

Rogério Pereira Junior

*Estudo da estimação de canal para sistemas
OFDM baseada no arranjo comb-type*

São José – SC

Outubro/ 2015

Rogério Pereira Junior

*Estudo da estimação de canal para sistemas
OFDM baseada no arranjo comb-type*

Monografia apresentada à Coordenação do
Curso Superior de Tecnologia em Sistemas
de Telecomunicações do Instituto Federal
de Santa Catarina para a obtenção do di-
ploma de Tecnólogo em Sistemas de Tele-
comunicações.

Orientadora:
Prof^a. Deise Monquelate Arndt, M. Sc.

CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES
INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA

São José – SC

Outubro/ 2015

Monografia sob o título *Estudo da estimação de canal para sistemas OFDM baseada no arranjo comb-type*, defendida por Rogério Pereira Junior e aprovada em 29 de outubro de 2015, em São José, Santa Catarina, pela banca examinadora assim constituída:

Profa. Deise Monquelate Arndt, M. Sc.
Orientadora

Prof. Bruno Fontana da Silva, M. Sc.
IFSC

Prof. Roberto Wanderley Nóbrega, Dr.
IFSC

*Aos meus pais Rogério e Maria do Carmo,
que sempre estiveram ao meu lado
em todos os momentos de minha vida.*

Agradecimentos

Deixo meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que de alguma forma contribuíram para que fosse possível o desenvolvimento desse trabalho, em especial:

Aos meus pais Rogério Pereira e Maria do Carmo Vieira Pereira e minha irmã Alaide Pereira pelo amor, carinho e confiança que sempre me passaram em todos os momentos de minha vida.

A minha esposa Samantha Póvoas de Freitas pelo companheirismo, amor e principalmente compreensão nos momentos de ausência.

A minha orientadora Prof^a. Ms. Deise Monquelate Arndt pela excelente orientação, paciência e ensinamentos para que fosse possível a realização deste trabalho.

A todos os professores do núcleo de telecomunicações do IFSC, especialmente ao professor Roberto Wanderley da Nóbrega que através de seus ensinamentos contribuíram muito para meu desenvolvimento humano e profissional.

A todos,

Muito obrigado.

Resumo

A OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma técnica multi-portadora bastante difundida em sistemas digitais, principalmente nos sistemas sem fio devido sua robustez contra a seletividade em frequência do canal. A técnica consiste na divisão da largura de banda total em subcanais menores, utilizando subportadoras ortogonais entre si, possibilitando a sobreposição espectral das mesmas. A divisão em subcanais faz com que a taxa de transmissão seja reduzida em cada subcanal. Assim tem-se um aumento da duração do símbolo transmitido em cada subportadora, o que implica em uma diminuição da sensibilidade ao desvanecimento seletivo em frequência. Porém, apesar da OFDM ser um sistema robusto com relação aos efeitos presentes nos canais de comunicação, os símbolos ainda estão sujeitos a interferências de suas réplicas atrasadas e ainda podem ser afetados por rotações de fase e atenuações inseridas pelo canal em cada subportadora. Assim é necessária a utilização de estimação e equalização de canal para detecção coerente do sinal recebido.

O foco do trabalho dá-se ao estudo de técnicas de estimação de canal, utilizando subportadoras com informação conhecida pelo receptor, chamadas de pilotos, distribuídas de acordo com o arranjo *comb type*. Para este, são necessárias técnicas de interpolação para estimação completa do canal. Primeiramente estimamos a resposta ao impulso do canal nas mesmas e em seguida com o auxílio de técnicas de interpolação estimamos para as demais subportadoras. Foram analisadas 5 técnicas de interpolação, sendo 4 implementadas para eventuais simulações, relatando o desempenho de cada uma individualmente. Os resultados das simulações apresentados neste trabalho, mostram o quão é importante o uso de estimação de canal em sistemas OFDM, bem como a eficiência das subportadoras pilotos para a realização do mesmo.

Palavras chave: estimação de canal, portadora piloto, arranjo Comb type, OFDM.

Abstract

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is a multi-carrier technique widespread in digital systems, especially in wireless systems because of its robustness against channel frequency selectivity. The technique consists in the total bandwidth divided into smaller subchannels using subcarriers orthogonal to each other, enabling the spectral overlap of the same. The division in subchannels causes the transmission rate is reduced in each subchannel. Thus it has been an increase in the transmitted symbol duration in each subcarrier, which implies a decrease in sensitivity to frequency selective fading. However, despite the OFDM is a robust system with respect to the present purposes in the communication channels, the symbols are still subject to interference from your late replicas and can still be affected by phase rotations and attenuation inserted by the channel in each subcarrier. Thus it is necessary to use channel estimation and equalization for coherent detection of the received signal.

The focus of the work is given to the study of channel estimation techniques using subcarriers with information known by the receiver, called pilots, distributed according to the comb type arrangement. For this, it is necessary interpolation techniques to estimate the full channel. First estimate the impulse response on the same channel and then with the aid of interpolation techniques to estimate the remaining subcarriers. 5 interpolation techniques were analyzed, 4 implemented for possible simulations, reporting the performance of each one individually. The results of the simulations presented herein, show how it is important to use channel estimation in OFDM systems as well as the efficiency of the pilot subcarriers for the realization thereof.

Keywords: channel estimation, pilot carrier, Comb type arrangement, OFDM.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

1	Introdução	p. 12
1.1	Objetivos	p. 14
1.2	Estrutura do Trabalho	p. 14
2	Revisão Bibliográfica	p. 15
2.1	O canal de comunicação sem fio	p. 15
2.1.1	Efeito Doppler	p. 16
2.1.2	Propagação por múltiplos caminhos	p. 17
2.1.3	Modelo do canal móvel	p. 18
2.1.4	Desvanecimento Seletivo em Frequência	p. 19
2.2	OFDM (<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>)	p. 21
2.2.1	Modelo do sistema OFDM em tempo discreto	p. 25
2.2.2	Sincronismo	p. 27
2.2.3	Intervalo de Guarda e Prefixo Cíclico	p. 27
2.2.4	Aplicações	p. 29
2.2.5	Vantagens e Desvantagens	p. 33
3	Estimação de Canal	p. 34
3.1	Estimação baseada em portadoras pilotos	p. 35

3.2	Distribuição das portadoras pilotos	p.36
3.3	Estimação de canal com portadoras pilotos baseado no arranjo <i>comb type</i>	p.37
3.4	Técnicas de Interpolação	p.39
3.4.1	Interpolação Linear	p.39
3.4.2	Interpolação de segunda ordem	p.39
3.4.3	Interpolação spline cúbica	p.40
3.4.4	Interpolação por filtro passa-baixa	p.40
3.4.5	Interpolação por Transformada rápida de Fourier	p.41
3.5	Considerações	p.42
4	Simulações e resultados	p.43
4.1	Canais Brasil	p.43
4.2	Algoritmo de simulação	p.47
4.2.1	Transmissor	p.48
4.2.2	Canal	p.49
4.2.3	Receptor	p.49
4.3	Resultados	p.49
5	Conclusões	p.58
5.1	Trabalhos Futuros	p.59
	Referências Bibliográficas	p.60

Lista de Figuras

2.1	Desvanecimento em pequena e larga escala baseado em (RAPPAPORT, 1996)	p. 16
2.2	Efeito Doppler (ALUNOS, 2012).	p. 17
2.3	Ambiente com múltiplos caminhos baseado em (FAZEL; KAISER, 1997).	p. 17
2.4	Função densidade de probabilidade de uma distribuição Rayleigh baseado em (RAPPAPORT, 1996).	p. 19
2.5	Perfil de Atraso, baseado em (FAZEL; KAISER, 1997).	p. 19
2.6	Atenuações sofridas em diferentes componentes frequenciais no canal seletivo em frequência, baseado em (RAPPAPORT, 1996).	p. 20
2.7	Seletividade do canal em sistemas de única portadora, baseado em (SKLAR, 2001).	p. 21
2.8	Relação do espectro de um sinal FDM e OFDM (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)	p. 23
2.9	Subportadoras sobrepostas de um sinal OFDM no domínio da frequência e tempo (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002).	p. 24
2.10	Diagrama de blocos de um Modulador e Demodulador OFDM baseado em (ARNDT, 2012)	p. 25
2.11	Constelação 16 QAM com código gray.	p. 25
2.12	Símbolo OFDM adicionado por um prefixo cíclico (ARNDT, 2012).	p. 28
2.13	Uso de <i>zero-padding</i> e prefixo cíclico como intervalo de guarda (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)	p. 29
3.1	Diagrama de blocos para sistemas OFDM utilizando subportadoras pilotos para estimação de canal (YUAN, 2007).	p. 35
3.2	Métodos de alocação piloto (SHEN; MARTINEZ, 2006).	p. 36

3.3	Diagrama de blocos detalhando a estimação de canal no método comb type (YUAN, 2007).	p. 38
4.1	Resposta em Frequência do canal Brasil A.	p. 44
4.2	Resposta em Frequência do canal Brasil B.	p. 45
4.3	Resposta em Frequência do canal Brasil C.	p. 45
4.4	Resposta em Frequência do canal Brasil D.	p. 46
4.5	Resposta em Frequência do canal Brasil E.	p. 46
4.6	Diagrama de blocos do algoritmo de simulação do sistema OFDM. . .	p. 47
4.7	Estrutura de transmissão de um <i>frame</i> OFDM utilizando subportadoras pilotos no arranjo <i>Comb Type</i>	p. 48
4.8	Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo.	p. 50
4.9	Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil B combinado com ruído aditivo.	p. 51
4.10	Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil C combinado com ruído aditivo.	p. 51
4.11	Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil D combinado com ruído aditivo.	p. 52
4.12	Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil E combinado com ruído aditivo.	p. 52
4.13	Constelação pré estimação (a), e constelação pós processo de estimação e equalização (b).	p. 54
4.14	Erro quadrático médio obtido pela estimação do canal Brasil A.	p. 55
4.15	Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 64 subportadoras pilotos.	p. 56
4.16	Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 128 subportadoras pilotos.	p. 56
4.17	Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 512 subportadoras pilotos.	p. 57

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros OFDM do sistema DAB	p.30
2.2	Parâmetros OFDM do sistema DVB	p.31
2.3	Parâmetros OFDM do padrão IEEE 802.11a	p.32
2.4	Parâmetros OFDM das classes ADSL	p.32
4.1	Perfil de múltiplos caminhos dos Canais Brasil especificado pela ITU .	p.44
4.2	Parâmetros para o sistema OFDM utilizado para as simulações.	p.50

1 *Introdução*

A comunicação móvel revolucionou o transporte de informação no mundo. Nos últimos anos a crescente evolução tecnológica e a utilização de técnicas digitais tornou possível o surgimento de serviços e aplicações mais robustas, versáteis e eficientes. Para que se atenda todas as exigências do usuário, essas são algumas características que hoje são necessárias em um sistema de comunicação sem fio. Porém todo esse processo de avanço e otimização esbarra nas limitações impostas pelo canal de comunicação sem fio.

Durante a transmissão do sinal pelo seu meio de propagação, denominado canal móvel, o mesmo sofre perdas significativas comprometendo sua recepção. Essas perdas são causadas principalmente pelo ruído aditivo, interferência intersimbólica e o desvanecimento. O desvanecimento refere-se as atenuações sofridas no sinal transmitido pelo canal móvel, sendo ocasionado principalmente pelos vários caminhos que o sinal percorre até chegar ao seu destino (RAPPAPORT, 1996). Dentre os tipos de desvanecimento existentes canais com desvanecimento seletivo em frequência são os mais comuns em sistemas com altas taxas de transmissão. Neste tipo de canal o sinal sofre perdas com diferentes intensidades em suas componentes frequenciais distorcendo o mesmo e introduzindo a interferência intersimbólica (ISI - InterSymbol Interference) (GOLDSMITH, 2005). Também são conhecidos como canais de banda larga, pois a largura de banda do sinal é maior que a faixa de frequência onde o canal é plano, parâmetro chamado de banda de coerência. Assim, pode-se dizer que o sinal sofre desvanecimento seletivo em frequência quando a banda do sinal é maior que a banda de coerência do canal (RAPPAPORT, 1996).

Como não temos controle sobre o canal e, perante todos esses problemas causados pelo mesmo, é necessário o uso de técnicas de transmissão e recepção formidáveis para um melhor aproveitamento deste canal. Assim podemos minimizar os efeitos destrutivos em uma transmissão móvel e prover um aumento nas taxas de transmissão. O emprego de sistemas multi-portadora são muito utilizados hoje para mitigar as dis-

torções impostas pelo canal de comunicação móvel. A técnica consiste da transmissão de dados da forma serial em vários feixes paralelos modulando-se diversas subportadoras. Assim o sinal original transmitido em uma única portadora é dividido em vários subcanais cada um enviando taxas menores de transmissão e obtendo a divisão da largura de banda total, diminuindo a sensibilidade ao desvanecimento seletivo em frequência (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). A OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) é a técnica multi-portadora mais usada atualmente nas transmissões digitais. Sua característica principal é a sobreposição do espectro das subportadoras transmitidas paralelamente, obtendo uma boa eficiência espectral. Isto é possível pela ortogonalidade dessas subportadoras, que mesmo com essa sobreposição na frequência consegue-se extrair a informação de cada uma individualmente. Além desta característica, com o uso de um intervalo de guarda o sistema ainda consegue minimizar ou até eliminar o problema de interferência intersimbólica.

Entretanto mesmo sendo um sistema robusto a seletividade em frequência, os símbolos ainda estão sujeitos as interferências de suas réplicas atrasadas, perdas de sincronismo, além das atenuações inseridas pelo canal móvel. Para corrigir essas interferências e as atenuações, utilizamos estimação e equalização de canal. O objetivo é estimar a resposta em frequência do canal e com o equalizador reduzir os efeitos do mesmo, obtendo um sinal próximo ao que foi transmitido. Um método amplamente utilizado para estimação de canal é a inclusão de subportadoras com informações conhecidas pelo receptor, chamadas de subportadoras pilotos. A ideia é enviar em intervalos regulares tanto na frequência quanto no tempo ou em ambos, subportadoras pilotos de modo a obter a resposta impulsiva do canal. Assim estima-se os desvios de fase, frequência e a variação de amplitude contida nas pilotos e dependendo da alocação das mesmas, obtemos a estimação nas subportadoras de informação útil.

Na estimação de canal utilizando portadoras pilotos tem-se dois principais arranjos para os tons pilotos enviados. O primeiro é conhecido como *Block Type* onde são inseridos símbolos OFDM inteiros com subportadoras pilotos e transmitidas periodicamente entre os símbolos de informação útil. O segundo método, será o implementado neste trabalho, denomina-se *Comb Type*. Neste esquema as subportadoras pilotos são transmitidas em todos os símbolos e separadas uma das outras em uma determinada frequência. Assim obtemos a estimação de canal referentes as subportadoras pilotos e em seguida com a utilização de técnicas de interpolação, temos a estimação completa do canal.

1.1 Objetivos

O objetivo do trabalho consiste em estudar a estimação de canal para sistemas OFDM através do desenvolvimento de algoritmos com o auxílio da plataforma de desenvolvimento fornecida pelo software Matlab. Será criado inicialmente o sistema OFDM em si e em seguida a inserção da estimação de canal no mesmo.

As técnicas de estimação a serem estudadas nesse trabalho são baseadas em subportadoras pilotos distribuídas de acordo o arranjo *Comb Type*. O estimador adotado no presente trabalho será o mínimos quadrados (*least squares - LS*) sendo ele bastante simples e leve computacionalmente. No arranjo *Comb Type* é necessário o uso de técnicas de interpolação para estimação completa do canal. Assim utilizando diferentes técnicas de interpolação realizamos as simulações de modo a avaliar o desempenho de cada uma de acordo com os diferentes parâmetros usados no canal.

1.2 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho está organizado em 5 Capítulos abordando as questões cruciais para seu entendimento. Inicialmente no Capítulo 1 fala-se sobre a evolução tecnológica e uma breve introdução sobre o tema do trabalho bem como seus objetivos.

O Capítulo 2 descreve toda a fundamentação teórica sobre o canal de comunicação sem fio, abordando suas principais características e os fenômenos que degradam um sinal durante sua transmissão pelo mesmo. Em seguida temos a concepção da técnica multi-portadora OFDM, destacando-se a formação do seu símbolo, o uso do prefixo cíclico e a necessidade de sincronismo.

No Capítulo 3 retrata-se todo o processo de estimação de canal. Apresentamos a utilização de subportadoras pilotos como método de estimação, dois arranjos dessas subportadoras dentro do *frame* OFDM e o algoritmo de estimação por mínimos quadrados (*Least Square - LS*). A partir disto, são apresentadas algumas técnicas de interpolação previstas para estimação completa do canal.

No Capítulo 4 são realizadas as simulações e a partir destas, mostramos o desempenho dos algoritmos de estimação para diferentes parâmetros do canal utilizado.

Por fim no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho e algumas sugestões sobre possíveis trabalhos futuros.

2 *Revisão Bibliográfica*

2.1 O canal de comunicação sem fio

Em sistemas de comunicação sem fio o sinal transmitido sofre várias perdas devido as características intrínsecas do canal móvel. O conhecimento sobre o comportamento do mesmo é necessário para o desenvolvimento de um sistema sem fio proporcionando taxas elevadas de transmissão e qualidade no serviço prestado. Efeitos de propagação, distorções, ruído e interferência são características do canal, que de forma aleatória ocasiona na variação de potência do sinal transmitido, causando conseqüentemente atenuações no sinal. Essas atenuações que o sinal sofre devido ao canal de comunicação sem fio são denominadas de desvanecimento, sendo ele uma das características principais presentes no canal móvel.

Analisando o ambiente onde estão sendo recebidos os sinais, o desvanecimento pode ser considerado como em larga escala ou pequena escala. O desvanecimento em larga escala considera a variação da potência média do sinal para grandes distâncias de separação entre transmissor e receptor (RAPPAPORT, 1996). Podemos também citar o sombreamento do sinal devido a obstáculos presentes no meio do caminho fazendo com que o sinal chegue ao destino através de espalhamentos e difrações, reduzindo significativamente a potência recebida. Atenuações em pequena escala descreve as flutuações rápidas da amplitude e fase do sinal recebido em curtos períodos de tempo ou distâncias relativamente pequenas, ignorando totalmente o desvanecimento em larga escala. A Figura 2.1 ilustra a variação da potência do sinal causado pelos desvanecimento em larga e pequena escala citados acima. Nota-se a variação brusca do sinal em curtas distâncias (pequena escala), já o sinal médio muda lentamente com o aumento da distância.

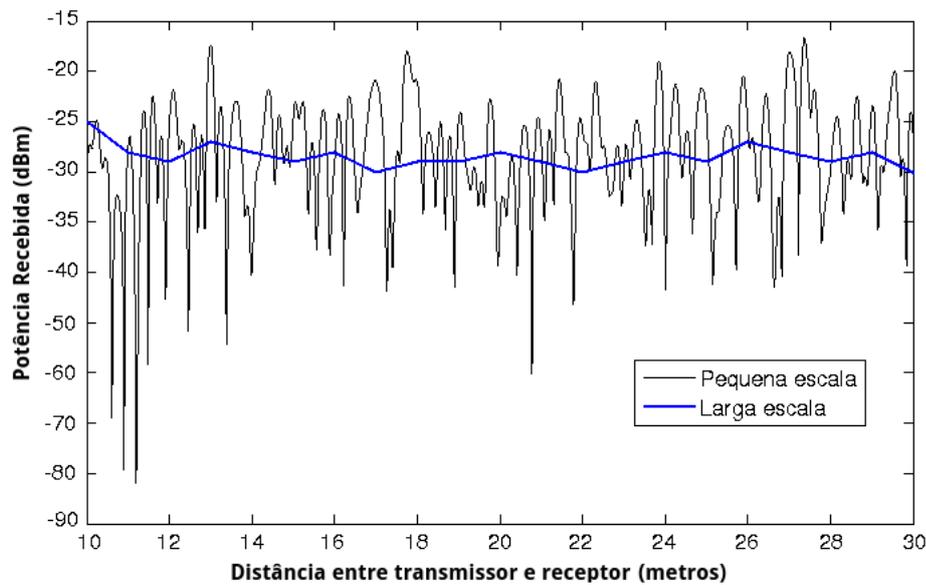


Figura 2.1: Desvanecimento em pequena e larga escala baseado em (RAPPAPORT, 1996)

O desvanecimento em pequena escala pode ser classificado como lento ou rápido, em relação ao tempo, e plano ou seletivo, em relação a frequência. Dos fenômenos que causam o desvanecimento de pequena escala, destacam-se o efeito doppler e a propagação por múltiplos caminhos.

2.1.1 Efeito Doppler

O efeito Doppler é a percepção de uma frequência diferente da transmitida, devido ao movimento relativo entre o receptor e transmissor, ocorrendo mudanças de fase do sinal. O transmissor emite um sinal na frequência f_c , a frequência percebida pelo receptor é dada por $f = f_c + fd$, onde fd é o próprio deslocamento da frequência do sinal transmitido e é dado por (RAPPAPORT, 1996):

$$fd = \pm \frac{V}{\lambda} \cdot \cos \theta = \pm f_c \frac{V}{c} \cos \theta \quad (2.1)$$

onde λ é o comprimento de onda do sinal e c a velocidade de propagação da luz. A equação relaciona a velocidade do móvel V , com o ângulo θ entre a direção do movimento do móvel e a direção de incidência do raio e a frequência da portadora do sinal f_c . Assim percebe-se que quanto maior a velocidade do móvel receptor, maior a percepção de desvio de frequência. O efeito Doppler é ilustrado na Figura 2.2 onde se mostra as diferentes percepções de frequência de uma sirene de ambulância por

duas pessoas. A ilustração mostra que o observador A vai medir um comprimento de onda maior que o medido pelo observador B. Como $\lambda = \frac{c}{f_c}$, a frequência medida pelo observador A é menor que a medida por B. Portanto quando o transmissor se aproxima da pessoa, ela vai perceber uma frequência maior que a transmitida, se estiver se afastando o efeito é contrário. Por este motivo na Equação 2.1 existe o sinal \pm , pois quando o raio se aproxima o valor é positivo (frequência aumenta), caso contrario é negativo (frequência diminui).

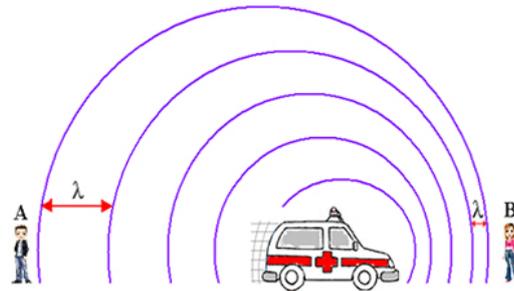


Figura 2.2: Efeito Doppler (ALUNOS, 2012).

2.1.2 Propagação por múltiplos caminhos

A propagação por múltiplos caminhos é um fenômeno muito comum nas transmissões por canais móveis. Ela corresponde aos vários caminhos que o sinal percorre entre o transmissor e o receptor ao se refletir pelas superfícies dos obstáculos presentes no meio e a difração e reflexão acima e no entorno dos mesmos. A Figura 2.3 ilustra um ambiente caracterizado por esses caminhos múltiplos.

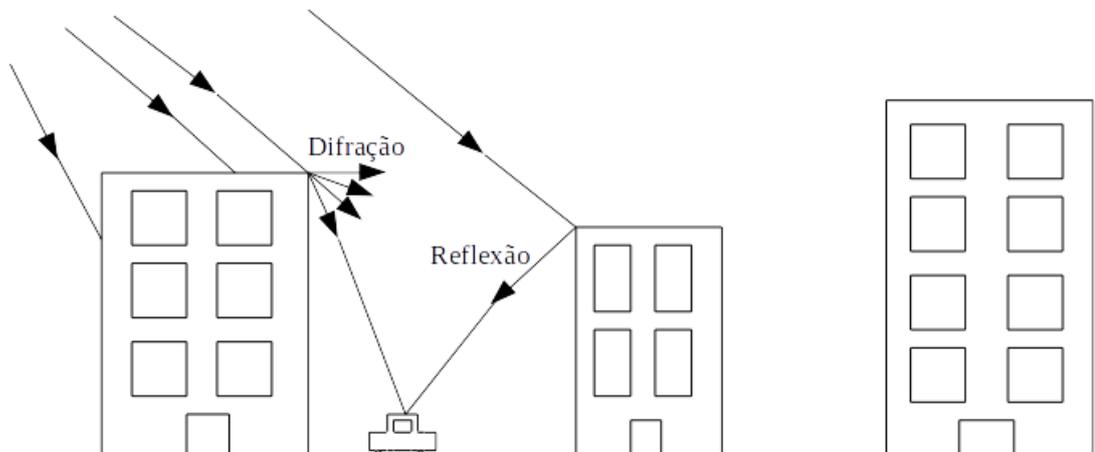


Figura 2.3: Ambiente com múltiplos caminhos baseado em (FAZEL; KAISER, 1997).

O sinal recebido é a soma de varias réplicas do sinal vindos desses múltiplos percursos com diferentes direções, intensidades e retardos de tempo, resultando em uma

diferença de fase e conseqüentemente interferências construtivas ou destrutivas destes sinais (HAYKIN, 2008). O espalhamento desses retardos causam variações de fase e amplitude gerando atenuações do sinal recebido caracterizando o desvanecimento em pequena escala. Os diferentes tipos de desvanecimento dependem das características do canal e do sinal transmitido. Na seção seguinte vamos modelar o canal móvel dos sistemas de banda larga para classificação dos tipos de desvanecimento em pequena escala brevemente citados anteriormente.

2.1.3 Modelo do canal móvel

Considerando os efeitos dos múltiplos caminhos, o canal de comunicação móvel pode ser modelado como um sistema variante no tempo (RAPPAPORT, 1996). Assim podemos obter a resposta impulsiva do canal em banda base pela seguinte expressão:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) e^{j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))} \delta(\tau, \tau_i(t)) \quad (2.2)$$

onde $a_i(t, \tau)$, $\tau_i(t)$ e $\phi_i(t, \tau)$ são respectivamente, a amplitude, os atrasos de propagação do sinal e os deslocamentos de fase relativo ao múltiplo caminho i no instante de tempo t e N é o número de percursos. Modelando um sistema de comunicação móvel percebemos que essas atenuações e os atrasos de propagação pelos múltiplos caminhos presentes na Equação 2.2 variam de forma aleatória dependendo da distribuição da intensidade do sinal. Assim modelos estatísticos de distribuição são utilizados para descrever o nível do sinal recebido em boa parte dos sistemas móveis. Em ambientes onde não há linha de visada (LOS) entre transmissor e receptor, restando para comunicação as componentes dos múltiplos caminhos, o canal móvel é denotado com desvanecimento Rayleigh. Neste caso a resposta impulsiva $h(t, \tau)$ é modelada por um processo gaussiano complexo de média nula e variância σ^2 onde sua envoltória $|h(t, \tau)|$ segue uma distribuição Rayleigh. A função densidade de probabilidade (PDF) de uma distribuição Rayleigh, mostrada na Figura 2.4, é dada por (RAPPAPORT, 1996) :

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & \text{para } x \geq 0 \\ 0 & \text{para } x < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

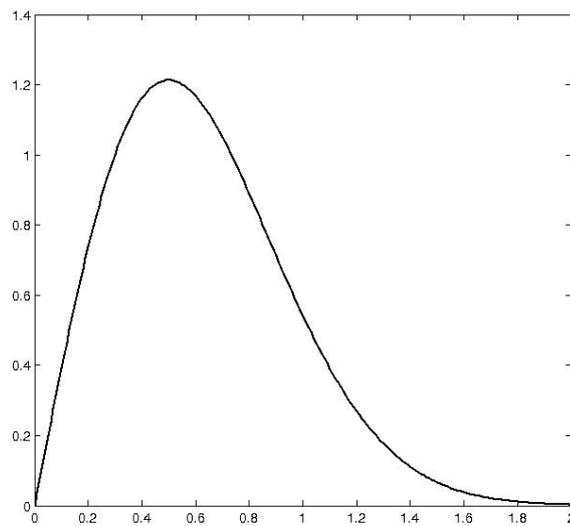


Figura 2.4: Função densidade de probabilidade de uma distribuição Rayleigh baseado em (RAPPAPORT, 1996).

A partir da resposta impulsiva podemos caracterizar e classificar os tipos de desvanecimentos existentes por meio de alguns parâmetros. O desvanecimento seletivo em frequência será o abordado neste trabalho por ser mais frequente em sistemas de altas taxas de transmissão. Os outros tipos de desvanecimento como o lento e rápido podem ser encontrados em (RAPPAPORT, 1996) bem como os parâmetros para caracterizá-los.

2.1.4 Desvanecimento Seletivo em Frequência

Quando transmitimos um impulso em um canal dispersivo no tempo (presença de múltiplos caminhos), o sinal recebido a partir desta transmissão, será um trem de impulsos associado a cada percurso como mostrado na Figura 2.5. Esta representação é denominada perfil de atraso onde indica como a potência do sinal se espalha, em função do atraso, dado que foi transmitido um impulso no tempo.

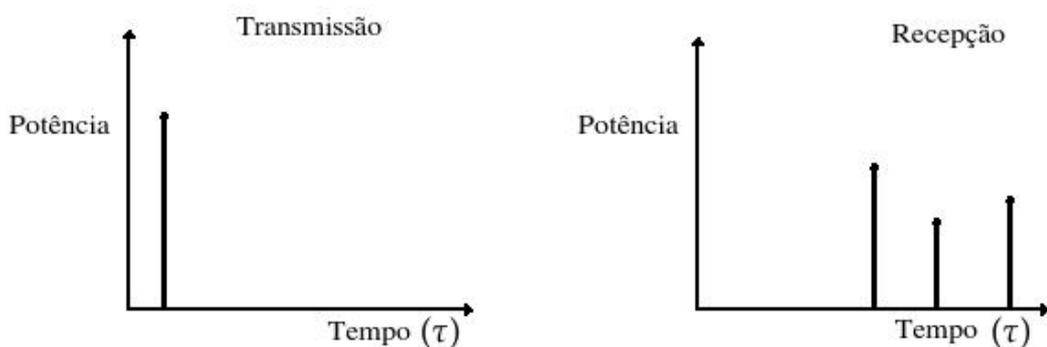


Figura 2.5: Perfil de Atraso, baseado em (FAZEL; KAISER, 1997).

A partir do perfil de atraso obtemos um parâmetro importante de canais com múltiplos caminhos, o máximo espalhamento de atrasos (τ_m). O máximo espalhamento de atrasos é a diferença de tempo entre o primeiro e o último impulso recebido. Sua importância ficará mais clara em breve.

Sempre que existir essa dispersão temporal no sinal transmitido poderá ocorrer alteração da amplitude do sinal em diversas componentes de frequência. Caso esta alteração seja uniforme em todas as componentes frequenciais podemos configurá-lo como desvanecimento plano. Neste tipo de desvanecimento a potência do sinal recebido varia com o tempo e podem requerer um aumento de potência de transmissão. Isto pode ser minimizado com a amplificação do sinal. Entretanto, se as componentes frequenciais sofrerem alterações diferentes uma das outras distorcendo o sinal, como mostrado na figura 2.6, o desvanecimento é dito como seletivo em frequência.

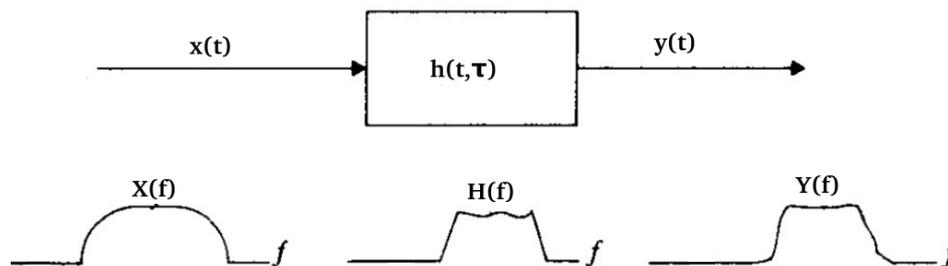


Figura 2.6: Atenuações sofridas em diferentes componentes frequenciais no canal seletivo em frequência, baseado em (RAPPAPORT, 1996).

Neste caso além da amplificação é necessário também a equalização no sinal recebido. A possibilidade da ocorrência da seletividade em frequência do canal pode ser determinada pelo parâmetro denominado banda de coerência do canal (b_c) sendo ele aproximadamente o inverso do máximo espalhamento de atrasos (τ_m).

A banda de coerência do canal é a largura de banda de transmissão máxima onde as componentes de frequência do canal possuem ganhos constantes. No caso da banda do sinal ser maior que a banda de coerência do canal, o desvanecimento seletivo em frequência estará presente no sinal (RAPPAPORT, 1996). Portanto, a seletividade do canal acontece pela dispersão temporal dos símbolos, fato que em sistemas digitais geram interferência inter-simbólica (ISI). Esta interferência é a sobreposição no tempo dos símbolos próximos pelo alargamento do pulso transmitido. Assim, os símbolos anteriormente transmitidos têm efeito sobre o símbolo atual, aumentando a taxa de erro de bit e inviabilizando a recepção do sinal.

Sistemas OFDM são muito utilizados para mitigar esta seletividade do canal, devido sua robustez contra os problemas causados pelo canal de comunicação móvel como veremos a seguir.

2.2 OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*)

Em sistemas baseados em uma única portadora os dados são transmitidos serialmente e a largura de banda (BW) do sinal é totalmente ocupada tornando a seletividade do canal um problema constante, como mostrado a Figura 2.7.

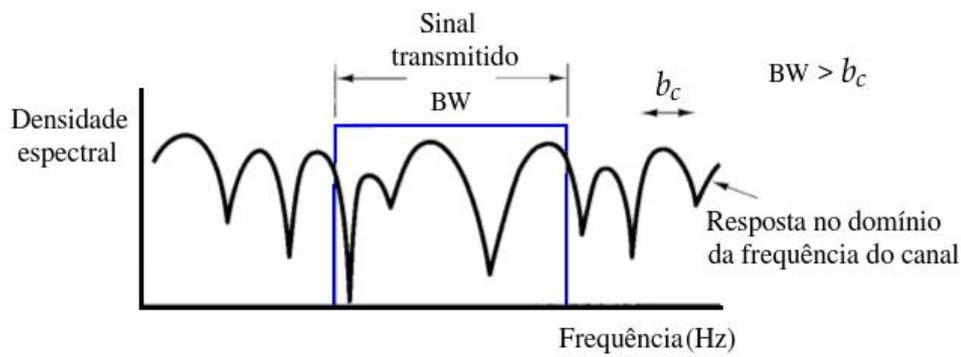


Figura 2.7: Seletividade do canal em sistemas de única portadora, baseado em (SKLAR, 2001).

Percebe-se pela figura a ocorrência do desvanecimento seletivo onde as componentes frequenciais sofrem perdas diferentes uma das outras como visto na subseção 2.1.4. Nesse tipo de sistema a taxa de símbolos e a largura de banda estão atreladas uma a outra, e são expressas pelas seguintes Equações (HAYKIN, 2008):

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} \quad (2.4)$$

$$BW = R_s \cdot (1 + \alpha) \quad (2.5)$$

onde R_b é a taxa de transmissão em bits por segundo, M a ordem da modulação empregada e α o fator de decaimento do filtro usado que geralmente é optado pelo do cosseno levantado (HAYKIN, 2008). Partindo do princípio que o desvanecimento seletivo ocorre quando a largura de banda do sinal é maior que a banda de coerência do canal, percebe-se pelas Equações 2.4 e 2.5, que para diminuir a largura de banda do sinal, devemos diminuir a taxa de transmissão. Nos dias de hoje, o foco de estudos

é o aumento das taxas de velocidade, inviabilizando esta ação. Outra possibilidade é o aumento da ordem da modulação, o que provocaria um aumento na potência de transmissão e problemas com o ruído AWGN (*Additive white Gaussian noise*). Nesse tipo de sistema a forma de minimizar a ISI causada pelo multi percurso é o uso de equalizadores adaptativos, capazes de identificar e corrigir as distorções do canal. Embora melhore o desempenho, quanto maior a taxa de transmissão e maior a seletividade do canal, mais complexo fica o equalizador, dificultando o seu uso.

Um método alternativo e eficaz que minimiza o desvanecimento seletivo é a técnica de transmissão por multi-portadoras (FAZEL; KAISER, 1997). Um sistema multi-portadora consiste na divisão da largura de banda total em N sub-canais menores. Assim, a largura de banda de cada subcanal é expressa por:

$$B_s = \frac{BW}{N} \quad (2.6)$$

onde N é o número de subcanais usados no sistema. A Equação 2.6 nos mostra que esta divisão da largura de banda total faz com que a mesma seja reduzida N vezes em cada subcanal, proporcionando um aumento do tempo de cada símbolo, consequentemente minimizando a seletividade do canal. A multiplexação por divisão de frequência ortogonal tem sido a técnica multi-portadora mais utilizada em sistemas de comunicação de banda larga nos dias atuais como nas tecnologias Wireless LAN (IEEE 802.11a/g/n), 4G (Quarta Geração de Telefonia Móvel), Televisão e Rádio digital, e ADSL, embora neste último a técnica é chamada de DMT (*Discrete Multi Tone*) (YUAN, 2007).

A técnica OFDM é bastante antiga. No início de seu estudo na década de 60 realizado por Chang (CHANG, 1966), a geração e demodulação de seus símbolos era analógico. Utilizava um conjunto de osciladores para gerar as subportadoras ortogonais tornando-a muito complexo devido ao sincronismo desses osciladores, necessário para manter a ortogonalidade. Com o desenvolvimento dos processadores digitais (DSP) e as técnicas de processamentos digitais, passou a ser implementada digitalmente através de algoritmos IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) na modulação e FFT (*Fast Fourier Transform*) na demodulação. O uso da IFFT/FFT elimina a necessidade da utilização desses osciladores, tornando mais simples sua concepção e difundindo a sua utilização (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002).

Apesar de seu nome apresentar a palavra multiplexação, na realidade o que ocorre é uma transmissão paralela dos dados de origem única. Pode ser vista tanto como uma técnica de modulação quanto uma técnica de multiplexação. Surgiu como evolução da técnica FDM (Multiplexação por divisão de frequência) que utilizava bandas de segurança para separar as frequências dos sinais resultando em um desperdício de espectro. A separação dos subcanais no espectro usando bandas de segurança se faz necessário para que os sinais sejam recebidos usando filtros convencionais e demoduladores. Já o OFDM trabalha com subportadoras ortogonais possibilitando sua sobreposição espectral sem introduzir interferência entre subportadoras (ICI), ou seja, embora aconteça essa sobreposição, as informações de cada subportadora conseguem ser extraídas individualmente devido a ortogonalidade (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). O uso de subportadoras ortogonais acrescenta ao sistema OFDM uma grande eficiência espectral em relação ao FDM como mostrado na Figura 2.8. A interferência entre subportadoras (ICI) acontece devido ao movimento do receptor e transmissor. Assim no domínio da frequência ocorre o desvio doppler sobre o sinal transmitido resultando na sobreposição das subportadoras no espectro e conseqüentemente o aumento da taxa de erro de bit (BER).

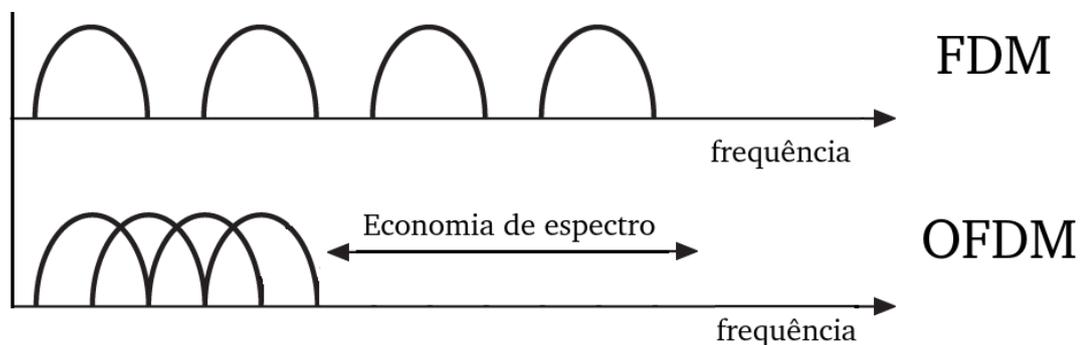


Figura 2.8: Relação do espectro de um sinal FDM e OFDM (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)

Para que se possa obter esta ortogonalidade as subportadoras devem estar centradas nas suas respectivas frequências e satisfazer as condições da Equação 2.7 (HAYKIN, 2008).

$$\int_0^{T_s} x_i \cdot x_j = 0 \quad i \neq j \quad (2.7)$$

onde x_i , x_j são subportadoras do sistema e T_s o período de símbolo da subportadora do subcanal.

Existem diversos espaçamentos de frequência que garantem a ortogonalidade entre as subportadoras. Esse espaçamento deve ser selecionado de forma que cada subportadora seja locada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Em busca da menor separação para melhor eficiência do espectro, o valor de espaçamento estimado corresponde à taxa de transmissão do subcanal, conseqüentemente o inverso do período do símbolo OFDM $\Delta f = R_{sc} = \frac{1}{T_s}$ dado que $T_s = \frac{N}{R_s}$. Para que se possa obedecer este espaçamento, os pulsos utilizados na transmissão para cada subportadora são da forma retangulares, assim o espectro de um símbolo OFDM é representado pela soma de funções *sinc* centradas na frequência de cada subportadora que formam o símbolo OFDM (GOLDSMITH, 2005). No domínio do tempo, a ortogonalidade das subportadoras se caracteriza pelo fato de cada subportadora difere uma da outra por um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo de símbolo. A Figura 2.9 apresenta as subportadoras na frequência e no tempo com as características citadas anteriormente.

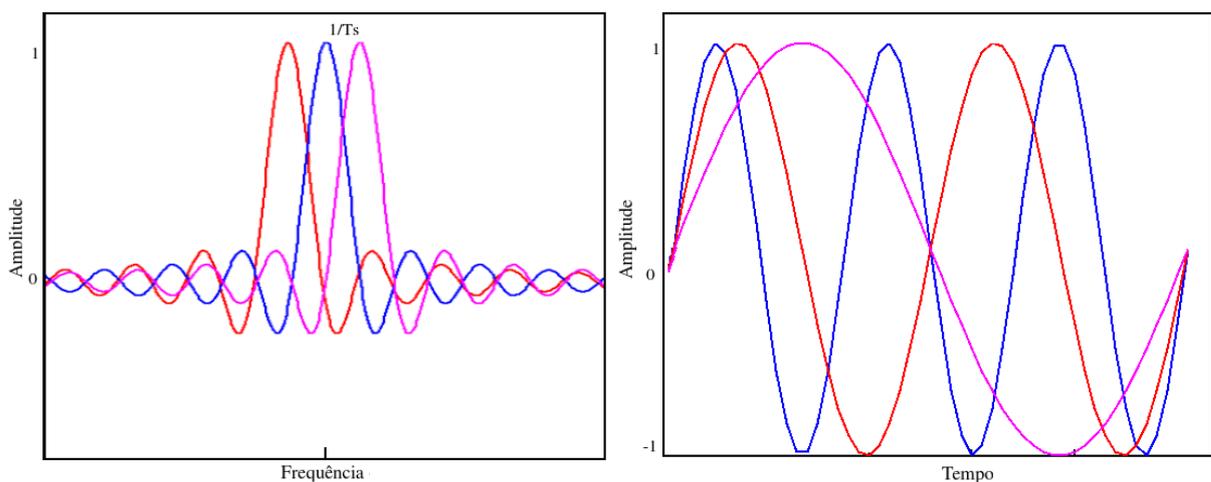


Figura 2.9: Subportadoras sobrepostas de um sinal OFDM no domínio da frequência e tempo (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002).

Para gerar os símbolos OFDM com sucesso, é essencial controlar e manter a ortogonalidade entre as subportadoras. Portanto, além de satisfazer a Equação 2.7 e obter o espaçamento necessário, será visto em frente que é importante o perfeito sincronismo entre receptor e transmissor e a inserção de intervalos de guarda para garantir esta ortogonalidade. O intervalo de guarda utilizado na técnica OFDM é um prefixo cíclico (CP), sendo ele uma extensão cíclica do símbolo OFDM estendida para o intervalo de guarda (ARNDT, 2012). O prefixo cíclico será detalhado na seção 2.2.3.

2.2.1 Modelo do sistema OFDM em tempo discreto

A Figura 2.10 apresenta o diagrama em blocos de um sistema OFDM com o uso da IFFT/FFT como modulador e demodulador, respectivamente.

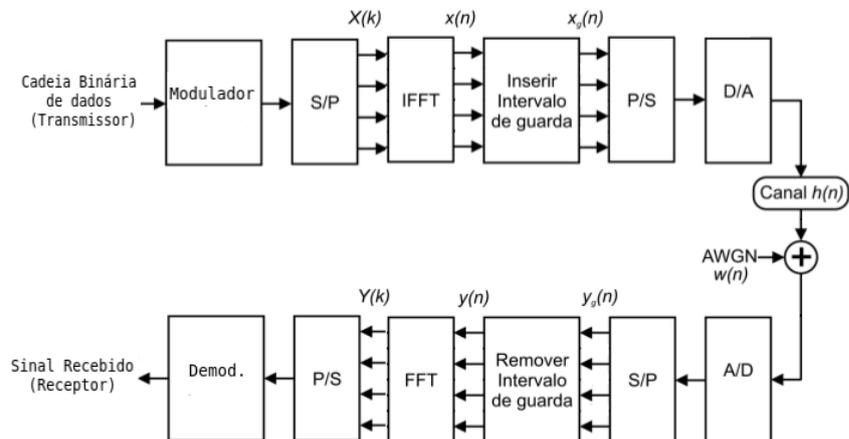


Figura 2.10: Diagrama de blocos de um Modulador e Demodulador OFDM baseado em (ARNDT, 2012)

Primeiramente, o sinal de informação é modulado digitalmente de acordo com o tipo de modulação específica, seja ela QAM ou PSK. Modulando o sinal digitalmente geramos um conjunto de símbolos complexos representados por uma constelação, onde cada ponto da constelação corresponde a um símbolo carregando o número de bits possíveis pela modulação usada. Cada símbolo é distribuído pela constelação através do código gray, onde apenas um bit muda entre os símbolos adjacentes (HAYKIN, 2008). A Figura 2.11 ilustra a constelação de uma modulação 16 QAM retangular utilizando código gray.

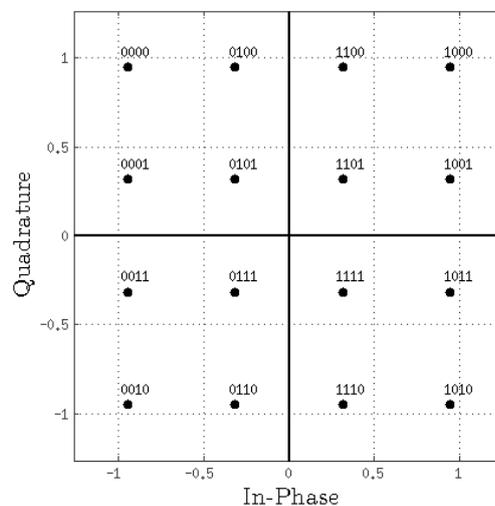


Figura 2.11: Constelação 16 QAM com código gray.

Após o processo de modulação o sinal é convertido para forma paralela em N feixes de dados $X(k)$ para $k = 0, 1, \dots, N-1$, onde cada sinal modula uma subportadora gerando um vetor de N sub-símbolos que formam o símbolo OFDM. Essas subportadoras $X(k)$ são somadas por uma implementação computacional eficiente do IDFT, a IFFT, criando o vetor $x(n)$ no domínio do tempo. Matematicamente a geração do símbolo OFDM através da IFFT é expressa por (YUAN, 2007) (ARNDT, 2012):

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi k}{N}n} \quad \text{para } 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.8)$$

onde $X(k)$ é o subsímbolo transmitido na k -ésima subportadora e n corresponde ao tempo discreto. Após a geração do símbolo OFDM é inserido o intervalo de guarda que será visto adiante com a função de minimizar os efeitos da ISI formando o vetor $x_g(n)$ de comprimento $N + N_{cp}$, onde N_{cp} é o tamanho do prefixo cíclico inserido ao sinal de dados. Em seguida é tomada a conversão paralelo-serial (P/S) e a conversão digital-analógico. Por fim, acontece a transmissão do sinal OFDM pelo canal de comunicação móvel variante no tempo $h(t)$, com desvanecimento Rayleigh somado com ruído AWGN, $w(t)$.

Na recepção, segue-se uma sequência inversa de operações realizadas no transmissor. Após a conversão analógico-digital e serial-paralelo (S/P) armazenando seu valor no vetor $y_g(n)$, o intervalo de guarda é retirado tomando o vetor de símbolos recebidos $y(n)$ de comprimento N . A recepção sinal OFDM é realizada através da FFT definida pela seguinte Equação:

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j\frac{2\pi k}{N}n} \quad \text{para } 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.9)$$

A FFT fornece novamente os sub-símbolos $X(k)$ no domínio da frequência e por fim, acontece a conversão paralelo-serial seguida da demodulação e recepção do sinal OFDM. A relação entre o sinal transmitido $X(k)$ e o sinal recebido $Y(k)$ pós FFT de cada subportadora k , considerando que o intervalo de guarda seja eficiente, eliminando os problemas de ICI (interferência entre portadoras) é dada pela Equação 2.10 (SHEN; MARTINEZ, 2006).

$$Y(k) = X(k).H(k) + W(k), \quad (k = 0, \dots, N-1) \quad (2.10)$$

onde $H(k)$ é a resposta em frequência do canal $h(t)$ e $W(k)$ o ruído $w(t)$ ambos no domínio da frequência. Mostrada a concepção básica de um sistema OFDM, veremos a seguir alguns pontos importantes sobre o sistema e técnicas adicionais para o aprimoramento do mesmo.

2.2.2 Sincronismo

Em sistemas OFDM a perda de sincronismo é um problema constante e sua correção se faz necessário para viabilização da recepção do sinal transmitido. Sem o devido sincronismo no tempo e na frequência, podem ocorrer perdas de ortogonalidade nas subportadoras, bem como ISI e ICI, sendo importante o perfeito sincronismo entre transmissor e receptor (DIAS, 2006) (ARNDT, 2012). A perda de sincronismo na frequência ocorre devido aos desvios de frequência que acontecem pela diferença de frequência do oscilador do transmissor e do receptor, bem como o efeito Doppler (ARNDT, 2012). Assim haverá perda de ortogonalidade e consequentemente ICI, sendo necessário estimar a variação em frequência, corrigindo este desvio e estabelecendo o devido sincronismo.

Já a perda de sincronismo temporal ocorre devido ao deslocamento de tempo do símbolo, acarretando em um desalinhamento dos mesmos na janela de cálculo da FFT. Se o cálculo da FFT estiver fora da região correta do símbolo OFDM, pegando amostras do símbolo anterior ou posterior e consequentemente não utilizando todas as amostras do mesmo símbolo, as frequências de cada subportadora terão um desvio, resultando em ICI e ISI. Porém se a faixa do intervalo de guarda for eficiente eliminando os problemas de ISI e a janela começar nesta faixa, o erro de sincronização resulta apenas em rotações de fase do domínio da frequência e a ortogonalidade não será quebrada (DIAS, 2006). O uso de um intervalo de guarda eficiente é necessário para minimizar este problema (ARNDT, 2012), como veremos a seguir.

2.2.3 Intervalo de Guarda e Prefixo Cíclico

Quando transmitimos um sinal por um canal dispersivo no tempo, o espalhamento dos retardos produzidos pelos múltiplos caminhos, faz com que um símbolo possa interferir no símbolo adjacente, gerando ISI. A geração de ISI faz com que o sinal transmitido sofra perdas, distorções e a quebra de ortogonalidade do sinal. Como o sistema OFDM possui sobreposição das subportadoras no espectro, esta quebra de

ortogonalidade resulta na ocorrência de ICI. Assim, como visto anteriormente, garantir a ortogonalidade é ponto fundamental para concepção do sistema OFDM. Vale lembrar que em sistemas OFDM o tempo de símbolo é N vezes maior que em sistemas de única portadora, o que acarreta na redução de ocorrência de ISI, mas não o suficiente para eliminá-la. Outro fato notável é que o uso de modulações de ordem elevada tais como 64-QAM são mais sensíveis tanto para ICI quanto para ISI (FAZEL; KAISER, 1997).

Para tentar eliminar completamente esses problemas, intervalos de guarda são inseridos em cada símbolo transmitido para que as componentes de múltiplos caminhos de um símbolo OFDM fiquem contidas nesse intervalo, e o final de um símbolo não interfira na recepção de um símbolo subsequente (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Um intervalo de guarda proposto é o *zero-padding*, onde basicamente se transmite zeros dentro do intervalo de guarda. Outra proposta é a inserção do prefixo cíclico, que consiste no simples recurso de introduzir no início de cada símbolo OFDM um determinado número de amostras da parte final do mesmo, como ilustra a Figura 2.12.

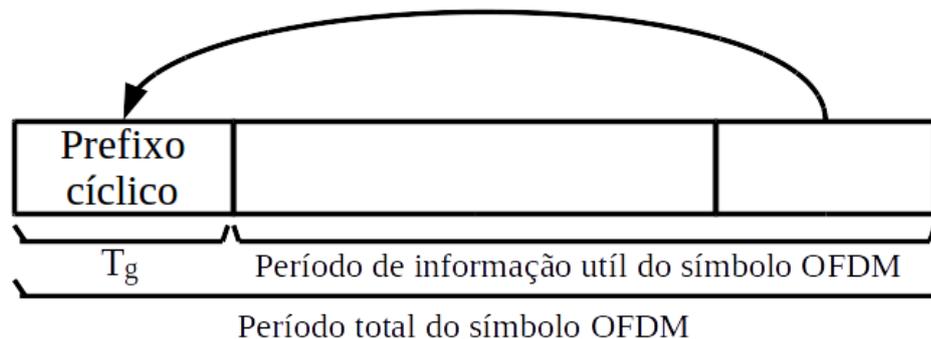


Figura 2.12: Símbolo OFDM adicionado por um prefixo cíclico (ARNDT, 2012).

No *zero-padding* pode-se ter a perda da ortogonalidade devido a ICI gerada pela dispersão temporal. Assim o método amplamente utilizada é a inserção do prefixo cíclico. A Figura 2.13 ilustra os dois métodos descritos anteriormente.

Deve-se notar que na utilização do zeros como intervalo de guarda (*zero-padding*) há descontinuidade temporal causando a interferência da subportadora 1 na subportadora 2. Este fato acontece pela diferença entre os números de ciclos de ambas subportadoras dentro do intervalo de cálculo da FFT não ser um numero inteiro (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Em relação ao uso do prefixo cíclico, sempre que os espalhamentos de atraso gerados pelos múltiplos caminhos forem menores que esse intervalo de guarda, não teremos a ocorrência de interferências. Portanto é extremamente importante determinar o tamanho adequado deste intervalo para que essas componentes de atraso estejam introduzidas nela. Cabe lembrar também que a desvantagem pela inserção

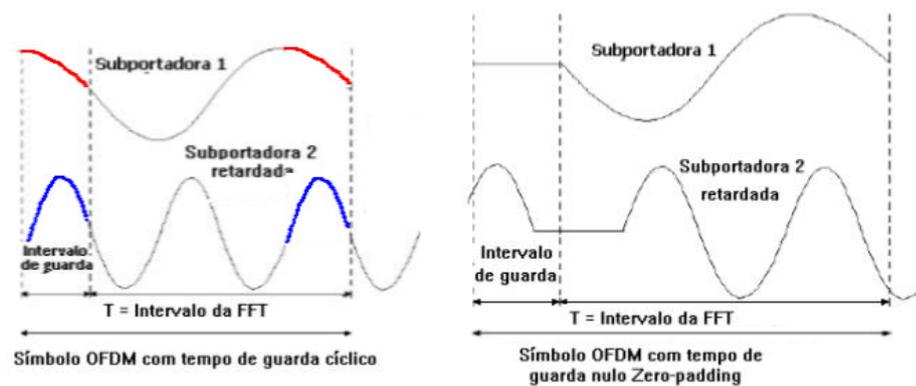


Figura 2.13: Uso de *zero-padding* e prefixo cíclico como intervalo de guarda (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)

de um intervalo de guarda é a diminuição na eficiência espectral, pois parte do sinal transmitido não contém a informação útil, porém seu uso como citado anteriormente é essencial para que o sistema esteja funcionando corretamente.

Exemplificação do uso do prefixo cíclico

(GOLDSMITH, 2005) traz uma exemplificação do uso do prefixo cíclico em canais dispersivos no tempo. Considerando um sistema OFDM com largura de banda de $BW = 1\text{MHz}$, um sistema de única portadora teria um período de símbolo $T_s = 1/BW = 1\mu\text{s}$. Ao transmitir o sinal pelo canal móvel com um máximo espalhamento de atrasos $\tau_m = 5\mu\text{s}$, podemos concluir que claramente há ocorrência de ISI nos símbolos transmitidos devido a que $T_s < \tau_m$. Para eliminar a ISI, além da divisão da largura de banda do sinal, como é feito no OFDM, utilizando um prefixo cíclico de comprimento $CP = 8\mu\text{s}$ eliminamos a ocorrência de ISI entre os símbolos OFDM transmitidos pois $\tau_m < CP$ garantido que os espalhamentos de atraso gerados pelos múltiplos caminhos sejam menores que esse intervalo de guarda.

2.2.4 Aplicações

Devido às suas características na transmissão por canais móveis, é evidente a utilização da técnica multi-portadora OFDM em diversas aplicações que necessitem de taxas elevadas de transmissão. Nesta seção apresentamos alguns dos sistemas citados na Seção 2.2 que utilizam a técnica OFDM para sua concepção, abordando os principais parâmetros e características usados nos mesmos.

Rádiodifusão de Áudio Digital - DAB

O primeiro padrão que utilizou a técnica OFDM como base para seu funcionamento foi a Rádiodifusão de Áudio Digital (DAB) padronizada pelo Instituto de Padronização de Telecomunicações Europeu (ETSI, 1995). Denominada como Rádio Digital, veio como sucessor das conhecidas rádios analógicas AM e FM, provendo um som com melhor qualidade e sem interferências. Sua escolha deve-se pela possibilidade de fazer uma rede de frequência única (SFN) e a maneira eficaz de mitigar os problemas do espalhamento de atraso. Uma rede SFN consiste na utilização de 2 ou mais transmissores operando em uma mesma frequência aproveitando-se de uma interferência construtiva que ocorre nas áreas de sobreposição desses transmissores (CARVALHO; IANO; ARTHUR, 2005). Esta rede é bastante atraente quando se usa junto ao OFDM, pelo fato da mesma ser um sistema robusto contra as degradações impostas pelo canal.

Existem 4 modos de operação no DAB, sendo cada um deles caracterizados de acordo com os parâmetros utilizados como o número de subportadoras (N), espaçamento em frequência das mesmas (Δ_f) e duração do símbolo OFDM sem e com a adição do prefixo cíclico (T) (T_g). Nos 4 modos é utilizada a modulação DQPSK nas subportadoras do sistema. A Tabela 2.1 apresenta os valores dos parâmetros mencionados acima dos 4 modos de funcionamento.

Parâmetros	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4
N	1536	384	192	768
Largura de banda	1.5 MHz	1.5 MHz	1.5 MHz	1.5 MHz
Δ_f	1 kHz	4 kHz	8 kHz	2 kHz
T	1(μ s)	250(μ s)	125(μ s)	500(μ s)
T_g	246(μ s)	61.5(μ s)	30.8(μ s)	123(μ s)
Modulação	DQPSK	DQPSK	DQPSK	DQPSK

Tabela 2.1: Parâmetros OFDM do sistema DAB

Rádiodifusão de Vídeo Digital - DVB

A televisão digital é um sistema de radiodifusão televisiva que transmite sinais digitais em lugar dos sinais analógicos. Esta forma de transmissão permite melhor eficiência no uso do espectro de frequência e o aumento da taxa de transmissão de dados comparado com seu antecessor, a televisão analógica. É também padronizado pelo Instituto de Padronização de Telecomunicações Europeu e sua escolha pela utilização da técnica OFDM também é a mesma referente ao DAB.

Nos sistemas DVB existem 2 modos de funcionamento, denominados Modo 2K e Modo 8K (ETSI, 2004) (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002) (ASSUNÇÃO, 2009). Elas se diferem pelo número de subportadoras e o tamanho da IFFT/FFT utilizada. O modo 8K possui um número de subportadoras elevados, e um espaçamento em frequência das mesmas menores, sendo os grandes motivos da dificuldade de sua implementação e a existência do Modo 2K. No modo 2K o tamanho da IFFT/FFT e do prefixo cíclico é 4 vezes menor que as utilizadas no modo 8K, tornando-se uma versão simplificada do mesmo. Sendo uma versão simplificada, é notável algumas desvantagens relacionado com o outro modo como a redução do prefixo cíclico, acarretando da eliminação de espalhamento de atrasos menores. A Tabela 2.2 apresenta os valores dos parâmetros OFDM para os 2 modos de funcionamento.

Parâmetros	Modo 2K	Modo 8K
N	1705	6817
Largura de banda	6 a 8 Mhz	6 a 8 Mhz
Δf	4464 Hz	1116 Hz
T	224(μs)	896(μs)
T_g	56(μs)(1/4) 28(μs)(1/8) 14(μs)(1/16) 7(μs)(1/32)	224(μs)(1/4) 112(μs)(1/8) 56(μs)(1/16) 28(μs)(1/32)
Modulação	QPSK 16-QAM 64-QAM	QPSK 16-QAM 64-QAM

Tabela 2.2: Parâmetros OFDM do sistema DVB

IEEE 802.11a Wireless Lan Standard

O padrão IEEE 802.11, que também são conhecidas como redes Wi-Fi ou wireless, utiliza a técnica multi portadora OFDM como base de funcionamento do seu padrão que opera na frequência de 5GHz denominado IEEE 802.11a. A principal vantagem do IEEE 802.11a em relações aos os padrões é o uso dessa frequência em torno de 5GHz, devido não ocorrer interferências excessivas como nos padrões que utilizam 2,4 GHz. Foi a primeira a utilizar a técnica OFDM em comunicação baseada em pacotes, podendo ser implementadas tanto em ambientes *indoor* como *outdoor* (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Consiste em um padrão bastante robusto, com a possibilidade de operar utilizando diferentes tipos de modulações em cada subportadora e diferentes taxas de codificação. Combinando os dois, conseguimos taxas de transmissão bastante

variáveis, em torno de 6 a 54 Mbps. A Tabela 2.3 apresenta os valores dos parâmetros OFDM para a concepção do sistema neste padrão.

Parâmetros	IEEE 802.11a
Taxa de transmissão	6 a 54 Mbps
Largura de banda	20 MHz
N	64
Δf	312.5 kHz
T	3.2(μs)
T_g	800(ηs)
Modulação	BPSK QPSK 16-QAM 64-QAM

Tabela 2.3: Parâmetros OFDM do padrão IEEE 802.11a

Linha de Assinante Digital Assimétrica - ADSL

Na ADSL a modulação multi-portadora OFDM é chamada de DMT (*Discrete Multi Tone*). Constituída por duas classes padronizadas recentemente. A classe mais simples é denominada *ADSL Lite*, oferece taxas de transmissão de 1.5 Mbps e 500 Kbps nos sentidos *downlink* (rede para o usuário) e *uplink* (usuário para rede) respectivamente. A outra classe, de nome *Full Rate ADSL*, consegue obter taxas de transmissão de dados em torno de 8 Mbps em *downlink* e 800 Kbps em *uplink*. Nas duas classes é utilizado o mesmo valor de espaçamento em frequência das subportadoras e suas taxas de transmissão são múltiplas inteiras de 32Kbps (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). A Tabela 2.4 apresenta os valores dos parâmetros OFDM para 2 classes descritas anteriormente.

Sentido	Parâmetros	<i>ADSL Lite</i>	<i>Full Rate ADSL</i>
<i>Downlink</i>	N	127	255
	Δf	43.125 Hz	43.125 Hz
	T	231.9(μs)	231.9(μs)
	T_g	0	32 amostras
<i>Uplink</i>	N	31	31
	Δf	43.125 Hz	43.125 Hz
	T	231.9(μs)	231.9(μs)
	T_g	0	4 amostras

Tabela 2.4: Parâmetros OFDM das classes ADSL

2.2.5 Vantagens e Desvantagens

Vantagens

Como visto anteriormente a técnica OFDM faz a transmissão paralela dos dados de origem serial em diversas subportadoras ortogonais moduladas individualmente com QAM ou PSK (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Com isso se reduz a taxa de símbolos sem alterar a taxa de transmissão ou aumentar a ordem da modulação. Assim a equalização torna-se mais simples do que a equalização adaptativa utilizada em sistemas de portadora única. Trabalhar com canais de taxa de transmissão menores, traz uma grande resistência à seletividade do canal, tornando o efeito do canal sobre o sinal em até um desvanecimento plano. Isso acontece pois afeta pequenas partes das subportadoras sendo mais simples a recuperação da informação original. Podemos também citar o uso do prefixo cíclico minimizando a ocorrência de ISI e por fim a sobreposição do espectro trazendo uma grande eficiência espectral, característica e vantagem principal do sistema OFDM, quando comparada aos sistemas FDM.

Desvantagens

Apesar de todas as suas qualidades, o OFDM tem grandes problemas com picos de amplitude altas, devido a criar um elevado sinal de pico em relação à média (PAPR - *Peak to Average Power Ratio*), podendo levar o amplificador em processo de saturação, causando interferência entre subportadoras (ICI). Podemos também citar os problemas de perda de sincronismo do sistema, trazendo complexidade na transmissão dos seus símbolos que podem ser afetados por rotações de fase e interferências, além das atenuações inseridas pelo canal nas subportadoras. Assim é necessário a utilização de estimação e equalização de canal para minimizar alguns desses problemas e realizar a detecção coerente do sinal recebido.

3 *Estimação de Canal*

O problema do desvanecimento é uma das maiores fontes de perdas em sistemas de comunicação sem fio (RAPPAPORT, 1996). O sistema OFDM com a utilização do prefixo cíclico torna-se uma opção interessante para a transmissão em sistemas móveis. Porém, como vimos anteriormente, seus símbolos ainda estão sujeitos a distorções inseridas pelo canal móvel e perdas de ortogonalidade das subportadoras acarretando em interferências. Essas interferências causam rotações e desvios de amplitude da constelação. Assim usa-se a estimação de canal junto a equalização com o objetivo de corrigir essas atenuações e distorções que o sinal sofre durante a transmissão de seus símbolos (ARNDT, 2012)(COLERI et al., 2002)(YUAN, 2007).

Se utilizarmos em um sistema de comunicação modulação não-coerente, onde desconsideramos completamente a informação de fase do sinal recebido, a estimação de canal não se faz necessária. Entretanto nesse tipo de modulação o uso de taxas de transmissão elevadas é inviável devido ao seu desempenho cair muito com o aumento de bits por símbolo (HAYKIN, 2008). Por este fato usa-se modulações coerentes para obter elevadas taxas de transmissões, mesmo tendo um receptor mais complexo e a necessidade da estimação de canal para retirar a informação do sinal modulado corretamente (COLERI et al., 2002) (SHEN; MARTINEZ, 2006).

Um sistema multi-portadora também está sujeito aos efeitos do desvanecimento seletivo, mas como visto na Seção 2.2.5, este efeito é minimizado pela divisão da largura de banda. Assim cada subportadora no sistema OFDM se comporta como um canal de uma única portadora com desvanecimento de natureza plana, e conseqüentemente podemos implementar os mesmos métodos de estimação de canal desses tipos de sistemas (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). Das técnicas de estimação de canal existentes, predomina a transmissão de informação conhecidas pelo receptor, chamadas portadoras pilotos (YUAN, 2007) (ARNDT, 2012) (SHEN; MARTINEZ, 2006) (COLERI et al., 2002) (AKRAM, 2007). Neste capítulo será detalhado o uso deste tipo de estimação e os artifícios adicionais necessários para o mesmo.

3.1 Estimação baseada em portadoras pilotos

Esta técnica de estimação do canal é realizada inserindo portadoras pilotos em posições estratégicas no símbolo OFDM. As portadoras pilotos não carregam nenhuma informação útil, apenas o conteúdo destas é conhecido pelo receptor, tornando possível obter a função de transferência do canal (COLERI et al., 2002) (AKRAM, 2007). Para realizar a estimação do canal é necessário primeiramente determinar o desvanecimento nas subportadoras pilotos através de um estimador. Como esse valor é conhecido pelo receptor é possível estimar as variações do sinal recebido, e em seguida a estimação para todas as subportadoras de informação útil. Dependendo da distribuição das portadoras pilotos no símbolo OFDM a estimação pode ser feita apenas com o uso de um estimador ou acrescentando técnicas de interpolação.

Em resumo do sistema OFDM ilustrado na Figura 2.10, podemos representar o sistema que utiliza estimação de canal baseado em subportadoras pilotos pela Figura 3.1. O diagrama de bloco é semelhante ao sistema OFDM convencional, a diferença é a inclusão de dois blocos adicionais. O primeiro no transmissor referente a inserção das portadoras pilotos e o segundo no receptor onde ocorre a estimação de canal e a correção do sinal recebido.

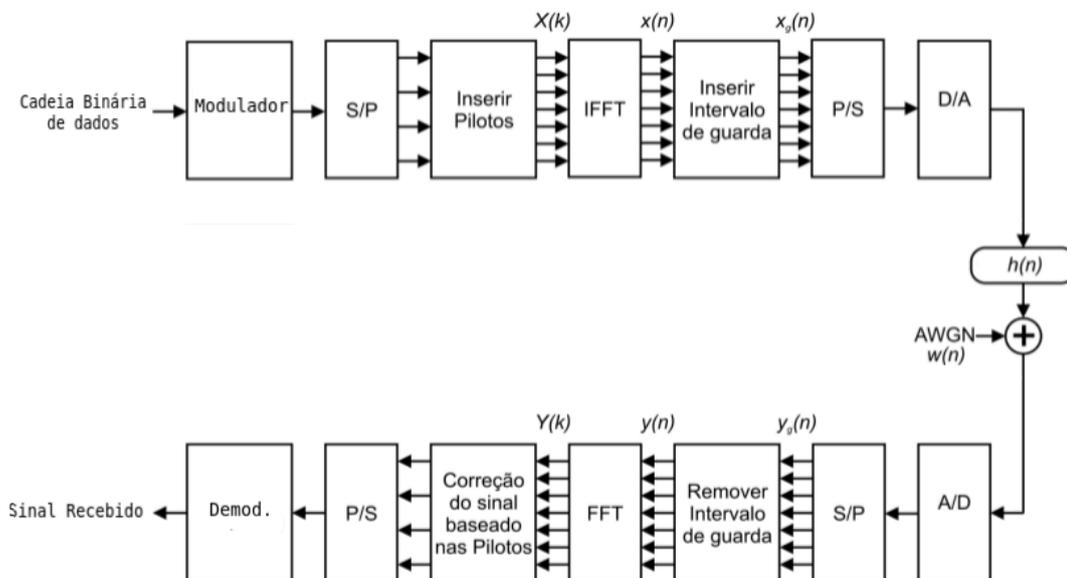


Figura 3.1: Diagrama de blocos para sistemas OFDM utilizando subportadoras pilotos para estimação de canal (YUAN, 2007).

3.2 Distribuição das portadoras pilotos

A escolha de uma forma de distribuição das subportadoras pilotos depende muito do ambiente onde o sistema será empregado. Podem ser implementadas em diversos arranjos tanto na frequência quanto no tempo como pode ser visto em (YUAN, 2007) (SHEN; MARTINEZ, 2006) (GUO et al., 2012) (LIMA GUSTAVO C; AQUINO, 2006) (COLERI et al., 2002) (AKRAM, 2007). É importante a escolha da alocação adequada e o espaçamento entre elas para o não comprometimento da estimação do canal. As mais usuais são os arranjos *Block type* e *Comb type* sendo este último o utilizado neste trabalho. No primeiro método citado o símbolo OFDM é formado apenas por tons pilotos e enviados periodicamente no domínio do tempo entre as subportadoras de informação útil, ou seja espaçados no tempo, porém contemplados em todas as frequências. Como nos símbolos piloto todas as subportadoras transportam informação conhecida pelo receptor, o canal é estimado para todas as frequências presentes no símbolo, sendo conveniente também para os símbolos seguintes correspondente a informação útil. Em outras palavras a estimativa obtida com o símbolo piloto vai ser utilizado para detectar os símbolos de dados também. Uma nova estimação é feita a cada símbolo piloto enviado (SHEN; MARTINEZ, 2006). O objetivo é estimar as condições do canal tendo em vista os sinais pilotos especificados na transmissão e conhecidos no receptor. No método *Comb type* as subportadoras pilotos são inseridas em todo o período de transmissão e separados uniformemente uma das outras em uma determinada frequência. A Figura 3.2 ilustra a disposição das subportadoras pilotos dentro do *frame* OFDM nestes dois métodos.

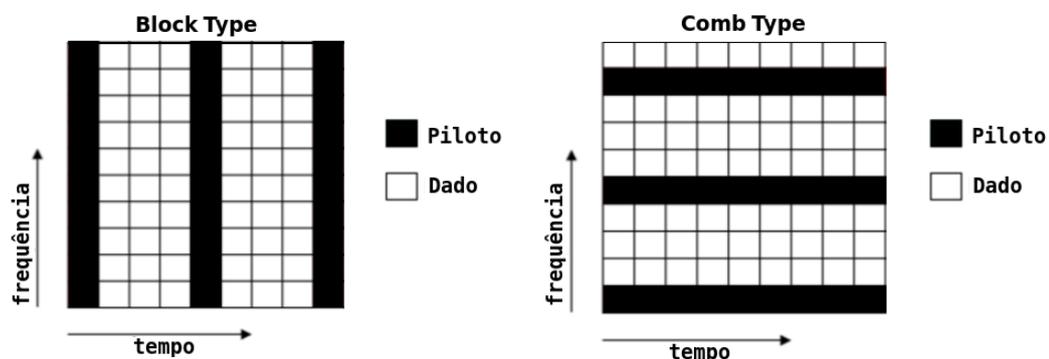


Figura 3.2: Métodos de alocação piloto (SHEN; MARTINEZ, 2006).

O arranjo *block type* foi desenvolvido para canais com desvanecimento lento e com pequeno efeito Doppler, sendo assim, mais adequado para os canais com variação lenta. Já o arranjo *comb-type* tem-se mostrado adequado para a estimativa de canais com

desvanecimento rápido e baixa seletividade em frequência (HSIEH; WEI, 1998) e pela necessidade de equalização em canais que variam até mesmo no intervalo de duração do símbolo OFDM (COLERI et al., 2002).

Neste método a estimação é dividida em estimação do sinal piloto e interpolação de canal. Após a determinação do comportamento do canal sobre as subportadoras pilotos determinamos, utilizando a interpolação, a ação do canal sobre as portadoras de informação útil. A estimativa da resposta do canal nos dois métodos é geralmente obtida por estimadores como o de mínimos quadrados (*Least Square* - LS), erro quadrático médio mínimo (*Minimum Mean Square Error* - MMSE) ou máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood*- ML).

No presente trabalho implementaremos a estimação utilizando o arranjo *comb-type* com o estimador baseado no método dos mínimos quadrado (LS) sendo ele de baixa complexidade, porém sensível a ruído e ICI (YUAN, 2007) (SHEN; MARTINEZ, 2006). O uso do arranjo *block type* e o uso de outros estimadores podem ser vistos em (COLERI et al., 2002) (YUAN, 2007) (SHEN; MARTINEZ, 2006). Esse estudo nos fornece uma análise detalhada do uso de portadoras pilotos para estimação do canal, do estimador empregado e a avaliação de desempenho das diferentes técnicas de interpolação de acordo com o tipo de canal usado.

3.3 Estimação de canal com portadoras pilotos baseado no arranjo *comb type*

Com base no diagrama da Figura 3.1 primeiramente, no transmissor após a conversão serial para paralelo (S/P) das N subportadoras que formam o símbolo OFDM, é alocado N_p subportadoras pilotos representadas por $X_p(m)$, para $m = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1$ com espaçamento uniforme dado por $L = N/N_p$. Assim o sinal $X(k)$ é formado por N_p subportadoras pilotos e $N - N_p$ subportadoras de informação útil, e a partir destas informações, podemos representar quais subportadoras contém dados e quais são pilotos em cada subcanal por (YUAN, 2007)(COLERI et al., 2002):

$$X(k) = X(mL - l) = \begin{cases} X_p(m) & l = 0 \\ \text{Dados} & l = 1, 2, \dots, L - 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

onde k é o índice das subportadoras. Dada a Equação 2.10, considerando que o intervalo de guarda seja de tamanho suficiente para que minimize os problemas de ICI e ISI,

podemos obter a relação entrada e saída do sistema relativo as subportadoras pilotos de acordo com a expressão 3.2.

$$Y_p(m) = X_p(m).H_p(m) + W_p(m) \quad (m = 0, \dots, N_p - 1) \quad (3.2)$$

onde $H_p(m)$ e $W_p(m)$ correspondem ao canal e o ruído aditivo respectivamente no domínio da frequência que afetam as subportadoras pilotos. No receptor após a demodulação dos símbolos OFDM por FFT, se realiza o processo de correção do sinal pelas portadoras pilotos. O diagrama de blocos ilustrado na figura 3.3 detalha este processo.

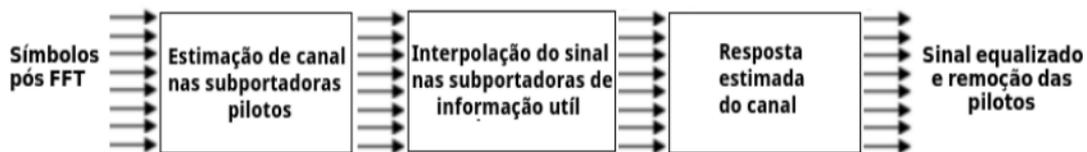


Figura 3.3: Diagrama de blocos detalhando a estimação de canal no método comb type (YUAN, 2007).

Primeiramente com base no estimador de quadrados mínimos e desconsiderando o ruído aditivo obtemos a estimação de canal $\hat{H}_{p,L S}(m)$ referente a essas subportadoras. A Equação 3.3 expressa o cálculo desta estimativa (SHEN; MARTINEZ, 2006) (COLERI et al., 2002).

$$\hat{H}_{p,L S}(m) = \frac{Y_p(m)}{X_p(m)} \quad (m = 0, \dots, N_p - 1) \quad (3.3)$$

onde $X_p(m)$ e $Y_p(m)$ correspondem as subportadoras pilotos transmitidas e recebidas respectivamente. Finalmente, utilizando técnicas de interpolação, se obtêm as condições do canal $H(k)$ relativa as subportadoras de informação útil, tomando a estimação completa do canal. Com a estimação obtida, realizamos o processo de equalização através do equalizador de forçagem a zero (*ZeroForcing* – ZF) onde sua saída é o inverso do canal ignorando o ruído aditivo (HAYKIN, 2008) (PIMENTEL, 2007). Trata-se de um equalizador linear que tem como objetivo eliminar a ISI. Atráves de uma transformação linear sobre os sinais recebidos o equalizador ZF desfaz os efeitos do canal restaurando a forma do sinal transmitido (GOLDSMITH, 2005). Portanto, temos a sinal corrigido através deste equalizador de acordo com a seguinte equação 3.4 (ISHINI; AKAMINE, 2014).

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\hat{H}(k)} \quad (3.4)$$

A próxima seção aborda algumas técnicas de interpolação utilizadas para estimação completa do canal.

3.4 Técnicas de Interpolação

Interpolação é o processo que permite construir um novo conjunto de dados (estimação) a partir de um conjunto de informação previamente conhecida. No caso da estimação de canal, a utilização de técnicas de interpolação fornecem a resposta ao impulso do canal para todas as subportadoras transmitidas, a partir das subportadoras piloto. Para esta finalidade é necessário o uso de técnicas de interpolação eficientes para a estimação de canal das subportadoras de dados. Elas podem ser realizadas no domínio da frequência ou no tempo. Em (YUAN, 2007) (ISHINI; AKAMINE, 2014) (ROCHA, 2007) (SHEN; MARTINEZ, 2006) (COLERI et al., 2002), foram apresentadas técnicas em ambos os domínios. No presente trabalho, abordaremos quatro técnicas no domínio da frequência e por fim uma no domínio do tempo.

3.4.1 Interpolação Linear

A interpolação linear é a que possui menor complexidade em relação as técnicas a serem empregadas. Neste algoritmo dois sucessivos valores referentes a estimação de canal nas subportadoras pilotos $\hat{H}_p(m)$ e $\hat{H}_p(m+1)$ são utilizadas, para realizar a estimação nas outras subportadoras localizadas entre as conhecidas. Basicamente ela captura as subportadoras pilotos transmitidas e realiza uma aproximação linear recuperando o sinal através da Equação 3.5 (SHEN; MARTINEZ, 2006).

$$\hat{H}(k) = \hat{H}_{p,L S}(mL+l) = \hat{H}_{p,L S}(m) + (\hat{H}_{p,L S}(m+1) - \hat{H}_{p,L S}(m))\left(\frac{l}{L}\right) \quad (l = 0, \dots, L-1) \quad (3.5)$$

3.4.2 Interpolação de segunda ordem

A interpolação de segunda ordem possui um melhor desempenho do que o método linear. No entanto, a complexidade computacional cresce à medida que a ordem

é aumentada. Neste caso a estimativa de canal é obtido por uma combinação linear ponderada utilizando três adjacentes valores referentes a estimação de canal nas subportadoras pilotos $\hat{H}_p(m)$. O algoritmo de interpolação é expresso por (YUAN, 2007) (COLERI et al., 2002):

$$\hat{H}(k) = \hat{H}_{p,L S}(mL + l) = c_0 \hat{H}_{p,L S}(m - 1) + c_1 \hat{H}_{p,L S}(m) + c_2 \hat{H}_{p,L S}(m + 1) \quad (l = 0, \dots, L - 1) \quad (3.6)$$

onde

$$\begin{cases} c_0 = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \\ c_1 = -(\alpha-1).(\alpha+1), \text{ onde } \alpha = \frac{l}{L} \\ c_2 = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \end{cases}$$

Sendo uma combinação linear o algoritmo é uma expressão construída a partir das estimativas de três adjacentes valores de $\hat{H}_{p,L S}(m)$ multiplicando-se cada um deles por constantes (c_0 , c_1 e c_2) e somando os resultados.

3.4.3 Interpolação spline cúbica

Na técnica spline cúbica a função transferência de cada subportadora é aproximada por interpolação polinomial de terceira ordem. A estimação é feita através da obtenção de coeficientes polinomiais de interpolação usando quatro subportadoras pilotos adjacentes, produzindo um polinômio suave e contínuo a partir dos dados obtidos das subportadoras (ISHINI; AKAMINE, 2014). Esta técnica tem uma complexidade de implementação superior se comparada com a interpolação linear e de segunda ordem, entretanto seu desempenho é relativamente melhor viabilizando sua execução (ISHINI; AKAMINE, 2014). Sua complexidade é maior devido a busca por polinômios de terceira ordem e por utilizar 4 amostras referentes a resposta do canal das subportadoras pilotos. Para as simulações, o algoritmo desta interpolação pode ser implementado utilizando a função "spline" do software MATLAB.

3.4.4 Interpolação por filtro passa-baixa

Nesta interpolação primeiramente se insere amostras nulas (zeros) entre as amostras da resposta em frequência do canal nas subportadoras pilotos (SHEN; MARTINEZ, 2006) (ROCHA, 2007), como se fosse uma sobre-amostragem. Após esse processo, é

realizada uma filtragem passa-baixa através de um filtro FIR (*Finite Impulse Response*), sendo que este filtro inaltera os valores das amostras da resposta do canal e interpola as restantes correspondente as nulas inseridas. O filtro desempenha o papel de interpolar essas amostras não nulas reconstruindo a sequência original, porém com mais amostras determinado a estimação do canal e removendo as componentes de ruído presentes (YUAN, 2007). Em outras palavras o filtro FIR é o responsável pela substituição das amostras nulas inseridas por valores mais próximos do ideal da resposta do canal. O número de amostras da resposta do canal nas subportadoras pilotos utilizadas para a interpolação depende do comprimento da resposta ao impulso do filtro, onde geralmente são pequenos (ROCHA, 2007). Mesmo utilizando poucas amostras, esta técnica possui complexidade semelhante a interpolação spline cúbica, devido a necessidade da realização do cálculo de convolução para obter a filtragem passa-baixa. Para as simulações, esta interpolação pode ser realizada através da função "interp" no MATLAB.

3.4.5 Interpolação por Transformada rápida de Fourier

Primeiramente passamos o sinal contendo as amostras da resposta do canal das subportadoras pilotos para o domínio do tempo através da IFFT, conforme mostra a equação 3.7 (ISHINI; AKAMINE, 2014).

$$\hat{h}_p(m) = IFFT\{\hat{H}_p(m)\} \quad (3.7)$$

Em seguida, como na interpolação passa-baixa inserimos amostras nulas (zeros) nesta sequência, porém após a última amostra da resposta do canal até que esta sequência tenha o tamanho da resposta completa do canal ($NP + N$). Por fim é tomada a FFT obtendo um sinal interpolado por FFT de subportadoras pilotos juntamente com subportadoras nulas. Estas amostras nulas são interpoladas de forma a aumentar a resolução na frequência e obter os valores entre as amostras originais, realizando a estimação completa do canal. Esta técnica possui maior complexidade que as outras técnicas de interpolação vistas. Nesta utiliza-se de todas as amostras para obter a interpolação, além da realização do cálculo de DFT e IDFT. O uso de todas as amostras faz com que se obtenha uma interpolação com erro quadrático médio (MSE) menor (COLERI et al., 2002).

3.5 Considerações

Em sistemas OFDM mesmo com sua excelente eficiência na transmissão em canais com seletividade em frequência, a estimativa de canal eficiente é essencial para recuperar o sinal recebido. O uso das subportadoras pilotos é uma alternativa para obter a estimativa corrigindo as atenuações e distorções causadas pelo canal de comunicação. No arranjo *comb type* técnicas interpolação são necessárias para estimar a resposta em frequência do canal nas subportadoras de informação útil. Por isso, o desempenho da estimativa de canal depende muito da técnica da interpolação empregada.

4 *Simulações e resultados*

Esse capítulo tem como objetivo descrever as simulações computacionais realizadas e os resultados obtidos no estudo da estimação e interpolação de canal em sistemas OFDM baseado no arranjo *comb type* de subportadoras pilotos. A implementação foi realizada utilizando a ferramenta computacional MATLAB (versão R2015a). O bloco de processamento do sinal, ou seja, a codificação do sinal fonte e a codificação de canal, utilizadas em sistemas OFDM e a presença de efeito doppler foram deconsiderados neste trabalho. Também assumiu-se o perfeito sincronismo entre transmissor e receptor, focando o trabalho nos blocos de modulação/demodulação e transmissão/recepção do sinal pelo canal com múltiplos caminhos. Os canais usados serão detalhados na Seção 4.1. Desprovido de codificação de canal, o desempenho será avaliado através de gráficos representando o cálculo de curvas de SER (taxa de erro de símbolo- *Symbol Error Rate*), levando-se em consideração diferentes valores de razão sinal ruído (SNR). Os parâmetros utilizados para as simulações serão descritos na Seção 4.3. Optou-se por não utilizar nenhuma aplicação do sistema OFDM vistos na Seção 2.2.4. Portanto, as simulações não seguem nenhum padrão de parâmetros específicos. Utilizou-se com base para as simulações os trabalhos (SHEN; MARTINEZ, 2006) (ROCHA, 2007).

4.1 **Canais Brasil**

Como visto anteriormente, transmitindo um sinal por um canal móvel dispersivo no tempo, o mesmo chegará no receptor por diversos percursos caracterizando o desvanecimento por múltiplos caminhos, fato que gera ISI e conseqüentemente perdas neste sinal. Sendo essas perdas de natureza aleatória, é aconselhável o uso de perfis de múltiplos caminhos para fins de simulações e testes do sistema. Para avaliar o desempenho da estimação de canal, neste trabalho utilizou-se os chamados *Canais Brasil* A, B, C, D e E especificados pela ITU-R para sistemas de televisão digital, retirados de (ITU, 2003). Os valores de atraso e atenuação dos canais são vistos na Tabela 4.1.

Canal	Descrição	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
Brasil A	Atrasos (μs)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten.(dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
Brasil B	Atrasos (μs)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Aten.(dB)	0	12	4	7	15	22
Brasil C	Atrasos (μs)	0	0,09	0,42	1,51	2,32	2,80
	Aten.(dB)	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
Brasil D	Atrasos (μs)	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten.(dB)	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
Brasil E	Atrasos (μs)	0	1	2	-	-	-
	Aten.(dB)	0	0	0	-	-	-

Tabela 4.1: Perfil de múltiplos caminhos dos Canais Brasil especificado pela ITU

As características de cada canal são descritas abaixo (ARNDT, 2012)(GUIMARÃES; GOMES, 2006).

Canal Brasil A

Reflete situações de uso de uma antena externa na recepção. Seu perfil apresenta 6 percursos distintos, simulando um sinal com atrasos medianos e atenuações razoavelmente fortes. A Figura 4.1 representa a resposta em frequência do canal A, utilizando uma frequência de amostragem de 8 MHz.

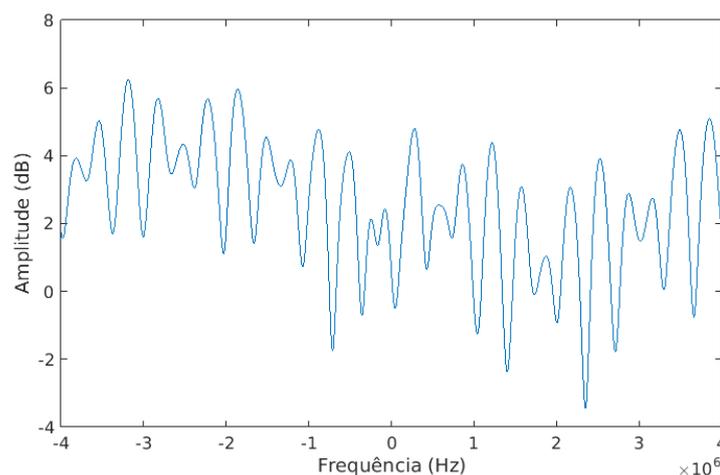


Figura 4.1: Resposta em Frequência do canal Brasil A.

Canal Brasil B

Reflete situações de uso de uma antena interna na recepção. Seu perfil apresenta 6 percursos distintos, simulando um sinal com atrasos grandes e atenuações superiores

a 4 dB. A Figura 4.2 representa a resposta em frequência do canal B, utilizando uma frequência de amostragem de 8 MHz.

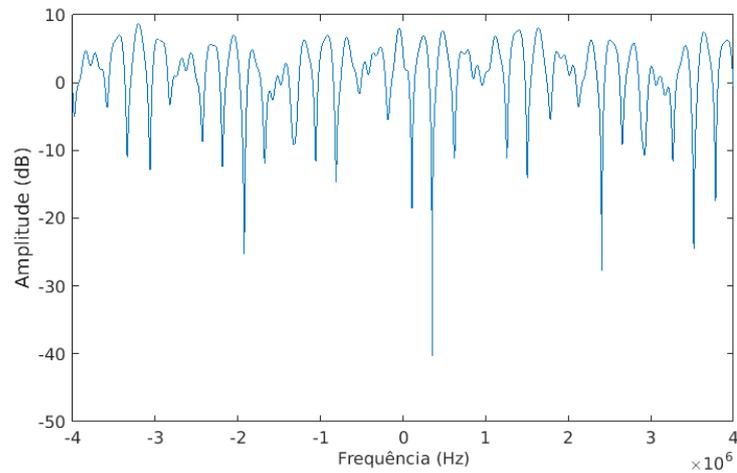


Figura 4.2: Resposta em Frequência do canal Brasil B.

Canal Brasil C

Reflete situações de transmissão em ambientes montanhosos, sem visada direta com o transmissor. Seu perfil apresenta 6 percursos distintos, simulando um sinal com atrasos baixos e atenuações pequenas. A Figura 4.3 representa a resposta em frequência do canal C, utilizando uma frequência de amostragem de 8 MHz.

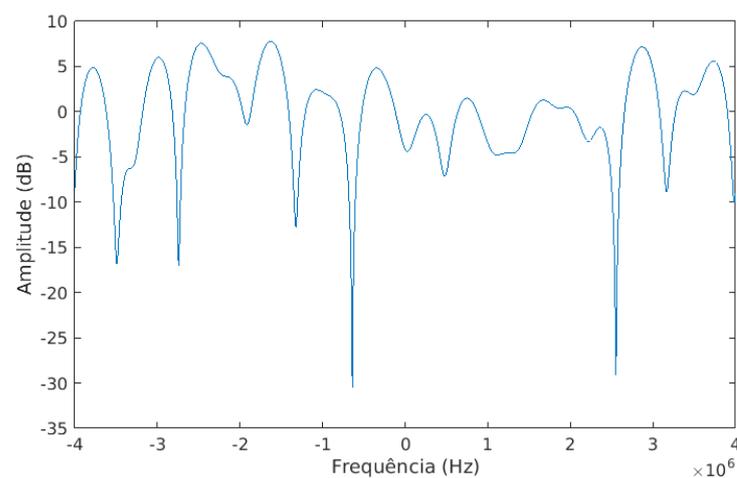


Figura 4.3: Resposta em Frequência do canal Brasil C.

Canal Brasil D

Seu perfil apresenta 6 percursos distintos, simulando um sinal com atrasos relativamente medianos, semelhantes aos do canal Brasil A e atenuações pequenas. A

Figura 4.4 representa a resposta em frequência do canal D, utilizando uma frequência de amostragem de 8 MHz.

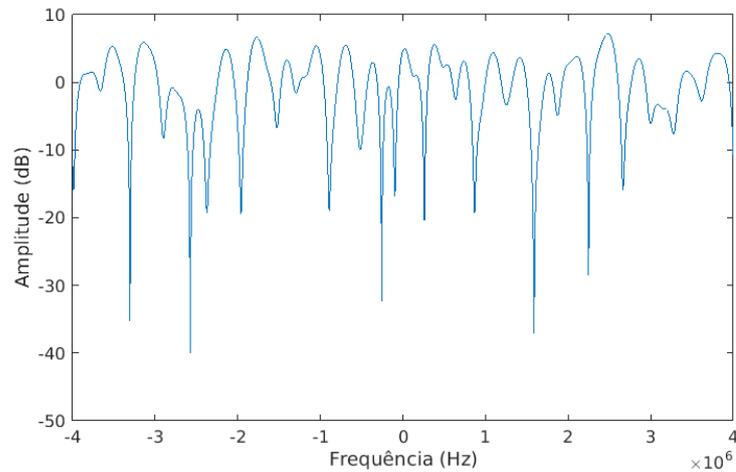


Figura 4.4: Resposta em Frequência do canal Brasil D.

Canal Brasil E

Seu perfil diferente dos anteriores apresenta apenas 3 percursos distintos, simulando um sinal com atrasos baixos e não apresentam atenuações. Pode ser avaliado como a recepção de um sinal em uma rede Rede de Frequência Única. A Figura 4.5 representa a resposta em frequência do canal E, utilizando uma frequência de amostragem de 8 MHz.

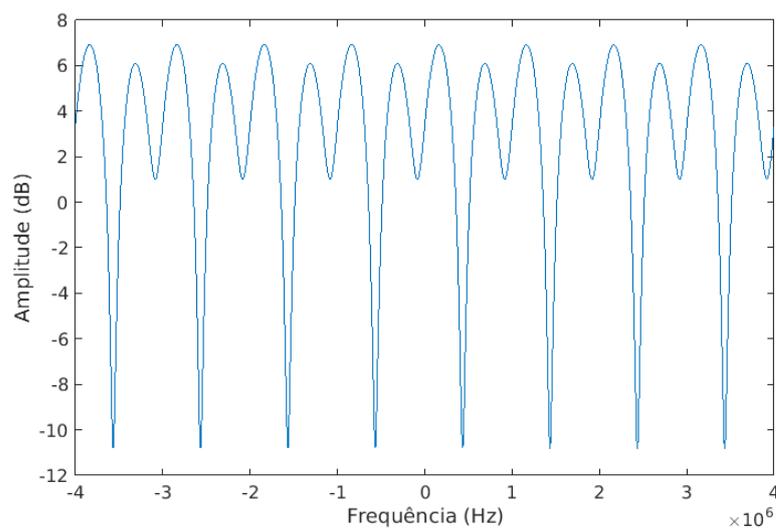


Figura 4.5: Resposta em Frequência do canal Brasil E.

Considerações

Pela Tabela 4.1 e as Figuras 4.1, 4.2 e 4.3, percebe-se que, o canal Brasil A, B e C correspondem a canais com uma seletividade em frequência média, alta e baixa respectivamente. Vale ressaltar que segundo (CARRARA et al., 2009), os canais Brasil são perfis modelados a partir de dados teóricos e não por medidas reais, porém cada um deles procura refletir as possíveis situações que podem ocorrer em supostos ambientes.

4.2 Algoritmo de simulação

O algoritmo de simulação criado no software MATLAB, elabora um sistema OFDM genérico, ou seja, não segue a um padrão de aplicação específico. O sistema é o mesmo visto anteriormente na Figura 3.1 e é ilustrado novamente de forma mais detalhada pela Figura 4.6 como referência. No algoritmo foram desconsideradas codificação de canal, conversão analógico-digital, conversão digital-analógico e a transmissão em banda passante. As curvas de SER, aqui ilustradas, foram obtidas de uma média de 2000 *frames* de 10 símbolos OFDM, enviados para cada SNR obtendo um resultado mais preciso referente ao desempenho da estimação. Todo o processo de geração, transmissão e recepção do sinal é apresentando nas subseções seguintes.

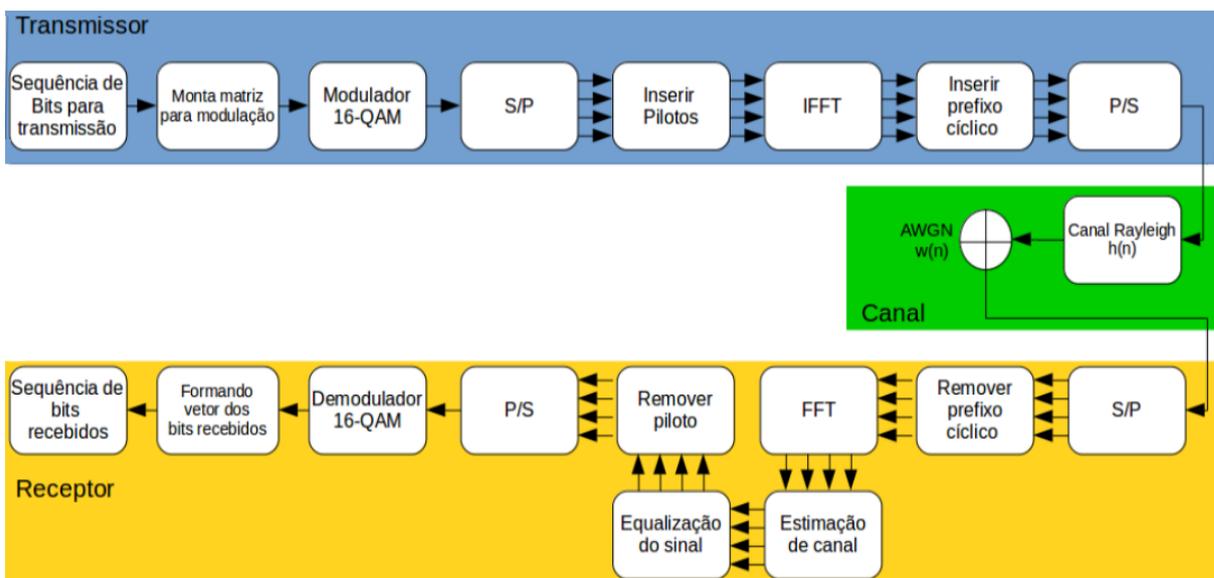


Figura 4.6: Diagrama de blocos do algoritmo de simulação do sistema OFDM.

4.2.1 Transmissor

Primeiramente através da função *randint*, geramos a sequência aleatória binária a ser transmitida. Em seguida adequamos o vetor para uma matriz que o número de colunas corresponde ao número de bits transmitidos por símbolo, para a eventual modulação utilizada nas subportadoras. Assim a quantidade de bits a serem transmitidas em cada uma das subportadoras do sistema depende do tipo de modulação usada nas mesmas, no caso de usar 16 QAM teremos 4 bits por símbolo. Em seguida o sinal é convertido de serial para paralelo e são inseridas as subportadoras pilotos de acordo com o arranjo *comb type*. Cada sinal paralelo modula uma subportadora onde a soma dessas formam o símbolo OFDM. Finalmente através da IFFT tomamos a modulação OFDM, gerando uma matriz com N linhas correspondente ao número de subportadoras do sistema e M colunas representando número de símbolos OFDM que serão transmitidos por *frame* como ilustrado na Figura 4.7. Assim, para melhor entendimento, um símbolo OFDM é formado pela IFFT da soma dos sub-símbolos complexos gerados pela modulação em cada subportadora do sistema.

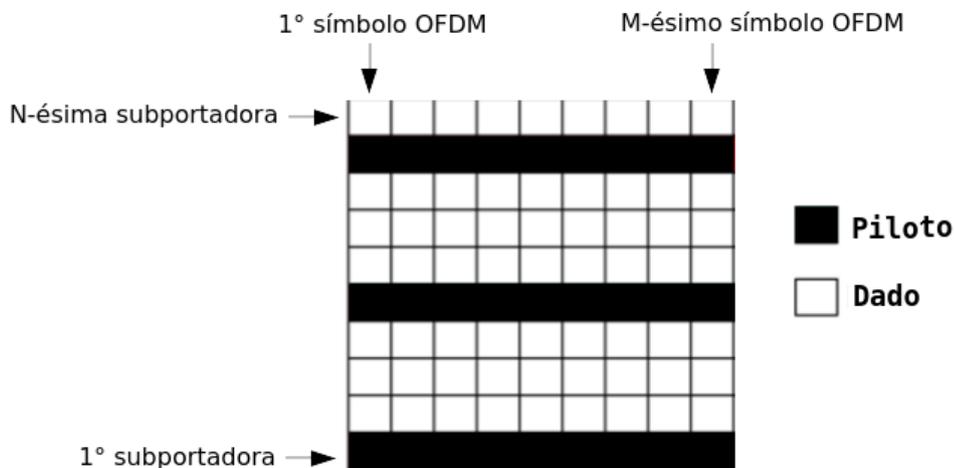


Figura 4.7: Estrutura de transmissão de um *frame* OFDM utilizando subportadoras pilotos no arranjo *Comb Type*.

Adiante inserimos o prefixo cíclico como intervalo de guarda aumentando o tamanho dos vetores linha da matriz para $N + N_{cp}$, sendo N_{cp} o comprimento do prefixo cíclico. Por fim retomamos o sinal na forma serial através da conversão paralelo-serial e assim transmitimos os símbolos OFDM pelo canal móvel.

4.2.2 Canal

Através da função *rayleighchan* simulamos um canal com múltiplos caminhos seguindo uma distribuição do tipo Rayleigh com os valores de atraso e atenuações especificados nos canais Brasil A, B, C, D e E. Realizamos a convolução do canal com o sinal transmitido e somamos com um ruído AWGN de variância ajustada para uma determinada faixa de SNR.

4.2.3 Receptor

Uma vez que o sinal é submetido às perdas impostas pelo canal, retomamos o mesmo na forma paralela e realizamos a demodulação OFDM. Na demodulação primeiramente removemos o prefixo cíclico inserido e adiante aplicamos a FFT. Com o sinal no domínio da frequência, realizamos a estimação de canal e correção do sinal baseado nas subportadoras pilotos inseridas na transmissão com o auxílio das técnicas de interpolação e utilizando o equalizador de forçagem a zero. Por fim removemos as subportadoras pilotos e tomamos a conversão paralelo-serial. O sinal recebido é demodulado e comparado com o sinal transmitido de maneira a computar a SER.

4.3 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações através de gráficos do desempenho de SER levando-se em consideração diferentes valores de razão sinal ruído (SNR). Por meio da SER realizamos uma comparação dos símbolos transmitidos antes da modulação com os recebidos pós demodulação, computando o número de erros e a taxa de erros dos mesmos. Trata-se de uma medida bastante importante para situações de perda de potência e distorções no sinal transmitido devido principalmente ao meio de propagação, como o canal móvel detalhado no Capítulo 2 (HAYKIN, 2008). Veremos também a constelação dos subsímbolos QAM sem o uso da estimação e equalização e esta mesma constelação após a equalização do sinal recebido. A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros do sistema OFDM utilizados nas simulações, lembrando que os parâmetros não seguem nenhuma aplicação ou padrão específico.

Especificações	Valores
Número total de subportadoras	2048
Número de subportadoras de dados	1792
Número de subportadoras pilotos	256
Número de símbolos OFDM transmitidos por <i>frame</i>	10
<i>Frames</i> transmitidos	2000
Largura de banda ocupada	8MHz
Duração do símbolo OFDM	256 μ s
Duração do prefixo cíclico	16 μ s (1/16)
Modulação utilizada	16-QAM
Espaçamento entre subportadoras pilotos	8

Tabela 4.2: Parâmetros para o sistema OFDM utilizado para as simulações.

As Figuras 4.8 a 4.12 ilustram o desempenho de SER dos algoritmos de interpolação para os canais Brasil e com valores de SNR variando entre 0 a 40 dB. Para fins de comparação de desempenho inserimos uma curva de SER também utilizando o equalizador de forçagem a zero (*Zero Forcing* - ZF), porém considerando o total conhecimento da resposta ao impulso do canal.

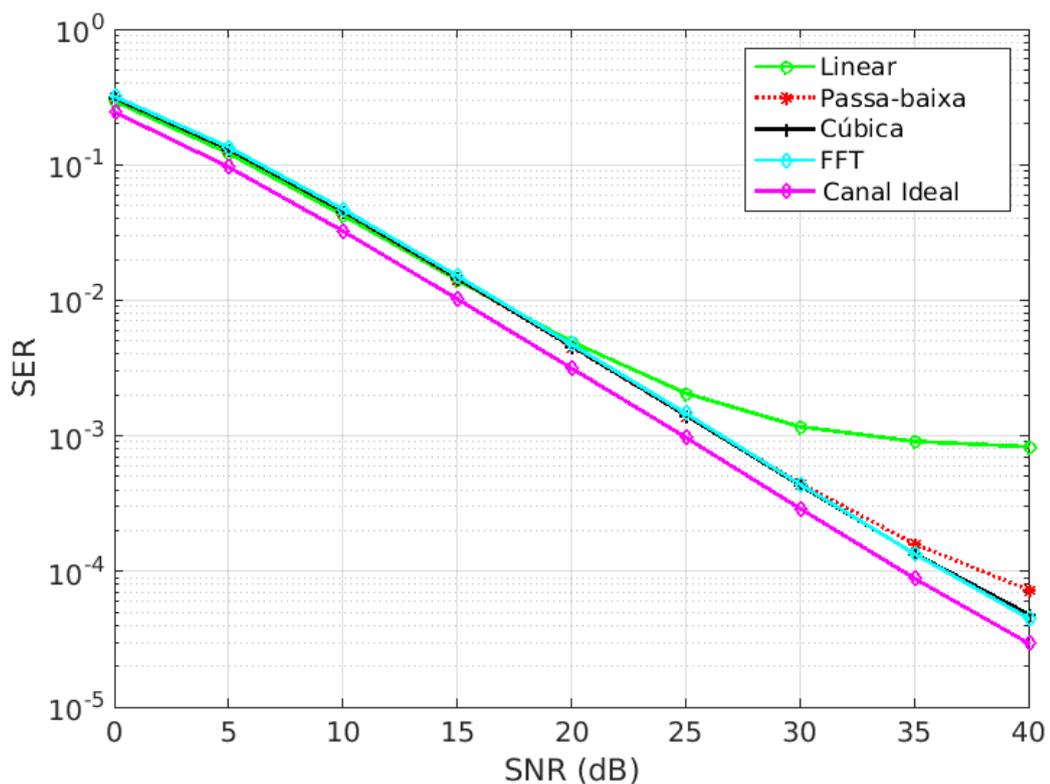


Figura 4.8: Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo.

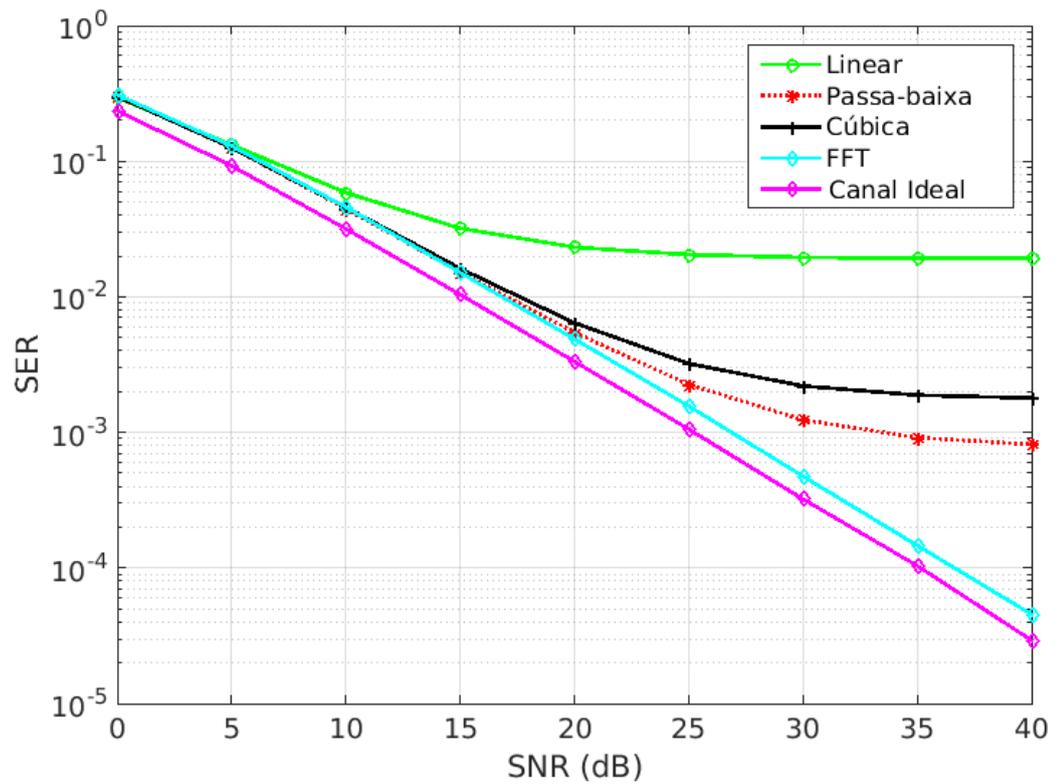


Figura 4.9: Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil B combinado com ruído aditivo.

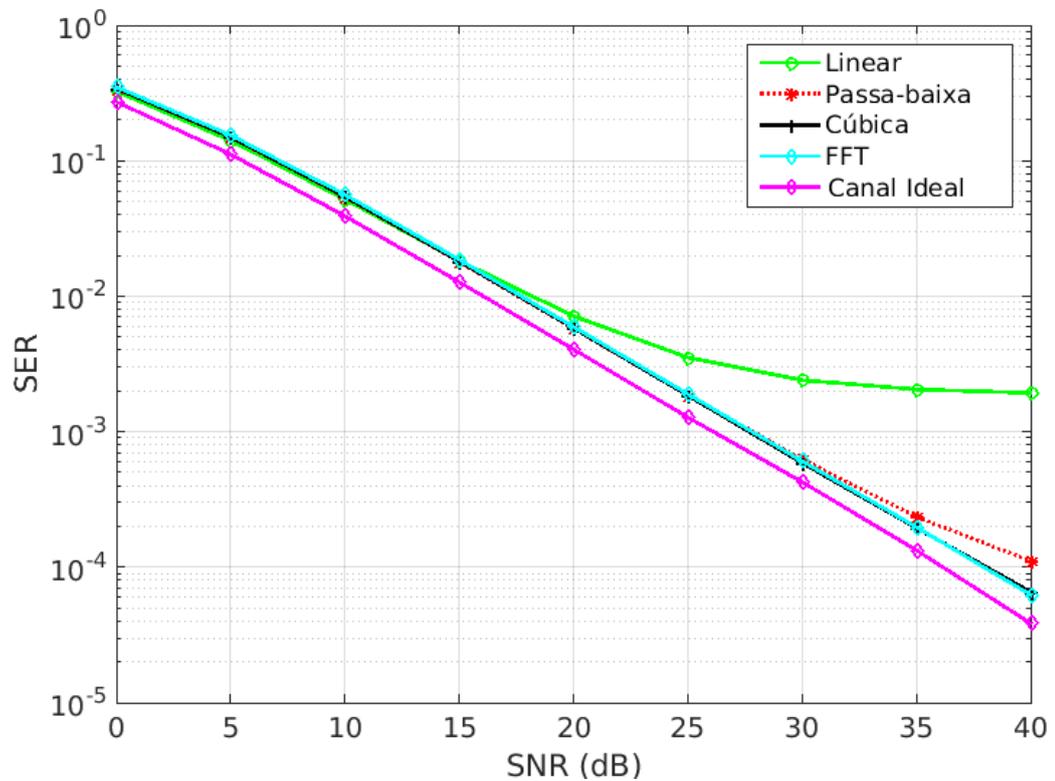


Figura 4.10: Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil C combinado com ruído aditivo.

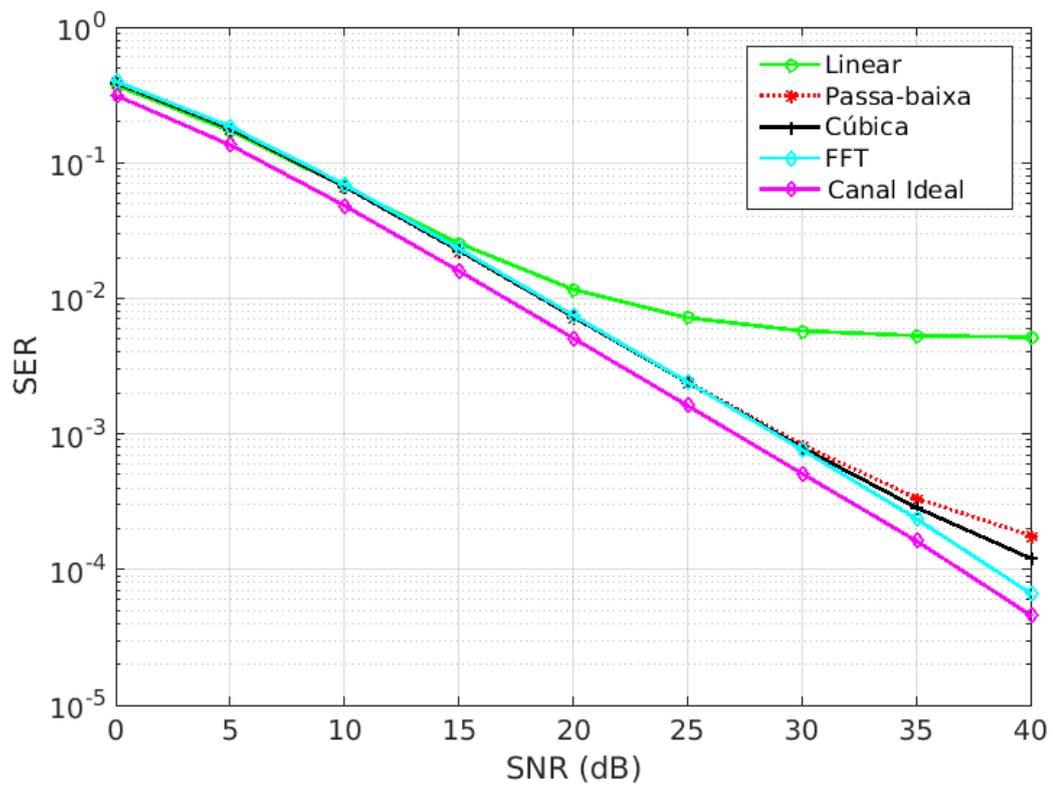


Figura 4.11: Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil D combinado com ruído aditivo.

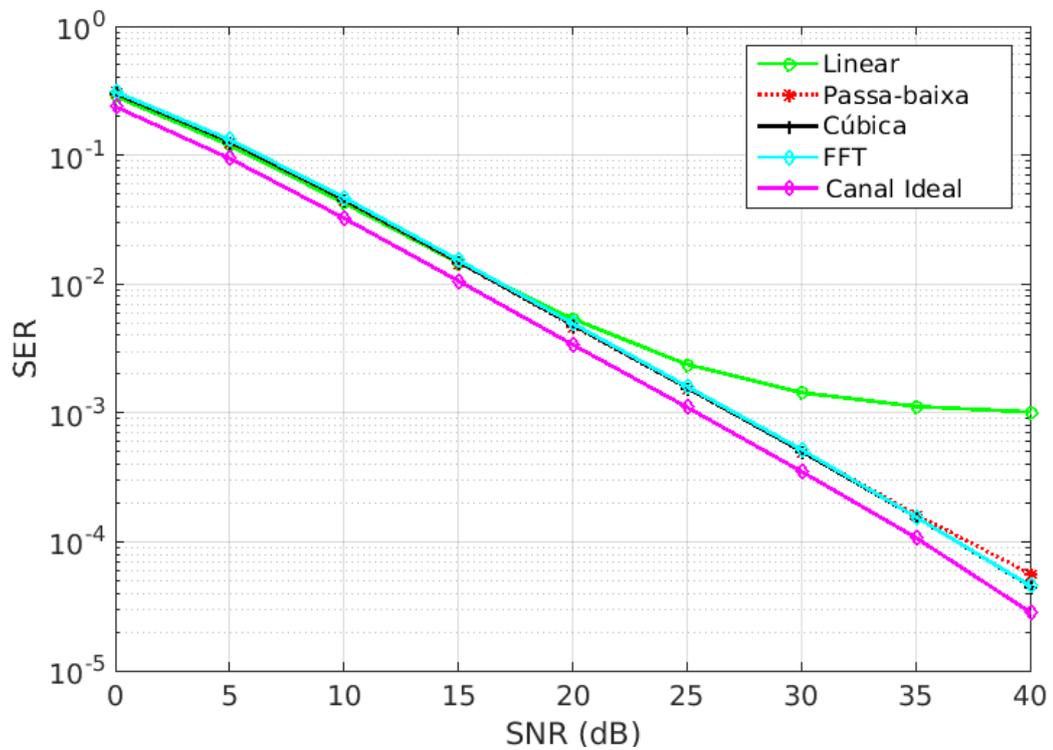


Figura 4.12: Taxa de erro de símbolo utilizando modulação 16 QAM para o canal Brasil E combinado com ruído aditivo.

Como visto na Seção 4.1, sendo o canal A como um canal com seletividade média em frequência, as técnicas de interpolação possuem desempenho relativamente iguais nas faixas de 0 a 20 dB. A partir deste valor a interpolação linear começa a obter resultados inferiores, seguida da interpolação passa-baixa em valores acima de 30 dB. As interpolações por FFT e spline cúbica seguem com desempenho similar ao equalizador ZF obtendo resultados satisfatórios. Assim constata-se que as interpolações FFT e spline cúbica tem o melhor desempenho entre as técnicas de interpolação apresentando uma taxa de erro de símbolo de 10^{-5} para uma SNR de 40 dB. As interpolações passa-baixa e linear obtiveram resultados na ordem de 10^{-4} e 10^{-3} também para uma SNR de 40 dB respectivamente.

Considerando o canal B como um canal com seletividade alta em frequência, as técnicas de interpolação possuem desempenho relativamente iguais nas faixas de 0 a 5 dB. Percebe-se que as interpolações no domínio da frequência não conseguiram estimar de forma correta ou satisfatória o canal, diferente da interpolação no domínio do tempo FFT apresentando uma taxa de erro de símbolo perto de 10^{-5} . A interpolação passa-baixa e spline cúbica obtiveram um desempenho na ordem de 10^{-3} com uma ligeira vantagem da passa-baixa, enquanto que a linear obteve na ordem de 10^{-2} . Ambos valores de taxa de erro de símbolo válidos apenas para 40 dB de SNR.

No canal C as técnicas de interpolação possuem desempenho relativamente iguais nas faixas de 0 a 15 dB. Novamente a interpolação por FFT obteve os melhores resultados apresentando uma taxa de erro de símbolo em meados de 10^{-4} , mesmo desempenho referente a interpolação spline cúbica. A interpolação passa-baixa obteve um resultado ligeiramente inferior aos dois anteriores porém na mesma ordem de 10^{-4} . A interpolação linear apresentou uma taxa de erro de símbolo na ordem de 10^{-3} . Ambos valores de taxa de erro de símbolo válidos apenas para 40 dB de SNR.

No canal D as técnicas de interpolação possuem desempenho relativamente iguais nas faixas de 0 a 15 dB. Com pior desempenho, a interpolação linear obteve uma taxa de erro de símbolo na ordem de 10^{-2} seguida da interpolação passa-baixa com desempenho na ordem de 10^{-4} . Com um desempenho na mesma ordem da interpolação passa-baixa, porém com uma leve superioridade aparece a interpolação por spline cúbica. Por fim a interpolação FFT constata uma taxa de erro de símbolo abaixo de 10^{-5} , sendo o mais próximo a obter um desempenho similar ao equalizador ZF. Ambos valores de taxa de erro de símbolo válidos apenas para 40 dB de SNR.

No canal E as técnicas de interpolação possuem desempenho relativamente iguais nas faixas de 0 a 20 dB. Neste canal a interpolação por FFT obteve o melhor desempenho dentre todas as interpolações e canais utilizados. Foi computado uma taxa de erro de símbolo próximos a 10^{-5} nesta interpolação, seguida da interpolação spline cúbica com valores praticamente semelhantes a FFT na ordem de 10^{-5} . As interpolações passa baixa e linear obtiveram resultados na ordem de 10^{-4} e 10^{-3} respectivamente. Ambos valores de taxa de erro de símbolo válidos apenas para 40 dB de SNR.

A Figura 4.13 apresenta as constelações pré estimação e pós estimação utilizando interpolação linear, no canal Brasil A e SNR de 15 dB. Mesmo sendo a interpolação com menor desempenho entre as implementadas neste trabalho, verifica-se que a mesma possui eficiência na estimação de canal.

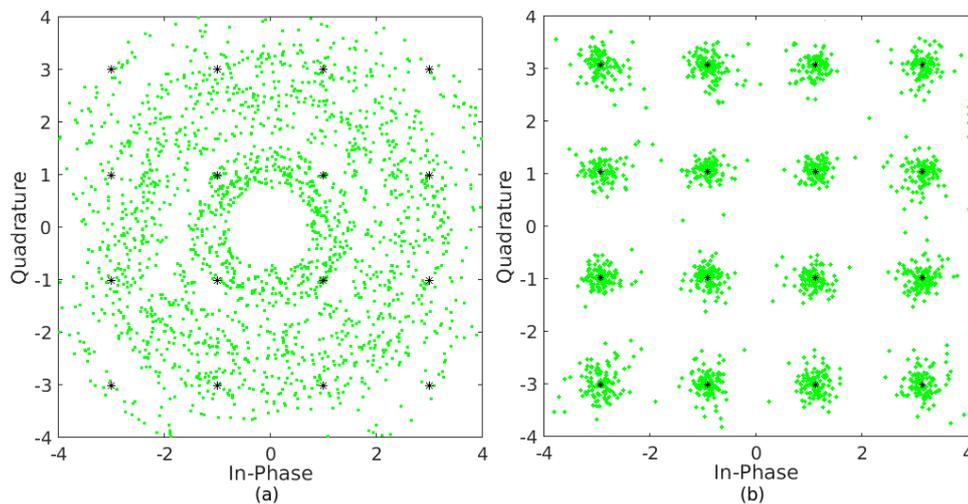


Figura 4.13: Constelação pré estimação (a), e constelação pós processo de estimação e equalização (b).

Através das Figuras 4.8 a 4.12 notamos que em todos os canais a interpolação por FFT mostrou ser mais eficiente, sendo que no canal Brasil A, C e E a interpolação spline cúbica possui desempenho semelhante, apresentando uma taxa de erro de símbolo em meados de 10^{-5} para SNR de 40 dB. Cabe destacar também a semelhança do desempenho de todas as interpolações em SNR baixas e com o aumento da mesma, a interpolação linear é a primeira a obter desempenho inferiores em relação a outras interpolações devido sua baixa complexidade. Em virtude da maior complexidade da interpolação via FFT, é aconselhável o uso da interpolação spline cubica, porém, vale ressaltar que a escolha da interpolação depende também de outros fatores como o ambiente onde estão sendo recebido os sinais, o número de subportadoras pilotos e seu espaçamento dentro do *frame* transmitido.

Os erros obtidos nas estimações para as diferentes técnicas de interpolação podem ser medidos através do Erro Quadrático Médio (EQM). O EQM é definido como o valor esperado do erro quadrático (diferença) entre a resposta estimada do canal $\hat{H}(k)$ e a resposta real do canal $H(k)$, ponderados pelo número total de subportadoras do sistema (HAYKIN, 2008). A equação 4.1 descreve o erro quadrático médio (ROCHA, 2007).

$$EQM(n) = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} [|h(n) - \hat{h}(n)|^2]}}{N} \quad (4.1)$$

A Figura 4.14 apresenta o erro quadrático médio das técnicas de interpolação para o canal Brasil A utilizando as especificações do sistema OFDM da tabela 4.2. Nota-se que a interpolação linear obteve o maior erro quadrático médio a partir de 20 dB provocando maior erro no sinal equalizado. A técnica de interpolação via FFT apresenta o menor erro quadrático médio portando é a técnica que obtêm melhor grau de precisão na estimacão de canal como foi visto nas figuras 4.8 a 4.12 e comentado anteriormente.

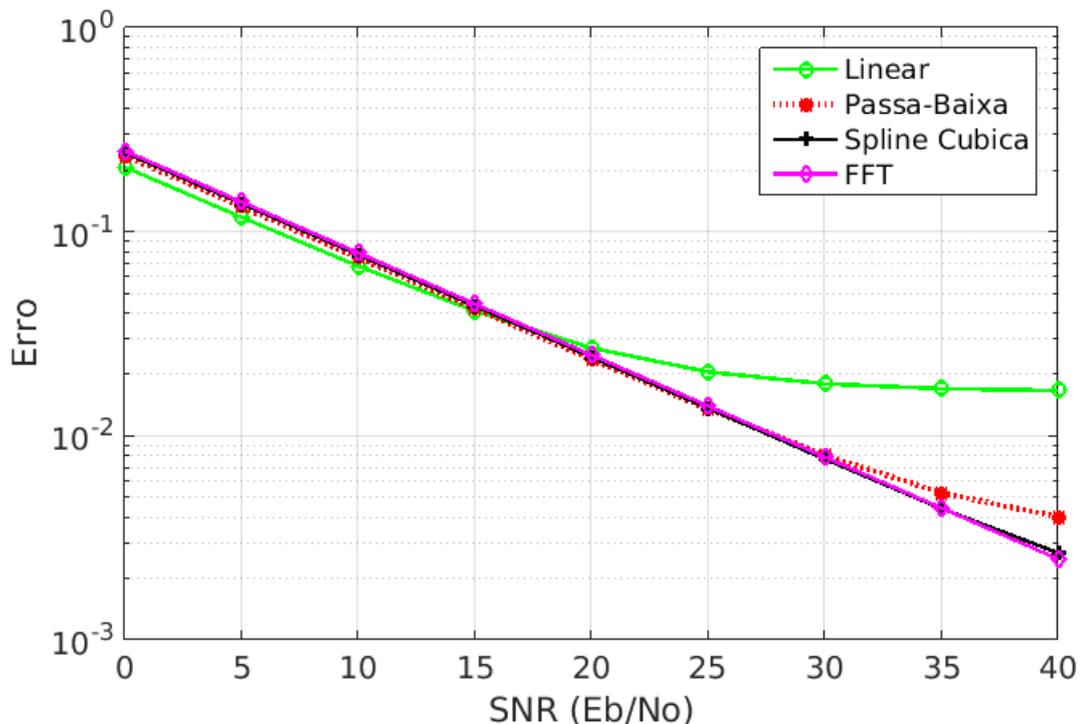


Figura 4.14: Erro quadrático médio obtido pela estimacão do canal Brasil A.

Em relação ao número de subportadoras piloto utilizadas, esse valor também depende de fatores como o ambiente, a técnica de interpolação utilizada e o arranjo de distribuição das pilotos escolhida. As figuras 4.15 a 4.17 ilustram a taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A utilizando 64, 128 e 512 subportadoras pilotos respectivamente.

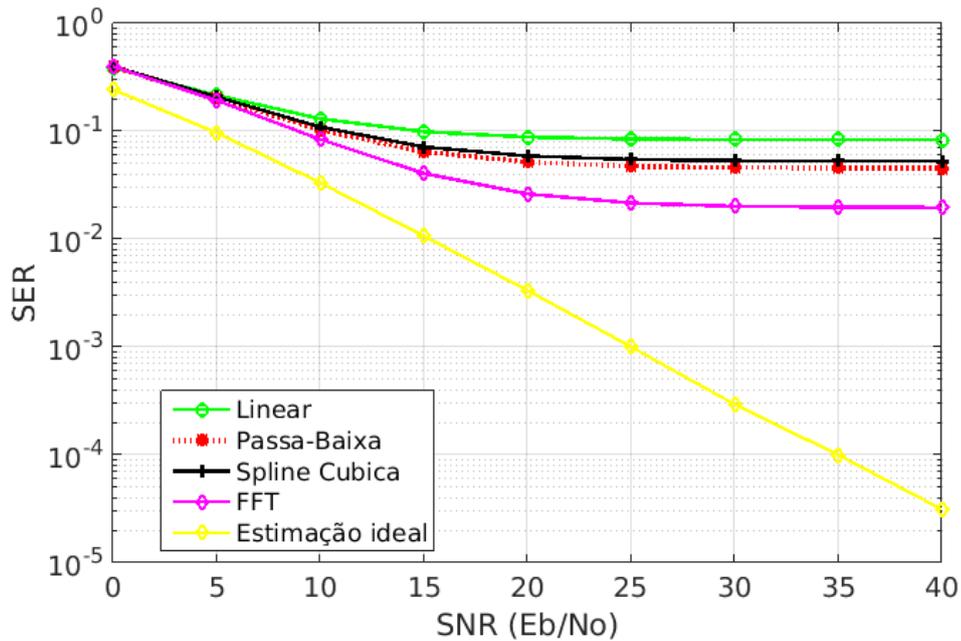


Figura 4.15: Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 64 subportadoras pilotos.

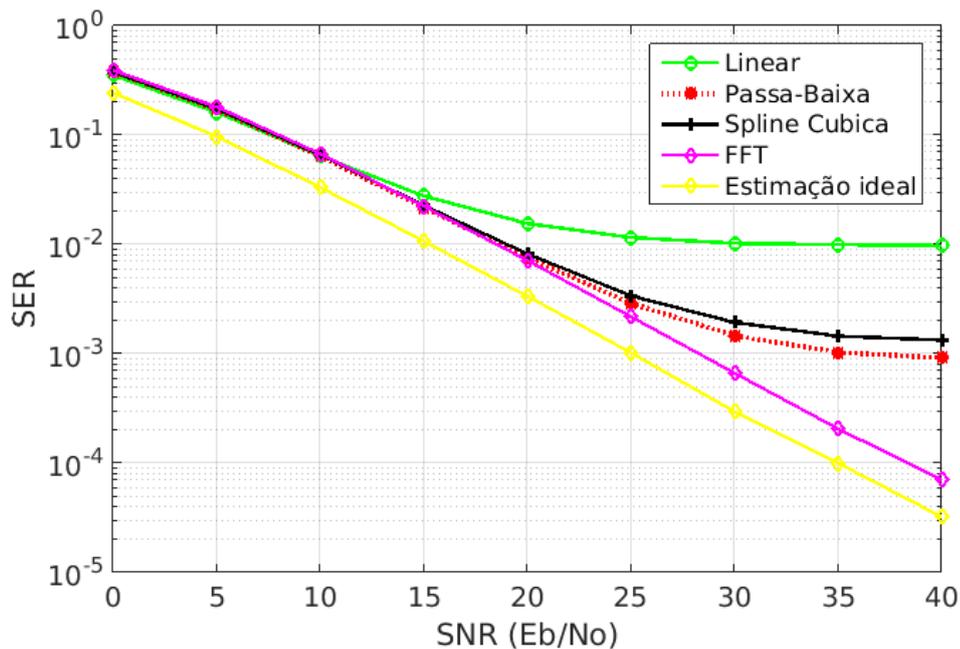


Figura 4.16: Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 128 subportadoras pilotos.

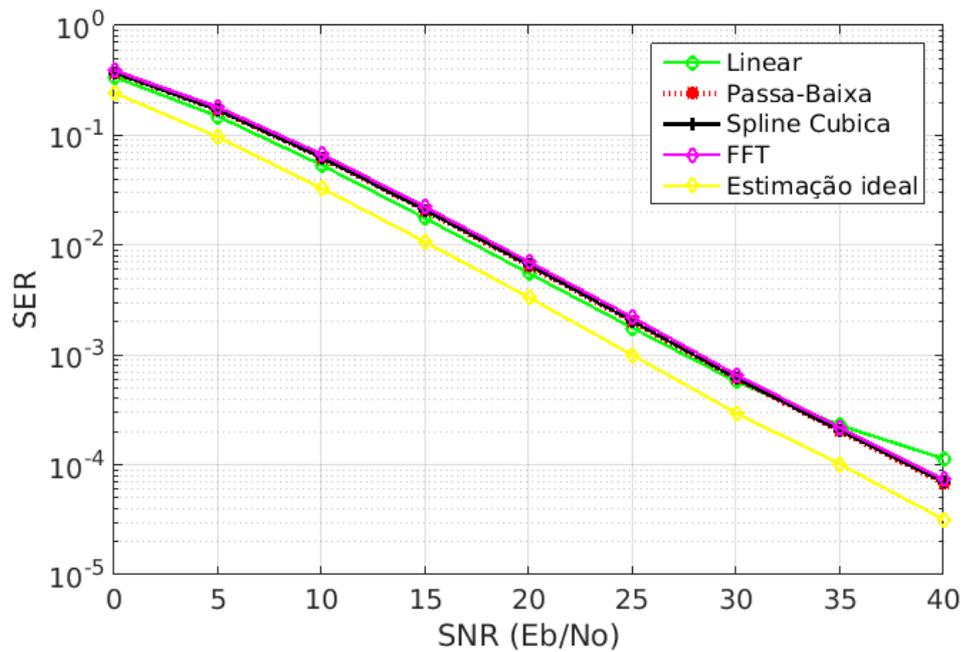


Figura 4.17: Taxa de erro de símbolo para o canal Brasil A combinado com ruído aditivo utilizando 512 subportadoras pilotos.

Percebe-se que para o canal Brasil A quando utilizamos a interpolação por FFT a inserção de 128 subportadoras piloto é suficiente para uma estimação de canal satisfatória. Entretanto, para as técnicas de interpolação passa baixa e spline cúbica obterem desempenhos satisfatórios, são necessárias 256 subportadoras pilotos, enquanto para interpolação linear 512 subportadoras pilotos.

5 Conclusões

Este trabalho procurou mostrar a necessidade de técnicas de estimação em sistemas OFDM que sejam eficientes para minimização das degradações impostas pelo canal móvel. A técnica estudada e aplicada neste trabalho considera a inserção de subportadoras piloto distribuídas de acordo com o arranjo conhecido como *Comb-Type*. Auxiliada por métodos de interpolação esta técnica mostrou-se bastante eficiente na presença de canais com desvanecimento por múltiplos caminhos seguindo uma distribuição Rayleigh. Através de simulações foi feita uma análise comparativa relatando o desempenho dos diferentes métodos de interpolação, utilizando o sistema de transmissão com multiportadoras OFDM, pela sua robustez contra ISI e a seletividade do canal.

No Capítulo 2 foi feito o estudo sobre as características essenciais do canal móvel para compreensão do trabalho, bem como os fenômenos impostos pelo mesmo, que degradam um sinal durante sua transmissão. Ainda no Capítulo 2 apresentamos a concepção da técnica multiportadora OFDM destacando suas principais vantagens, desvantagens e a necessidade de estimação de canal.

No Capítulo 3 destacamos o processo de estimação de canal utilizando subportadoras pilotos. Foram vistos dois arranjos de alocação destas subportadoras, dentro do *frame* OFDM transmitido, denominados *block type* e *comb type*. Devido ser mais eficaz em canais que variam rapidamente, uma vez que a cada símbolo enviado uma nova estimativa de canal é calculada, o arranjo *Comb Type* foi utilizado neste trabalho. Neste arranjo há a necessidade de técnicas de interpolação para que se possa estimar o canal por completo, ou seja, estimar o canal nas subportadoras pilotos e subportadoras de informação. As técnicas de interpolação vistas no trabalho foram, a linear, segunda ordem, passa-baixa, spline cúbica e FFT, sendo a interpolação de segunda ordem a única não implementada nas simulações.

No Capítulo 4 inicialmente foi visto os canais Brasil especificados pela ITU-R,

utilizados nos testes. Finalmente, através de inúmeras simulações, analisamos o desempenho de cada método de interpolação, utilizando os canais Brasil combinado com ruído aditivo. Buscou-se utilizar os mesmos parâmetros para os diferentes canais para as eventuais simulações, de modo a obter um análise mais comparativa. Mostrou-se que a interpolação por FFT foi a mais eficiente em todas as simulações, sendo que nos canais A, C e E a interpolação Spline Cúbica obteve resultados similares. Portanto, pela maior complexidade da interpolação via FFT, para esses canais simulados com esses parâmetros definidos, é aconselhável o uso da interpolação Spline Cúbica.

Com o uso de arranjos de pilotos mais atraentes e de codificação de canal deve-se obter um desempenho perto do que seria o ideal em um sistema de transmissão digital. Desta forma, concluímos que o objetivo do trabalho foi proporcionar um maior conhecimento sobre sistemas OFDM e principalmente o quão as técnicas de estimação de canal podem ser eficientes para detecção coerente do sinal recebido, sendo que ambas não foram estudadas ao longo da graduação.

5.1 **Trabalhos Futuros**

Pelas simulações e todo o estudo apresentado no trabalho, o uso de estimação de canal mostra-se essencial para a concepção de uma transmissão digital. Seria interessante para trabalhos futuros a implementação de novos modelos de simulações estendendo o estudo de estimação de canal, de acordo com as seguintes sugestões:

- Implementação da estimação de canal em outros arranjos;
- Implementação de outros estimadores como MMSE (*Minimum Mean-Square Error*), ML (*Maximum Likelihood*) e PCMB (*Parametric Channel Modeling-Based*);
- Uso de técnicas de diversidade para redução dos efeitos do canal móvel;
- Ajuste a um padrão ou aplicação específica;
- Interface gráfica para realizar configurações como o tipo de modulação utilizada, ordem da mesma, tamanho da FFT, entre outras especificações.

Referências Bibliográficas

- AKRAM, M. S. Pilot-based channel estimation in ofdm systems. *Nokia & Technique University of Denmark (DTU)*, 2007.
- ALUNOS. 2012. Título: Efeito Doppler. Disponível em: <<http://www.alunosonline.com.br/fisica/efeito-doppler.html>>. Acesso em: 24/11/14 às 20h50min.
- ARNDT, D. M. Análise comparativa entre os sistemas ofdm e fbmc na transmissão de tv digital. Florianópolis, 2012.
- ASSUNÇÃO, P. A. A. Sistema dvb para transmissão de televisão digital. *Artigo, Instituto Politécnico de Leiria*, 2009.
- CARRARA, E. et al. Simulação de algoritmos de delay profile para o sistema de transmissão de tv digital isdb-tb. *Revista Ciência e Tecnologia*, v. 12, n. 20/21, 2009.
- CARVALHO, S.; IANO, Y.; ARTHUR, R. Planejamento da expansão do serviço de retransmissão de tv digital no brasil usando redes sfm. *Revista Inatel*, v. 8, n. 02, 2005.
- CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal, Wiley Online Library*, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, 1966.
- COLERI, S. et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *Broadcasting, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 48, n. 3, p. 223–229, 2002.
- DIAS, J. T. *Desempenho de algoritmos para estimação de parâmetros de sincronização em sistemas ofdm*. Tese (Doutorado) — Instituto Militar de Engenharia, 2006.
- ETSI, E. 300 401, rádio broadcasting systems: digital audio broadcasting (dab) to mobile, portable and fixed receivers, a. *European Standard (Telecommunications series), Valbonne, France*, 1995.
- ETSI, E. 300 744: "digital video broadcasting (dvb). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, v. 1, n. 2, 2004.
- FAZEL, K.; KAISER, S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*. [S.l.]: Wiley Online Library, 1997.
- GOLDSMITH, A. *Wireless communications*. [S.l.]: Cambridge university press, 2005.
- GUIMARÃES, D. A.; GOMES, G. G. Caracterização do canal para o mi-sbtvd. *Revista Telecomunicações, Dezembro*, 2006.

- GUO, Q. et al. Channel estimation for ofdm systems over time-varying and sparse dispersive channels. In: IEEE. *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*. [S.l.], 2012. p. 1–5.
- HAYKIN, S. *Communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- HSIEH, M.-H.; WEI, C.-H. Channel estimation for ofdm systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 44, n. 1, p. 217–225, 1998.
- ISHINI, A. K.; AKAMINE, C. Técnicas de estimação de canal para o sistema isdb-tb. *SET-Revista de Radiodifusão*, v. 3, n. 03, 2014.
- ITU, R. S. G. Guidelines and techniques for the evaluation of dtmb systems. 2003.
- LIMA GUSTAVO C; AQUINO, F. J. d. M. R. F. B. F. U. N. M. N. S. R. D. e. M. L. L. Projeto mi-sbtvd: Stc-ofdm e estimação de canal. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, vol. 09, N°. 01, 2006.
- PIMENTEL, C. J. L. *Comunicação Digital*. [S.l.]: Brasport, 2007.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica*, v. 1516, p. 2338, 2002.
- RAPPAPORT, T. *Wireless communications: principles and practice*. [S.l.]: prentice hall PTR New Jersey, 1996.
- ROCHA, C. A. Métodos de interpolação para sistemas ofdm. Dissertação de mestrado - Inatel, 2007.
- SHEN, Y.; MARTINEZ, E. Channel estimation in ofdm systems. *Application note, Freescale semiconductor*, 2006.
- SKLAR, B. *Digital communications*. [S.l.]: Prentice Hall NJ, 2001.
- YUAN, X. *Comb-type pilot-aided OFDM channel estimation for underground WLAN communications*. Tese (Doutorado) — Université Laval, 2007.