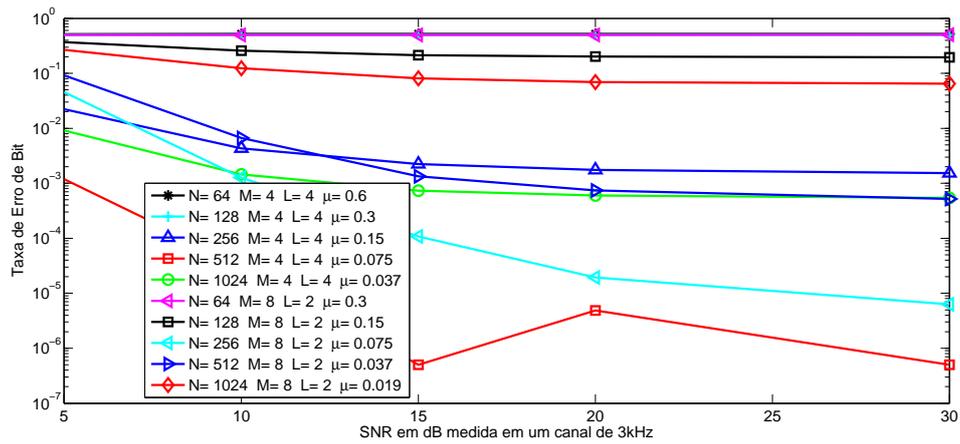


(a) ITU-R Pobre

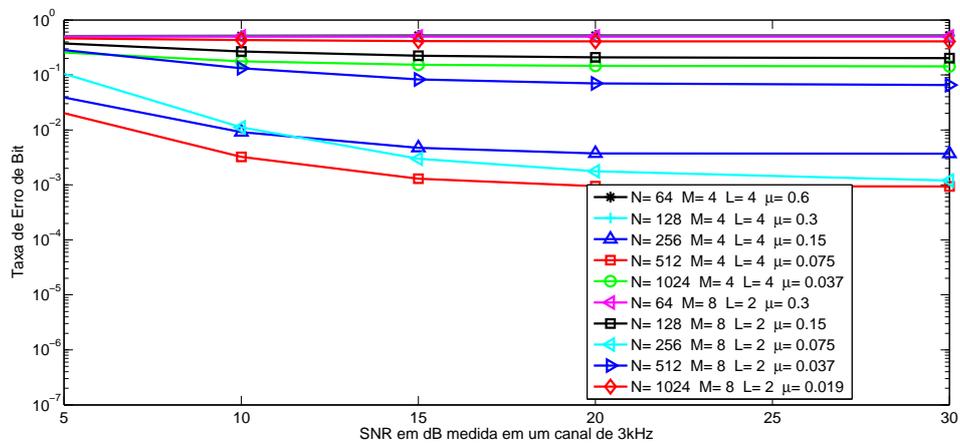


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.9: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 2133 bits por segundo

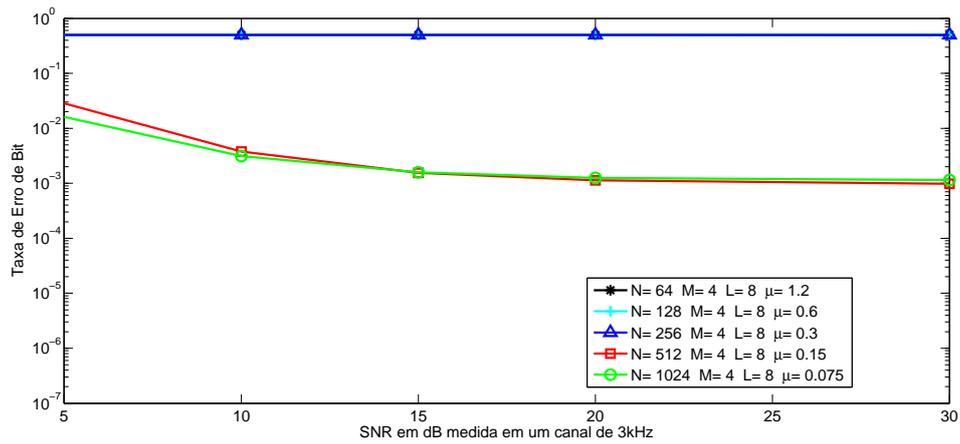


(a) HFMD

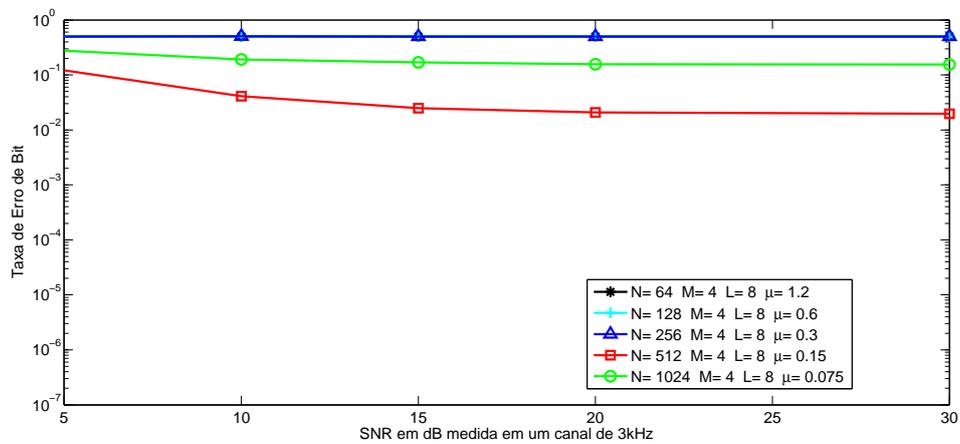


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.10: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 3200 bits por segundo

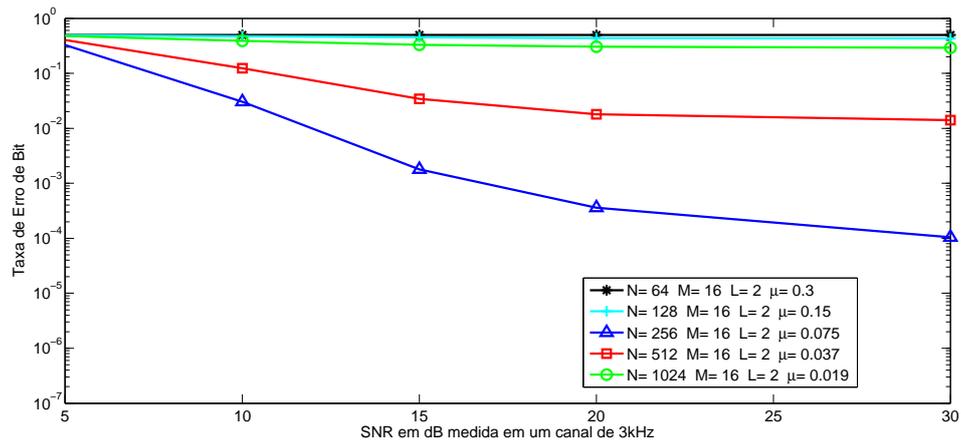


(a) ITU-R Pobre

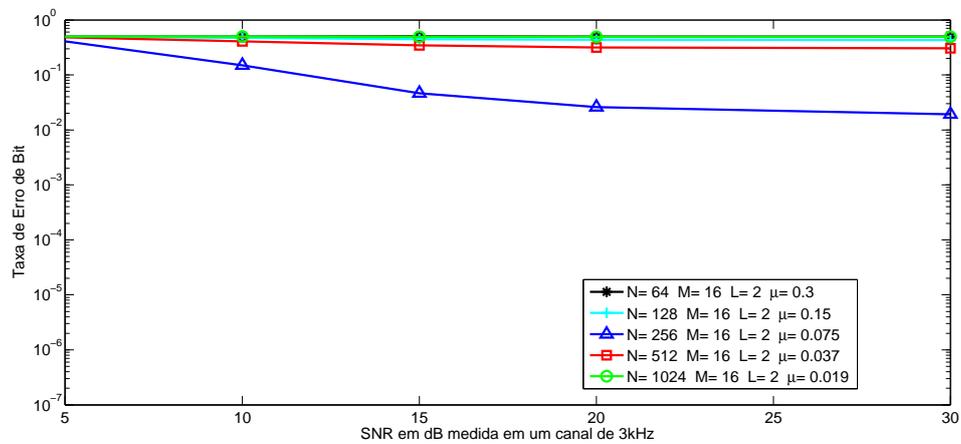


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.11: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 3733 bits por segundo

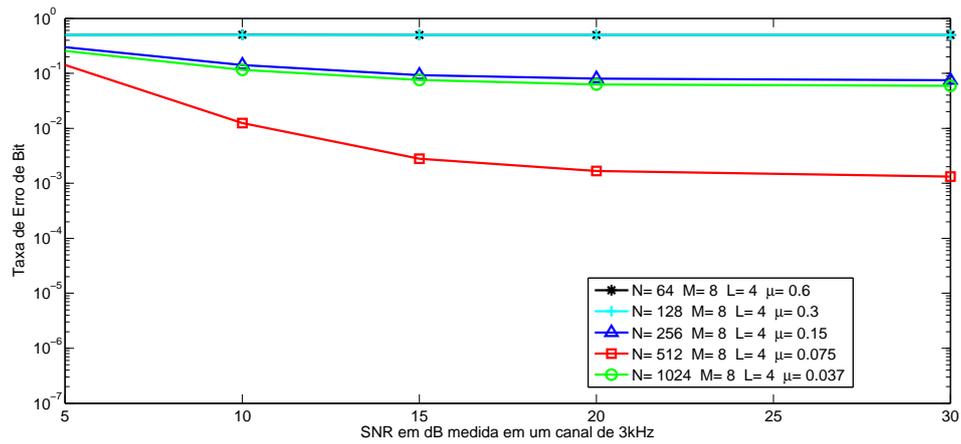


(a) ITU-R Pobre

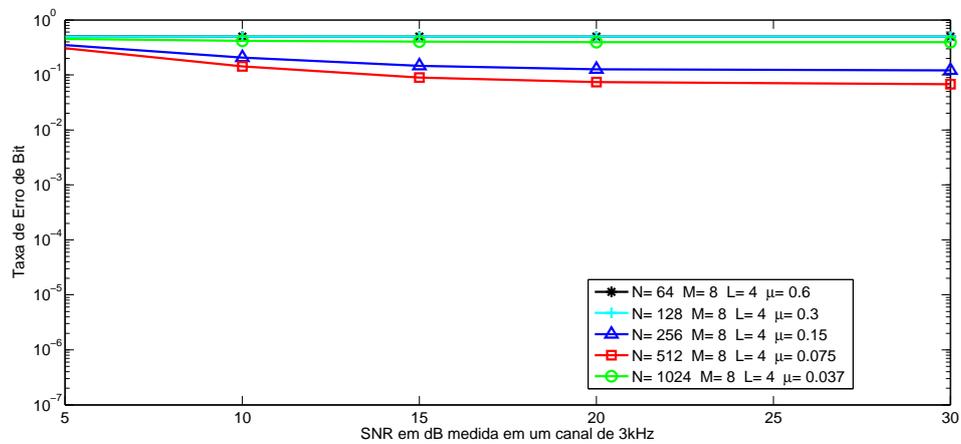


(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.12: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 4267 bits por segundo



(a) ITU-R Pobre



(b) ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz

Figura 5.13: Comparação de desempenho para diferentes quantidades de subportadoras em dois canais HF com taxa de 4800 bits por segundo

Em todas as simulações apresentadas nessa seção, observa-se que para $\mu \geq 0,3$ o canal não foi estimado corretamente. Para esses valores de μ a taxa de erro foi de 0,5 para qualquer relação de sinal ruído. Este resultado está de acordo com [34], que sugere uma regra geral para $\mu \leq 0,25$.

O valor de $\mu = 0,075$ apresentou as melhores performances em quase todas as taxas de bits simuladas, onde $L = 2$ e $L = 4$. Para as taxas de 1867 bps (Fig. 5.8) e 3733 bps (Fig. 5.11), o valor de $\mu = 0,15$ resultou em taxas de erro menores. Nessas duas taxas de bits, o espaçamento entre as subportadoras piloto foi $L = 8$. Esses resultados sugerem que para uma determinada quantidade de subportadoras de informação entre as subportadoras piloto (L) podemos escolher um valor mais adequado de μ , definindo assim o número total de subportadoras (N).

A taxa de 3200 bps é simulada com os parâmetros $(M = 4, L = 4)$ e $(M = 8, L = 2)$. Os resultados para essa taxa de bits (Fig. 5.10) mostra uma melhor performance para o par $(M = 4, L = 4)$. Essa análise propõe que para uma mesma quantidade líquida de informação enviada, um menor esquema de modulação com subportadoras mais espaçadas é mais eficiente que um esquema com um maior número de símbolos em sua constelação e um menor número de subportadoras piloto.

Avaliação das Técnicas de Interpolação

Nesta seção avaliamos a influência da técnica de interpolação na performance das simulações, utilizando os melhores parâmetros para cada taxa de símbolos identificados na seção anterior.

As técnicas de interpolação linear, interpolação polinomial e interpolação passa-baixa serão comparadas nas simulações a seguir. A interpolação passa-baixa foi implementada utilizando a função *interp* e a polinomial pela função *spline* ambas do Matlab. O canal testado foi o ITU-R F.1487 Média Latitude Perturbado com uma frequência doppler de 2 Hz (ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz). O intervalo de guarda foi mantido em $N=8$.

As Figs. 5.14 a 5.21 contêm a BER obtida com diferentes técnicas de interpolação para SNR entre 5 e 30 dB.

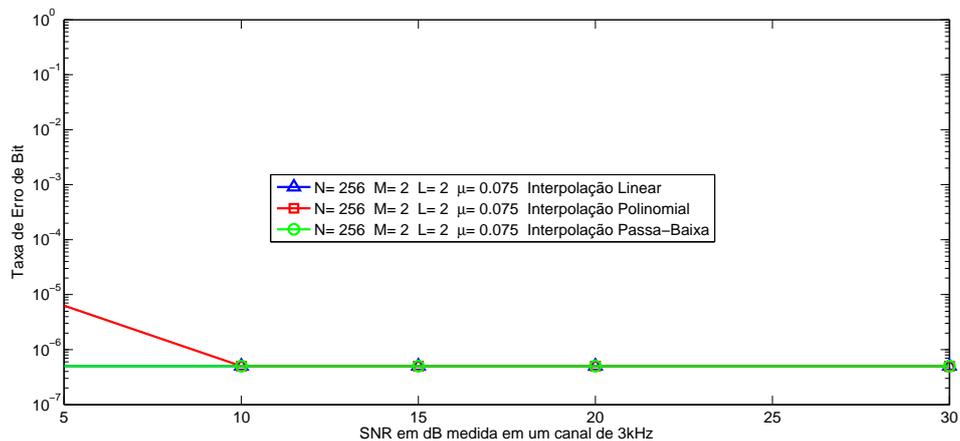


Figura 5.14: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1067 bits por segundo

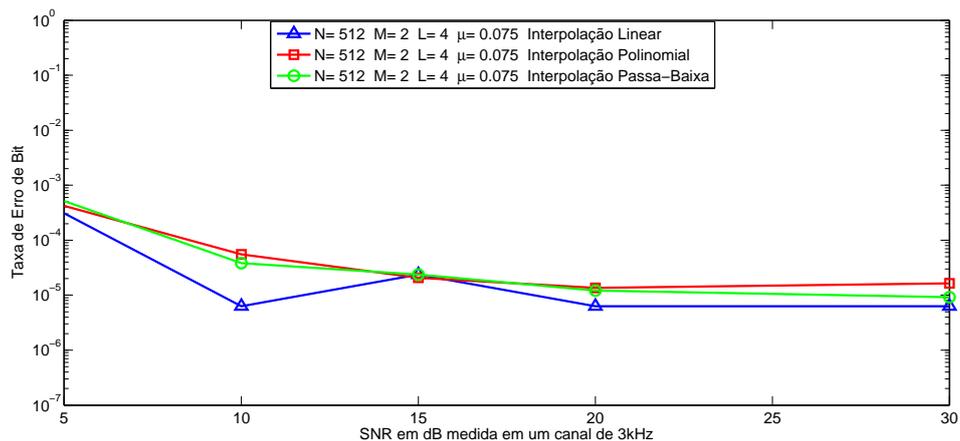


Figura 5.15: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1600 bits por segundo

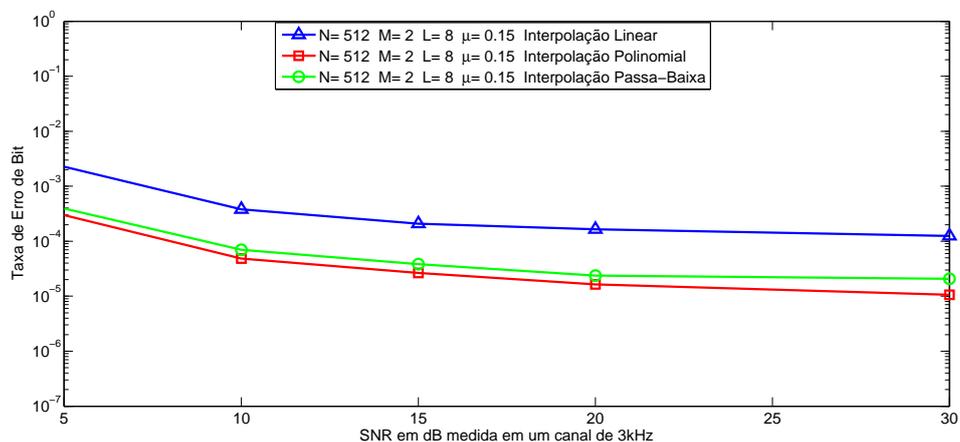


Figura 5.16: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 1867 bits por segundo

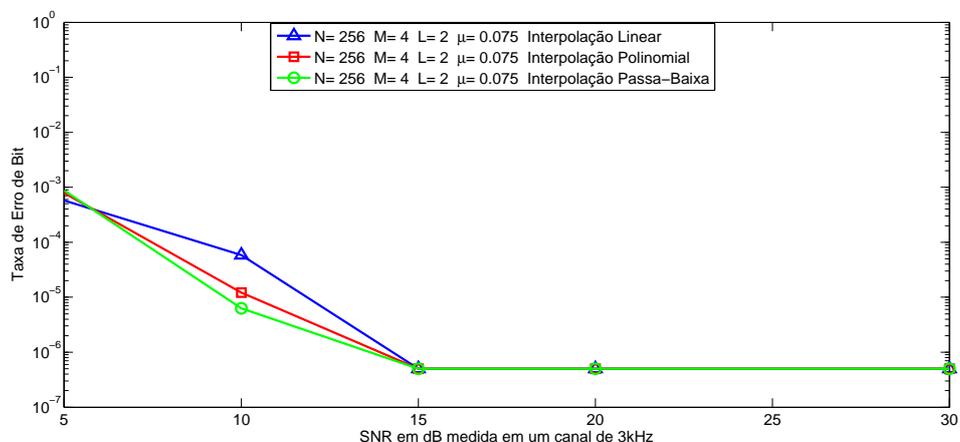


Figura 5.17: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 2133 bits por segundo

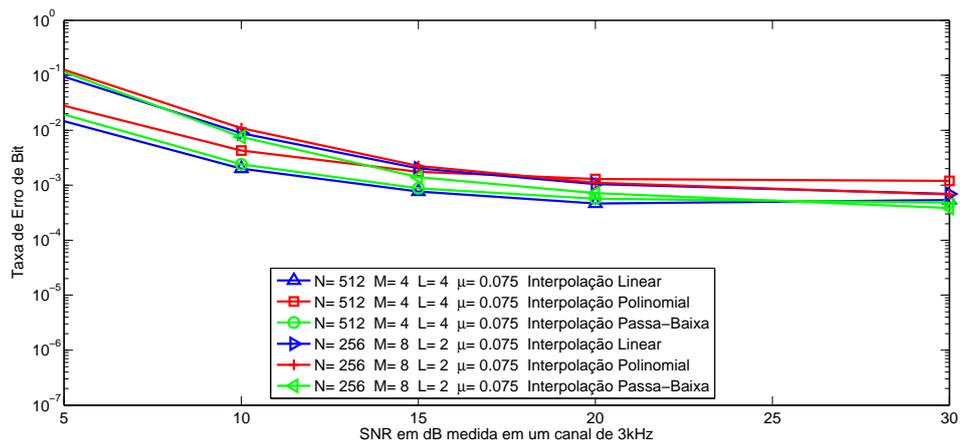


Figura 5.18: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 3200 bits por segundo

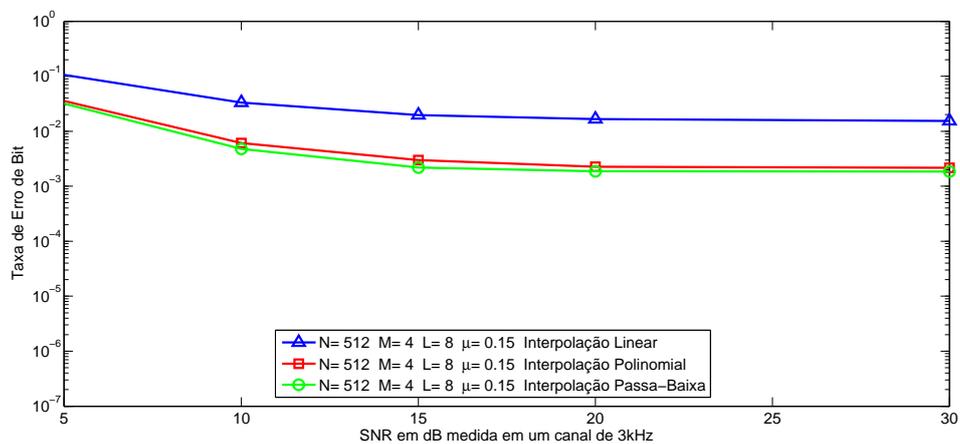


Figura 5.19: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 3733 bits por segundo

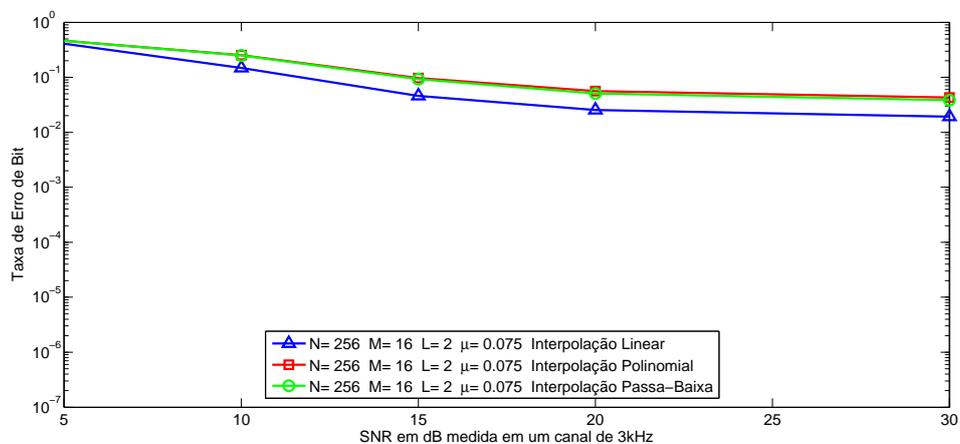


Figura 5.20: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 4267 bits por segundo

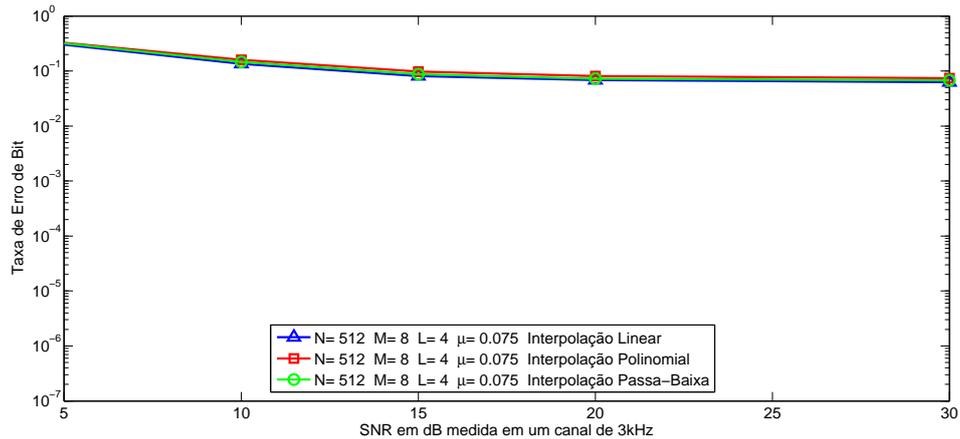


Figura 5.21: Comparação de desempenho para diferentes técnicas de interpolação para taxa de 4800 bits por segundo

Nestas comparações (Fig. 5.14 a Fig. 5.21), verifica-se que as técnicas de interpolação polinomial e passa-baixa possuem uma performance semelhante em todas as situações testadas. Observa-se que para $L = 2$ a técnica de interpolação linear apresenta resultados um pouco melhores. Isso se inverte para $L = 8$. Com $L = 4$ todas as técnicas apresentam resultados similares. Esse resultado evidencia que para um maior espaçamento entre as suportes piloto, necessitamos de uma técnica de interpolação mais sofisticada. A escolha da técnica adequada pode ser feita com base na quantidade de subportadoras de informação entre as subportadoras piloto (L).

5.2.2 Modulação OFDM x Modem Serial (MIL-STD-188-110/B)

Nas seções anteriores foram estabelecidas propostas para a escolha dos parâmetros da Modulação OFDM para diferentes taxas de bits, características do canal HF (espaçamento temporal τ_m) e espaçamento entre as subportadoras piloto (L).

Na sequência, calcularemos os parâmetros adequados para modulação OFDM para as várias especificações de canais HF estabelecidas pela norma MIL-STD-188-110/B para modems seriais, mostrada na Tabela 5.4. Cada item a seguir corresponde a um dos canais da Tabela 5.4.

Nº	Taxa (bps)	Percurso do Canal	τ_m (ms)	Doppler (Hz)	SNR (dB)
1	4800	1 fixo	-	-	17
2	4800	2 desv.	2	0,5	27
3	2400	1 fixo	-	-	10
4	2400	2 desv.	2	1	18
5	2400	2 desv.	2	5	30
6	2400	2 desv.	5	1	30
7	1200	2 desv.	2	1	11

Tabela 5.4: Especificações de canais HF estabelecidas pela norma MIL-STD-188-110/B para modems seriais.

- 1- Este canal só apresenta ruído gaussiano aditivo, então só devemos escolher os parâmetros adequados para atender a taxa de bits de 4800 bps. Com a Eq. (5.1), $F_s = 4800$, $R = 1/2$ e $GI = N/8$ calculamos a relação entre M e L .

$$\frac{L-1}{L} = \frac{4}{9} \log_2 M \quad (5.4)$$

Os valores de $M = 8$ e $L = 4$ atendem a Eq. (5.4). Com base na Fig. 5.13, obteve-se o melhor desempenho para $N = 512$.

- 2- Como a taxa nesta configuração é a mesma que a anterior, mantivemos os mesmos parâmetros e calculamos somente o número total de subportadoras (N) a partir da especificação do espalhamento temporal de $\tau_m = 2ms$. Utilizando as Eqs. (4.10) e (5.3) temos:

$$\mu = \frac{(\Delta f)_p}{(\Delta f)_c} = \frac{F_s \cdot L/N}{1/\tau_m} = \frac{38,4}{N} \quad (5.5)$$

Na seção anterior para $L = 4$, observamos que $\mu = 0,075$ apresentou melhor desempenho. Então, a partir da Eq. (5.5), obtivemos $N = 512$.

- 3- Para este canal HF, iremos calcular a relação entre F_s , M e L , com $R = 1/2$ e $GI = N/8$:

$$2400 = F_s \cdot \frac{1}{2} \cdot \log_2 M \cdot \frac{L-1}{L} \cdot \frac{8}{9}$$

$$F_s = 5400 \cdot \frac{L}{L-1} \cdot \frac{1}{\log_2 M} \quad (5.6)$$

Os valores de $F_s = 5400$, $M = 4$ e $L = 2$ atendem a Eq. (5.6). Como esse canal também só apresenta ruído aditivo, o valor de $N = 256$ pode ser utilizado com base na Fig. 5.9, pois resultou na menor taxa de erro de bit.

- 4- A taxa desta configuração é a mesma que a anterior, logo utilizaremos os mesmos parâmetros: $F_s = 5400$, $M = 4$ e $L = 2$. Da mesma forma que calculado para o segundo canal, o valor de N será calculado por:

$$\mu = \frac{(\Delta f)_p}{(\Delta f)_c} = \frac{F_s \cdot L/N}{1/\tau_m} = \frac{21,6}{N} \quad (5.7)$$

Também para $L = 2$, temos que $\mu = 0,075$ apresentou melhor desempenho. Então, a partir da Eq. (5.7), calculamos $N = 288$. Considerando a potência de 2 mais próxima, obtemos $N = 256$.

- 5- Neste canal utilizaremos a mesma configuração do canal anterior.
- 6- Para essa configuração, o espalhamento temporal aumentou para $\tau_m = 5ms$, diminuindo a coerência em frequência. Então o Δf_p deve ser menor, para um mesmo valor de $\mu = 0,075$. Logo, da equação

$$\mu = \frac{(\Delta f)_p}{(\Delta f)_c} = \frac{F_s \cdot L/N}{1/\tau_m} = \frac{54}{N} \quad (5.8)$$

obtemos $N = 720$. Novamente, para a potência de 2 mais próxima, $N = 512$.

- 7- As especificações deste canal são as mesmas do canal de número 4, com a metade da taxa de bits por segundo. Então, o único parâmetro diferente será o esquema de modulação $M = 2$.

A técnica de interpolação linear foi aplicada em todos os testes. Todas as simulações utilizaram mais de $2 \cdot 10^6$ bits. Para o resultado nulo da taxa de erro por bit, consideraremos $BER < 10^{-6}$.

Os parâmetros da modulação OFDM e os resultados obtidos para cada canal são apresentados na Tabela 5.5

Somente para o canal de número 5 a modulação OFDM não atendeu ao desempenho especificado pela norma. Outras simulações com o mesmo canal foram realizadas

Nº	Taxa (bps)	Percurso do Canal	τ_m (ms)	Doppler (Hz)	SNR (dB)	N	M	L	Fs	BER espec.	BER simulada
1	4800	1 fixo	-	-	17	512	8	4	4800	10^{-3}	$< 10^{-6}$
2	4800	2 desv.	2	0,5	27	512	8	4	4800	10^{-3}	$3,5 \cdot 10^{-5}$
3	2400	1 fixo	-	-	10	256	4	2	5400	10^{-5}	$< 10^{-6}$
4	2400	2 desv.	2	1	18	256	4	2	5400	10^{-5}	$< 10^{-6}$
5	2400	2 desv.	2	5	30	256	4	2	5400	10^{-3}	$3,0 \cdot 10^{-3}$
6	2400	2 desv.	5	1	30	512	4	2	5400	10^{-5}	$< 10^{-6}$
7	1200	2 desv.	2	1	11	256	2	2	5400	10^{-5}	$< 10^{-6}$

Tabela 5.5: Comparação entre a performance requerida pela norma para modems seriais e os resultados obtidos nas simulações.

alterando somente a técnica de interpolação (Tabela 5.6).

Técnica de Interpolação	BER espec.	BER simulada
Linear	10^{-3}	$3,0 \cdot 10^{-3}$
Passa-Baixa	10^{-3}	$4,5 \cdot 10^{-4}$
Polinomial	10^{-3}	$1,8 \cdot 10^{-4}$

Tabela 5.6: Comparação entre as diferentes técnicas de interpolação para o canal de número 5.

A técnica de interpolação polinomial apresentou melhor desempenho (Tabela 5.6) e atendeu a norma.

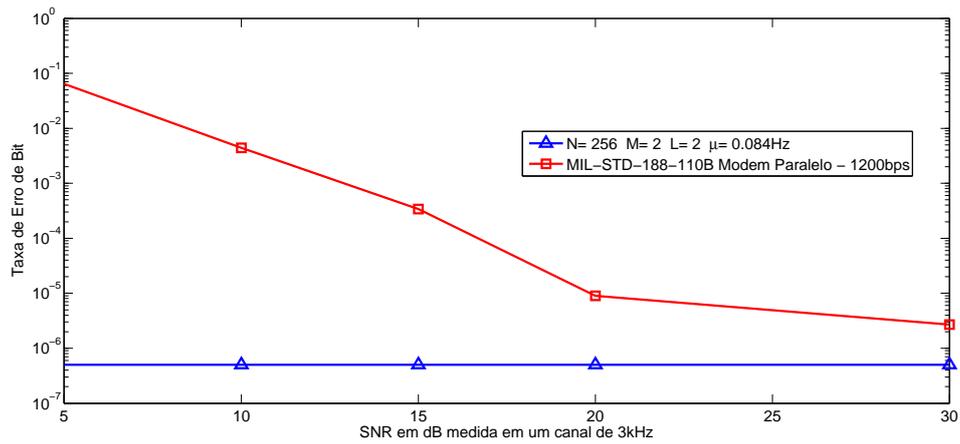
De acordo com as simulações realizadas, a modulação OFDM atende aos requisitos de desempenho para as condições de canal especificadas pela MIL-STD-188-110/B.

5.2.3 Modulação OFDM x Modem Paralelo (MIL-STD-188-110/B)

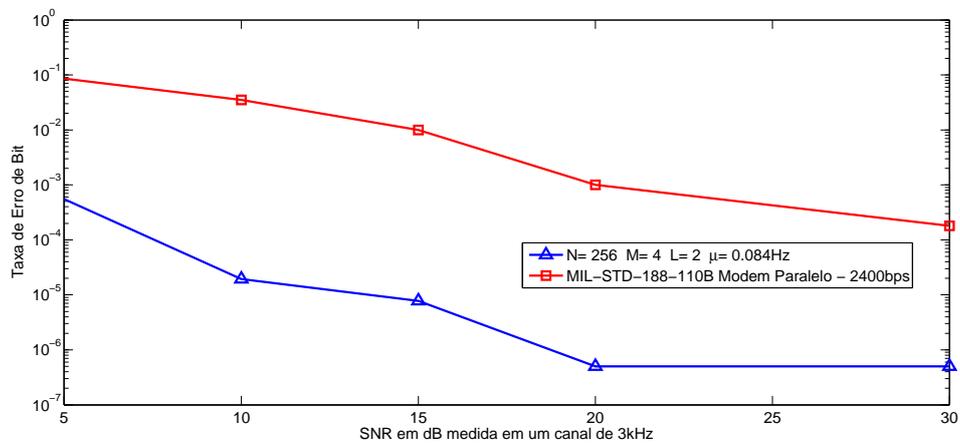
Para o modem paralelo, a norma especifica o canal ITU-R F.1487 Média Latitude Perturbado com uma frequência doppler de 2 Hz (ITU-R Pobre com Doppler de 2 Hz). Os parâmetros da Modulação OFDM para a taxa de 1200 bps serão os mesmos calculados para o canal de número 7 da seção anterior. Para a taxa de 2400 bps, utilizamos os parâmetros do canal de número 4. Nos dois casos aplicamos a técnica de interpolação linear.

Todas as simulações utilizaram mais de $2 \cdot 10^6$ bits. Para o resultado nulo da taxa de erro por bit, consideramos $BER = 5 \cdot 10^{-7}$ para efeito de comparação e gráficos.

Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 5.22. Também neste caso, a modulação OFDM atende aos requisitos estabelecidos pela MIL-STD-188-110/B.



(a) 1200 bps



(b) 2400 bps

Figura 5.22: Comparação entre a performance requerida pela norma para modems paralelos e os resultados obtidos nas simulações.

Capítulo 6

Conclusões

Neste estudo descrevemos os conceitos dos Rádios Cognitivos, discutimos as características da comunicação na Banda de HF, verificamos as exigências da norma MIL-STD-188-110/B para comunicação em canais HF, analisamos os parâmetros da Modulação OFDM e a estimação de canal através de subportadoras piloto. Por fim, avaliamos o desempenho da Modulação OFDM em canais HF.

Esta dissertação teve por objetivos verificar a sensibilidade dos parâmetros da Modulação OFDM em canais HF, avaliar a estimação do canal HF com a utilização de subportadoras piloto na modulação OFDM e comparar o desempenho da Modulação OFDM aplicada a canais HF com o especificado pela MIL-STD-188-110/B para modems HF.

Após a avaliação da performance e da sensibilidade dos parâmetros da modulação OFDM em canais HF, podemos concluir que essa técnica de modulação atende aos desempenhos exigidos para as condições de canal HF especificados pela norma MIL-STD-188-110/B.

A estimação do canal HF com a utilização de subportadoras piloto na modulação OFDM se mostrou muito eficiente. Na análise de sensibilidade, verificamos também que os parâmetros adequados para modulação OFDM dependem das condições do canal. Em seu ciclo de aprendizado, os Rádios Cognitivos podem analisar as condições do canal e decidir pelos melhores parâmetros em cada situação.

Esse desempenho adequado possibilita a utilização dos Rádios Cognitivos baseados em OFDM a operarem em comunicações de longa distâncias, aprimorando o uso do espectro eletromagnético. Nas aplicações militares, este desempenho possibilita os RC realizarem comunicações além da linha do horizonte, através do uso de parâmetros otimizados para estabelecer e manter os *links* HF, aumentando a confiança na troca de

informação entre os membros de uma mesma força no teatro de operações.

Trabalhos Futuros

A partir dos temas discutidos nesta dissertação sugerimos os seguintes trabalhos futuros:

- Aplicar os métodos deste estudo em uma comunicação real.
- Avaliar outras técnicas de equalização na comunicação OFDM em canais HF.
- Estudar e propor algoritmos de otimização dos parâmetros da modulação OFDM em tempo real, utilizando Rádios Cognitivos.

Referências Bibliográficas

- [1] ARSLAN, H., MAHMOUD, H. A., YUCEK, T. *OFDM for Cognitive Radio: Merits and Challenges*. Springer, 2007.
- [2] FETTE, B. *Cognitive Radio Technologies*. Preston Marshall, 2006.
- [3] MENEZES, A. S. *Avaliação de Desempenho de Rádios Cognitivos e Proposta de Estrutura de Equalização Temporal em Sistemas OFDM*. Tese de Mestrado, UNICAMP, 2007.
- [4] HAYKIN, S. “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 23, n. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.
- [5] BRASIL, M. D. B. “Amazônia Azul”. . http://www.mar.mil.br/menu_v/amazonia_azul/amazonia_azul.htm, Jan. 2010.
- [6] RENFREE, P. “The US Navy returns to HF with STANAG 5066 as the path”, *Military Communications Conference, 2001. MILCOM 2001. IEEE Communications for Network-Centric Operations: Creating the Information Force.*, v. 1, pp. 471–476, 2001.
- [7] GOLDBERG, B. “300 kHz-30 MHz MF/HF”, *IEEE Transactions on Communication Technology*, v. 14, n. 6, pp. 767–784, Dec. 1966.
- [8] DARNELL, M. “Problems of mobile HF communication and techniques for performance improvement”, *IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing*, v. 132, n. 5, pp. 433–440, Aug. 1985.
- [9] EUA, DEPARTMENT OF DEFENSE. *Interoperability and Performance Standards for Data Modems*, Sep. 2000.
- [10] GARCIA, M., BORRALLLO, J., ZAZO, S. “Efficient pilot patterns for channel estimation in OFDM systems over HF channels”. In: *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, v. 4, pp. 2193–2197, 1999.
- [11] URETEN, O., SERINKEN, N. “Turbo Equalization of Coded OFDM Symbols in Poor HF Channels”. In: *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering - CCECE'06.*, pp. 1771–1774, May. 2006.

- [12] CHUNRONG, K., TINGCHANG, W. "A detection algorithm based on joint time and frequency offset estimation for OFDM in HF communications". In: *ICMMT 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 853–856, Aug. 2004.
- [13] "Liaison statement to ITU-R Study group 3 and Working Parties 4a, 4c, 5a, 5b, 6a, 7c, 7d on the study of Software-Defined Radio and Cognitive Radio systems". In: *ITU-R - The 6th Meeting of the APT Wireless Forum*, Mar. 2009.
- [14] MITOLA, J. "The software radio architecture", *IEEE Communications Magazine*, v. 33, n. 5, pp. 26–38, May. 1995.
- [15] LU, W. "Compact multidimensional broadband wireless: the convergence of wireless mobile and access", *IEEE Communications Magazine*, v. 38, n. 11, pp. 119–123, Nov. 2000.
- [16] MCHENRY, M. A. *NSF Spectrum Occupancy Measurements Project Summary*. Relatório técnico, Shared Spectrum Company report, 2005.
- [17] MITOLA, J., MAGUIRE, G. Q. J. "Cognitive Radio: making software radio more personal", *IEEE Pers. Communications*, v. 6, n. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.
- [18] MITOLA, J. *Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio*. Tese de Doutorado, Royal Institute of Technology, 2000.
- [19] MITOLA, J. "Software radios: Survey, critical evaluation and future directions", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, v. 8, n. 4, pp. 25–36, Apr. 1993.
- [20] PRILL, R. S. "Programmable Digital Radio". In: *IEEE Military Communication Conference*, v. 3, pp. 1202–1206, Nov. 1997.
- [21] WALLACE, M. "HF radio in Southwest Asia", *IEEE Communications Magazine*, v. 30, n. 1, pp. 58–61, Jan 1992.
- [22] HARRIS CORPORATION. "Radio Communications in the Digital Age", v. Volume One: HF Technology, May. 1996.
- [23] WATTERSON, C., JUROSHEK, J., BENSEMA, W. "Experimental Confirmation of an HF Channel Model", *IEEE Transactions on Communication Technology*, v. 18, n. 6, pp. 792–803, Dec. 1970.
- [24] FURMAN, W. N., NIETO, J. W. "Understanding HF channel simulator requirements in order to reduce HF modem performance measurement variability". In: *Proc. 6th Nordic Shortwave Conf. HF*, pp. 1–13, Faro, Sweden, Aug. 2001.
- [25] WILLINK, T., DAVIES, N., CLARKE, J. "Validation of HF channel simulators", *IEE Seminar Digests*, v. 1996, n. 24, pp. 13–13, 1996.

- [26] ESCRIG, B., ROVIRAS, D., CASTANIE, F. “HF Channel parameters estimation”, *Proc. IEEE SPAWC 97*, pp. 321–324, Apr. 1997.
- [27] ITU-R. *Recommendation F.1487: Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators*. Relatório técnico, ITU-R, May. 2000.
- [28] CHANG, R. W. “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, *Bell Syst. Tech. J.*, v. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
- [29] BINGHAM, J. “Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come”, *IEEE Communications Magazine*, v. 28, n. 5, pp. 5–14, May. 1990.
- [30] DAVID, R. P. *Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM*. Tese de Mestrado, PUC-Rio, 2007.
- [31] COLERI, S., ERGEN, M. “Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems”, *IEEE Trans. Broadcasting*, v. 48, pp. 223–229, 2002.
- [32] ERGEN, M. *Mobile Broadband Including WiMAX and LTE*. Springer USA, 2009.
- [33] RINNE, J., RENFORS, M. “Pilot spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing systems on practical channels”. In: *International Conference on Consumer Electronics, 1996. Digest of Technical Papers.*, pp. 4–, Jun. 1996.
- [34] ZHAO, X., CHENG, R., ONG, D. “A comparative analysis of pilot placement schemes in frequency-selective fast fading MIMO channel”. In: *Wireless Telecommunications Symposium, 2007. WTS 2007*, pp. 1–7, Apr. 2007.
- [35] HSIEH, M. H., WEI, C. H. “Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 44, n. 1, pp. 217–225, 1998.
- [36] MITRA, S. K. *Digital Signal Processing: A Computer Based Approach*. McGraw-Hill, 2005.
- [37] DE BOOR, C. *A Practical Guide to Splines*. Springer-Verlag, 1978.