

DESVIO DA FREQUÊNCIA CENTRAL EM SISTEMAS MULTIPORTADORA

Leonardo Gomes Baltar

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO
DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Paulo Sergio Ramirez Diniz, Ph.D.

Prof. Ricardo Merched, Ph.D.

Prof. Weiler Alves Finamore, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

FEVEREIRO DE 2006

BALTAR, LEONARDO GOMES

Desvio da Frequência Central em
Sistemas Multiportadora [Rio de Janeiro]
2006

XII, 77 pp., 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2006)

Dissertação - Universidade Federal do
Rio de Janeiro, COPPE

1.Sistemas de Comunicação Multiportadora

2.OFDM 3.Bancos de Filtros 4.Desvio de

Portadora

I.COPPE/UFRJ II.Título (série)

Agradecimentos

Inicialmente, agradeço e dedico este trabalho ao meu pai José, sem dúvida alguma o meu melhor amigo e a pessoa mais generosa e honesta que já conheci, à minha mãe Lêda, pela sua dedicação intensa e única, e seu afeto confortante, à minha irmã Ana Carolina, pela sua paciência e pelos seus conselhos.

Dedico e agradeço à minha namorada Tatiana que eu amo tanto, pelo seu carinho e compreensão nos momentos de maior tensão, e pelos momentos felizes quando estamos próximos.

Agradeço à minha futura sogra Elisabeth e minha futura cunhada Beatriz, pelo apoio durante os fins-de-semana de trabalho, e aos meus meio-primos meio-irmãos Fausto, Lorena e Saulo, pela compreensão com as minhas “bagunças”, pois estas tomam muito do espaço que também é deles.

Agradeço ao meu orientador Prof. Paulo S. R. Diniz, pela sua paciência, pelos conselhos e pela experiência transmitida ao longo do desenvolvimento deste trabalho sempre com seu senso de humor ímpar. Ao Prof. Ricardo Merched por suas contribuições no início deste trabalho. Ao Prof. Luiz Wagner Biscainho pela amizade e pelos conselhos técnicos e não técnicos.

Aos amigos do Laboratório de Processamento de Sinais que contribuíram diretamente, tanto tecnicamente, quanto moralmente, para a realização desta tese Tadeu N. Ferreira, Fábio P. Freeland e Miguel B. Furtado. E aos amigos que contribuíram, mesmo que indiretamente, Alessandro J. S. Dutra, Amaro A. de Lima, Ana Luisa de A. Santos, Bernardo F. Costa, Carlo Marcello de O. Siqueira, Cássio B. Ribeiro, Filipe C. C. B. Diniz, Iuri Kothe, João B. de O. e Souza, Lisandro Lovisolo, Marcello A. Neves, Maurício F. Quélhas, Michel Tcheou, Nuno M. M. Rodrigues, Rodrigo C. Torres, Rodrigo C. de Lamare e Wallace A. Martins.

Agradeço a todos aqueles não citados nominalmente mas que, de uma forma ou de outra, tornaram possível essa realização.

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

DESVIO DA FREQUÊNCIA CENTRAL EM SISTEMAS MULTIPORTADORA

Leonardo Gomes Baltar

Fevereiro/2006

Orientador: Paulo Sergio Ramirez Diniz

Programa: Engenharia Elétrica

Sistemas multiportadora constituem uma importante alternativa de modulação para sistemas de comunicação que operam em ambientes onde o canal apresenta multipercursos ou grande espalhamento do atraso, mas estes possuem alta sensibilidade aos desvios da frequência central da portadora.

Neste trabalho são apresentados dois sistemas multiportadora: o OFDM tradicional e o transmultiplex baseado no banco de filtros modulado maximamente decimado MDFT. São estudados os efeitos dos dois fenômenos de desvio de portadora em ambos os sistemas: o deslocamento da frequência central (*Carrier Frequency Offset* - CFO) e o ruído de fase (*Phase Noise* - PHN). É demonstrada a interferência entre portadoras e os seus efeitos constatados por meio de resultados de simulações.

São propostas extensões e adaptações de métodos de estimação e compensação da interferência entre portadoras (*Inter-Carrier Interference* - ICI), que já existem na literatura e tentam melhorar o desempenho dos sistemas em termos de taxa de erro de bits em ambos os sistemas multiportadora. Finalmente, são apresentados resultados de simulações demonstrando a melhoria no desempenho.

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

CENTRAL FREQUENCY OFFSET IN MULTICARRIER SYSTEMS

Leonardo Gomes Baltar

February/2006

Advisor: Paulo Sergio Ramirez Diniz

Department: Electrical Engineering

Multicarrier systems constitute an important modulation alternative for communications systems that operate in environments where the transmission channel has multipaths or high delay-spread, but those systems have high sensibility to carrier central frequency offsets.

In this work two multicarrier systems are studied, namely, the traditional OFDM and the MDFT maximally decimated modulated filter bank based transmultiplex. The effects of the two carrier offset phenomena are studied: Carrier Frequency Offset (CFO) and Phase Noise (PHN). The inter-carrier interference (ICI) is demonstrated and its effects are verified by simulation results.

Some extensions and adaptations of known estimation and compensation methods of the ICI induced by the frequency offsets are proposed. Those methods are known in the current literature and their aim is to improve the system performance in terms of bit error rate.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Comunicações Digitais	2
1.3	Notação	5
1.4	Organização	5
2	Sistemas de Comunicação Multiportadora	7
2.1	Introdução	7
2.2	Comunicações Multiportadora	7
2.3	Sistema OFDM	8
2.4	Transmultiplexador MDFT	10
2.5	Equalização em Frequência ou em Sub-bandas	18
2.6	Equalização nos Sistemas Multiportadora	19
2.7	Conclusões	22
3	O Desvio de Portadora	23
3.1	Introdução	23
3.2	Origem dos Fenômenos	23
3.3	Modelo do CFO	25
3.4	Modelo do PHN	26
3.5	Efeito no Sistema OFDM	27
3.6	Efeito no Sistema Transmultiplex	28
3.7	Simulações	31
3.7.1	Modelos de Canais	32
3.7.2	Desempenho dos Sistemas na Presença de CFO	35

3.7.3	Desempenho dos Sistemas na Presença de PHN	38
3.7.4	Análise Geral dos Resultados	41
3.8	Conclusões	41
4	Compensação do Efeito do Desvio de Portadora	42
4.1	Introdução	42
4.2	Métodos de Compensação	42
4.3	Compensação pela Equalização de Canal	45
4.3.1	Simulações	45
4.4	Compensação por Mínimos Quadrados	49
4.4.1	Simulações	52
4.5	Compensação por Mínimos Quadrados Direcionada à Decisão	61
4.5.1	Simulações	62
4.6	Conclusões	66
5	Conclusões	67
5.1	Complexidade Computacional e Aproveitamento da Banda Disponível	68
5.2	Proposta para Trabalhos Futuros	71
	Referências Bibliográficas	73
A	Desenvolvimento do Estimador do Parâmetro ϵ	76

Lista de Figuras

1.1	Blocos básicos de um sistema de comunicação digital.	3
2.1	Sistema multiportadora OFDM.	10
2.2	Sistema multiportadora OFDM com prefixo zero.	11
2.3	Estrutura geral de um banco de filtros.	12
2.4	Estrutura geral de um transmultiplexador.	13
2.5	Transmultiplexador DFT na estrutura de componentes polifásicas. . .	14
2.6	Espectro da DFT interpretada como Banco de Filtros.	15
2.7	Espectro de um TMUX com componentes polifásicas com comprimento $K = 4$ e $\rho = 1$	15
2.8	Transmultiplexador MDFT.	17
2.9	Transmissão em portadora única com equalização em frequência ou em sub-bandas.	19
3.1	Diagrama de blocos simplificado dos estágios de radiofrequência de um sistema de comunicação digital.	25
3.2	Resposta em frequência do canal 1.	33
3.3	Resposta em frequência do canal 2.	34
3.4	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	35
3.5	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 16-QAM.	36

3.6	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	36
3.7	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, com o canal 1, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	37
3.8	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, com o canal 2, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	37
3.9	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	38
3.10	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 16-QAM.	39
3.11	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	39
3.12	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, com o canal 1, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	40
3.13	Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, com o canal 2, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.	40
4.1	Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de CFO, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	46
4.2	Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de PHN, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	46

4.3	Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de CFO, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	47
4.4	Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de PHN, sem e com compensação utilizando o equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	48
4.5	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	53
4.6	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	54
4.7	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	54
4.8	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	55
4.9	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	56
4.10	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	56
4.11	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	57
4.12	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	57

4.13	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.	58
4.14	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.	59
4.15	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,05$ e CFO com $\epsilon = 0,2$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.	59
4.16	Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,05$ e CFO com $\epsilon = 0,2$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.	60
4.17	Estrutura do sistema de compensação direcionado à decisão.	62
4.18	Desempenho do sistemas OFDM na presença de CFO, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	63
4.19	Desempenho do sistemas OFDM na presença de CFO, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.	63
4.20	Desempenho do sistemas OFDM na presença de PHN, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.	64
4.21	Desempenho do sistemas OFDM na presença de PHN, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64QAM.	65
4.22	Desempenho dos sistemas OFDM, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.	65

5.1 Razão entre o número de multiplicações para a implementação do sistema MDFT TMUX e do sistema OFDM.	69
---	----

Capítulo 1

Introdução

Antes de iniciar o estudo dos sistemas multiportadora analisados e dos fenômenos que afetam o seu desempenho, faz-se necessário localizar este trabalho dentro do contexto das tecnologias de comunicações existentes atualmente, enunciar a motivação para a realização do estudo, localizar o foco do trabalho e esclarecer como estão organizados os capítulos.

1.1 Motivação

O grande avanço nas tecnologias de sistemas de comunicação observado nas últimas décadas foi resultado, em grande parte, do acelerado desenvolvimento dos *hardwares* digitais. Esses últimos podem ser concebidos para aplicações específicas, os chamados ASIC (*Application Specific Integrated Circuits*), ou podem ser fabricados como sistemas digitais de propósito geral, permitindo maior flexibilidade e menor preço, devido ao emprego em uma gama de aplicações. Nesta categoria existem os FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) e os microprocessadores. Em geral, em sistemas de comunicação são utilizados circuitos pertencentes a um subgrupo de microprocessadores, chamados de DSP (*Digital Signal Processors*).

A cada dia processadores mais poderosos vem sendo utilizados nas camadas físicas dos sistemas de comunicação, com a finalidade de reduzir o preço dos equipamentos de transmissão. Assim, as distorções ocorridas no meio de propagação e nos circuitos analógicos podem ser eliminadas por meio de *softwares* que são executados nesses processadores. Como conseqüência, temos um crescente interesse na

aplicação de teorias de processamento digital de sinais em sistemas de comunicação digital.

Este trabalho pode ser inserido nesse contexto, pois os algoritmos aqui estudados podem ser programados nos processadores de propósito geral empregados em sistemas de comunicação. Assim, a motivação deste trabalho é estudar técnicas que permitam a redução do custo dos transmissores e em receptores por meio de processamento digital de sinais.

O presente trabalho visa avaliar e estudar técnicas de eliminação dos efeitos não-lineares inseridos pelo *hardware* analógico. Vamos estudar o chamado desvio de portadora ou CFO (*Carrier Frequency Offset*), que representa a parcela determinística, e o chamado ruído de fase ou PHN (*Phase noise*), que corresponde à parcela estocástica. Estes fenômenos serão detalhados no Capítulo 3.

1.2 Comunicações Digitais

Nesta seção são descritos os blocos básicos formadores dos sistemas de comunicações digitais sob a luz da teoria de processamento digital de sinais. São abordadas suas principais características, semelhanças e diferenças entre as diversas categorias básicas de sistemas.

Sistemas de comunicações digitais apresentam diversas vantagens na forma como a informação pode ser transmitida quando comparados aos analógicos. Dentre elas, podemos destacar que o processamento utilizando *hardware* digital apresenta maior flexibilidade, permite que as operações sejam realizadas com menor influência de ruído [1, 2] térmico e aproveita de forma mais eficiente a banda disponível.

A Figura 1.1 ilustra o diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações digitais. Pode-se observar que os blocos que compõem receptor realizam sempre o inverso das operações executadas no transmissor.

No codificador de fonte a informação é processada com o objetivo de reduzir a quantidade de dados que serão transmitidos. Assim, um menor número de bits é necessário para representar a informação. Como exemplos, temos os padrões de compressão de dados, como o famoso MP3 (MPEG-Layer 3) de áudio, o JPEG (*Joint Pictures Expert Group*) de imagem, a família MPEG (*Moving Pictures Expert*

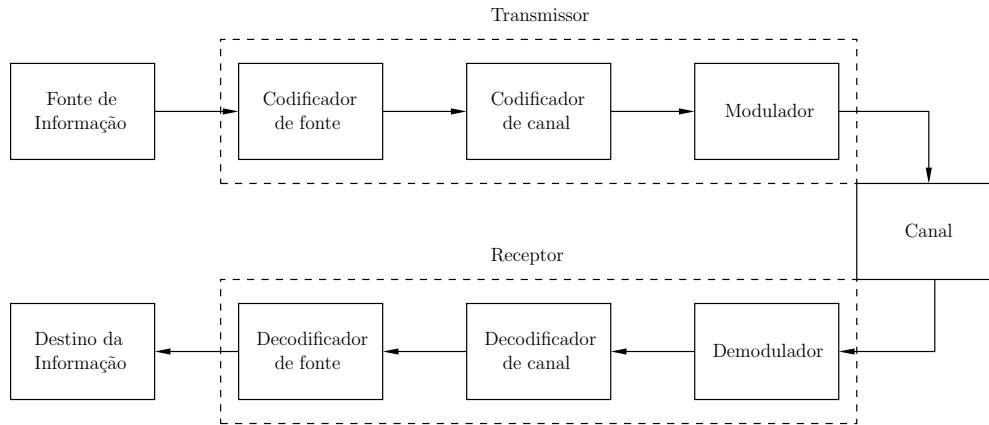


Figura 1.1: Blocos básicos de um sistema de comunicação digital.

Group) de vídeo e o CELP (*Code Excited Linear Prediction*) de voz.

O codificador de canal é o responsável pela proteção dos dados a serem transmitidos contra distúrbios exercidos pelo canal, via inserção de redundâncias ou pelo embaralhamento dos bits. Um exemplo disso são os códigos corretores de erros. O codificador de canal também pode ter como função a proteção dos dados contra a ação de invasores ou interferidores, protegendo os dados por meio de criptografia ou outra codificação qualquer que vise aumentar a segurança na transmissão.

O modulador e o demodulador são responsáveis pelo processamento e formatação dos dados com o objetivo de minimizar os efeitos das imperfeições do canal de comunicação. No modulador o sinal que será transmitido é preparado para a transição para o *hardware* analógico. A modulação é composta de um mapeamento dos bits em símbolos podendo ou não sofrer operações numéricas no transmissor para melhorar a recepção. Essas operações são representadas pelos chamados pré-codificadores. O mapeamento dos bits em símbolos, no contexto desse trabalho, consiste na representação de um conjunto de Q bits em um número que pertence a um conjunto de pontos ou constelação no plano complexo [1, 2]. As constelações adotadas neste trabalho são as chamadas QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) que, dependendo do número de bits, recebem diferentes nomes, mais especificamente um prefixo numérico correspondendo ao número de pontos na constelação igual a 2^Q . Como exemplos temos o 4-QAM, o 16-QAM e o 64-QAM, que possuem, respectivamente, 2, 4 e 6 bits. Na constelação QAM os pontos ficam distribuídos de forma retangular e uniforme, ou seja, com módulos diferentes mas com distância constante entre os pontos. Existem outros tipos de constelação, por exemplo a PSK

(*Phase Shift Keying*), onde o módulo de cada símbolo é igual e as fases são diferentes. Além disso existem outros tipos de mapeamento que relacionam os símbolos temporalmente, como o DPSK (*Differential Phase Shift Keying*), ou seguindo uma estrutura em treliça, como o TCM (*Trellis Coded Modulation*) [1, 2].

Esse trabalho concentra-se nos blocos básicos do modulador e do demodulador. Assim considera-se que os dados na entrada do sistema já estão representados de forma adequada, tanto em termos de codificação de fonte, quanto de codificação de canal. Ou seja, são processados os símbolos já mapeados na constelação.

O canal representa todos os efeitos do meio de transmissão, incluindo a inserção de ruído térmico, a interferência entre usuários, os multipercursos e a resposta em frequência não plana. Esses últimos provocam a chamada interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*) e podem ser variantes no tempo. Neste trabalho serão considerados apenas canais invariantes no tempo.

Para remover ou reduzir os efeitos dos multipercursos, ou seja, remover a ISI, torna-se necessária a utilização de um equalizador de canal do receptor. A complexidade computacional desse equalizador vai depender do tipo de transmissão realizada. A transmissão dos símbolos já mapeados pode ser feita serialmente ou em blocos.

No caso da transmissão em série o equalizador pode se tornar muito longo, resultando em um receptor ineficiente, caro ou até mesmo não realizável. Sistemas de telefonia móvel digital de 2^a e 3^a geração, como o IS-95, IS-136, GSM, CDMA2000 e UMTS utilizam transmissão em série.

Transmissões em blocos podem sofrer um agrupamento no transmissor recebendo algum tipo de prefixação, sufixação e/ou uma pré-codificação para simplificar o processamento localizado no receptor, visando reduzir ou remover as influências do meio de transmissão. Exemplos típicos de transmissões em bloco são as utilizadas nos sistemas de internet banda larga DSL (*Digital Subscriber Line*), e os sistemas de TV Digital Europeu (DVB-T - *Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) e Japonês (ISDB-T - *Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial*). É provável que os padrões de 4^a geração de telefonia móvel, quando estabelecidos, também utilizem a transmissão em blocos.

Dois casos particulares de transmissão em blocos serão abordados nesse traba-

lho: os sistemas multiportadora, onde é realizada uma pré-codificação, e os sistema de equalização em frequência ou em subbandas, onde a maior parte do processamento se concentra no receptor.

1.3 Notação

Neste texto será utilizada a seguinte notação: Variáveis minúsculas em negrito são vetores coluna e variáveis maiúsculas em negrito são matrizes. A distinção entre as variáveis aleatórias e determinísticas é compreendida por meio de suas descrições ao longo do texto. A constante M representa o número de portadoras, L_{cp} o comprimento do prefixo cíclico e P é dada pela igualdade $P = M + L_{cp}$. A variável k representa o índice dos blocos contendo M símbolos. A constante L_c representa o comprimento do canal, ou seja, o número de multipercursos. Os sobrescritos $(\cdot)^*$, $(\cdot)^{\mathcal{H}}$ e $(\cdot)^T$ significam, respectivamente, conjugado, matriz conjugada transposta e transposta. A matriz \mathbf{F} representa a transformada de Fourier discreta (DFT), com o (m, n) -ésimo elemento dado por $\frac{1}{\sqrt{M}}e^{-\frac{j2\pi mn}{M}}$ e $\mathbf{F}^{\mathcal{H}}$ a transformada de Fourier discreta inversa (IDFT). O operador $\text{diag}(\cdot)$ representa uma matriz com os elementos dentro dos parênteses na diagonal principal e os demais elementos iguais a zero. A constante W_M representa a exponencial complexa dada por $e^{\frac{j2\pi}{M}}$.

1.4 Organização

O sistemas multiportadora analisados neste trabalho são modelados no Capítulo 2. São apresentadas as características gerais dos sistemas multiportadoras e, posteriormente, são detalhados os sistemas simulados, mais especificamente, o OFDM e o Transmultiplexador MDFT baseado em bancos de filtros maximamente decimados. Também é descrita a estrutura do sistema de portadora única com equalização em frequência ou em subbandas analisado para fins de comparação. Finalizando o capítulo são detalhados os equalizadores empregados para a eliminação dos efeitos do canal com memória.

No Capítulo 3 são descritos e modelados os fenômenos que provocam o desvio de portadora, o CFO e o PHN. Posteriormente são modelados os efeitos desses fenômenos nos sistemas multiportadora OFDM e Transmultiplex MDFT. No fim do

capítulo, alguns resultados de simulações demonstram a degradação no desempenho dos sistemas multiportadora para variadas magnitudes dos fenômenos.

No Capítulo 4 são analisadas e classificadas algumas das variadas abordagens para a compensação dos efeitos do desvio de portadora encontrados na literatura corrente. É definida a abordagem utilizada nos métodos de compensação desenvolvidos para este trabalho. Para cada método de estimação e compensação desenvolvido são apresentados resultados de simulações para avaliar o desempenho nos sistemas multiportadora OFDM e transmultiplex MDFT.

Algumas conclusões retiradas do trabalho desenvolvido são apresentadas no Capítulo 5 seguidas de sugestões para diferentes direções de trabalhos futuros, que podem ser realizados como continuação deste trabalho.

Capítulo 2

Sistemas de Comunicação Multiportadora

2.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados os aspectos básicos dos sistemas de comunicações digitais analisados neste trabalho. Na Seção 2.2 são apresentadas as características gerais de sistemas de comunicação por multiportadora e nas Seções 2.3 e 2.4 são explicados em detalhes os sistemas multiportadora utilizados nas simulações. Na Seção 2.5 é apresentada a estrutura do sistema com equalização em frequência ou em subbandas. Por fim, na Seção 2.6 são detalhados os equalizadores de canal.

2.2 Comunicações Multiportadora

Em termos simples, sistemas multiportadora consistem na divisão da banda de transmissão disponível em subbandas estreitas. A divisão em subbandas estreitas permite duas interpretações em relação ao efeito do canal: uma no tempo e a outra na frequência. Quando o canal possui memória, ou seja, quando uma amostra do sinal recebido possui influência de símbolos transmitidos em diferentes instantes de tempo, os símbolos em cada subbanda tem o seu período alongado reduzindo a influência da memória do canal durante o período de cada símbolo, evitando assim a ISI. A resposta em frequência do canal de transmissão em cada subbanda pode ser aproximada por uma resposta plana, caso estas subbandas sejam suficientemente

estreitas, simplificando a equalização.

Sistemas multiportadora também apresentam maior flexibilidade quando comparados a sistemas de portadora única, principalmente em transmissões de banda larga. Com a divisão do canal em subcanais estreitos, a distribuição ótima de bits pelas subportadoras pode ser realizada. Considerando o ruído uniformemente distribuído na frequência, menos bits são transmitidos nas regiões do espectro onde o canal apresenta maior rejeição, e mais bits são transmitidos nas regiões onde existe menor rejeição. Os métodos que realizam esta otimização são chamados de algoritmos de *water-filling* ou de *water-pouring*. Para que esta carga de bits seja realizada é necessário o conhecimento da resposta em frequência do canal ou da razão sinal-ruído em cada subbanda, que podem ser variantes no tempo. Em sistemas sem fio as variações do espectro do canal são, em geral, tão rápidas que se torna impraticável a distribuição ótima de bits. Por outro lado, esses algoritmos já são utilizados, com sucesso, em sistemas de comunicações com fio, como os sistemas DSL, nos quais a variação no tempo dos canais de transmissão são mais lentas.

Os sistemas multiportadoras também apresentam algumas desvantagens em relação aos sistemas de portadora única. Podemos exemplificar os casos onde o canal apresenta um ou mais zeros ou existe ruído colorido de banda estreita. Nesses casos os símbolos podem ser completamente perdidos em uma ou mais subbandas. Para contornar esse problema, deve ser empregado um codificador de canal adequado. Alguns exemplos de sistemas que recorrem a estas técnicas são os utilizados nos padrões de TV Digital, Radiodifusão de áudio digital e redes sem fio de alta velocidade.

2.3 Sistema OFDM

O OFDM é o sistema multiportadora mais aplicado até o momento para transmissões sem fio e com fio. Dentre as vantagens do OFDM podemos destacar a simplicidade obtida na equalização e a realização por meio de algoritmos rápidos, mais especificamente por algoritmos de FFT (*Fast Fourier Transform*). Como explicado na seção anterior, sistemas multiportadora combatem de forma eficiente a interferência entre símbolos, ou ISI. No entanto, a chamada interferência entre blo-

cos (IBI - *Interblock Interference*) continua a existir como em qualquer outro sistema de transmissão em blocos. Para combater a IBI no sistema OFDM é incluído um prefixo no intervalo entre os blocos. Em geral esse prefixo é cíclico, ou seja, parte dos símbolos que compõem uma das extremidades do bloco são repetidos na outra extremidade. No entanto, este prefixo pode ser composto por símbolos iguais a zero, chamado, então, de prefixo zero (*Zero Prefix - ZP*) [3].

A modulação OFDM consiste em M (geralmente uma potência de 2) subportadoras, equidistantes com separação $\Delta f = B/M$, onde B é a largura de banda total do sistema. O sistema utilizado ao longo deste trabalho será modelado como na Figura 2.1.

O vetor $\mathbf{x}(k)$ contém o k -ésimo bloco dos M símbolos modulados, $\mathbf{y}(k)$ é o vetor após a IDFT e antes da inserção do prefixo cíclico. Chamaremos de $\hat{\mathbf{y}}(k)$ o k -ésimo bloco na entrada do receptor já com a influência do canal, do ruído e depois da remoção do prefixo cíclico, $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ o sinal após a DFT e $\hat{\mathbf{x}}(k)$ após a equalização.

O canal \mathbf{h} é modelado como um filtro discreto com resposta ao impulso finita e comprimento L_c . A relação entre a saída da IDFT no transmissor e a entrada da DFT no receptor é:

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}(k) \quad (2.1)$$

onde $\mathbf{r}(k)$ é um vetor de ruído branco gaussiano e \mathbf{H} é a matriz circulante do canal, com dimensões M por M e dada por:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{L_c-1} & \cdots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{L_c-1} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L_c-2} & h_{L_c-3} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L_c-1} \\ h_{L_c-1} & h_{L_c-2} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_{L_c-1} & \cdots & h_3 & h_2 & h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L_c-1} & h_{L_c-2} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{L_c-1} & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Dessa forma o prefixo cíclico deve ter no mínimo comprimento igual a $L_c - 1$.

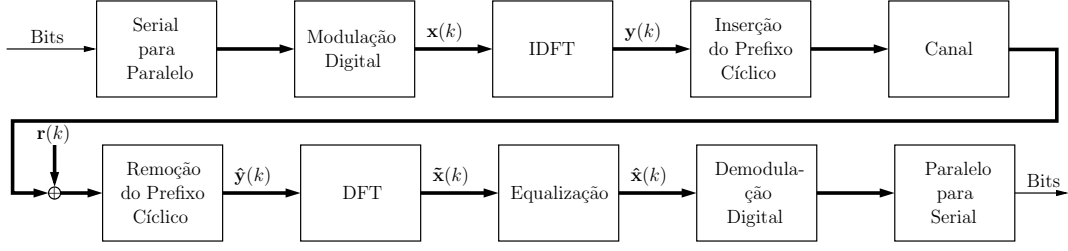


Figura 2.1: Sistema multiportadora OFDM.

Se considerarmos os sinais antes e depois da IDFT e de sua inversa, temos a seguinte relação entre os blocos transmitidos e os recebidos:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}(k) &= \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^H\mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k) \\ &= \mathbf{\Lambda}\mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k)\end{aligned}\quad (2.3)$$

onde $\hat{\mathbf{r}}(k)$ é a IDFT do vetor de ruído branco gaussiano, que também é um ruído branco gaussiano e $\mathbf{\Lambda}$ é uma matriz diagonal M por M , cujos elementos da diagonal principal $\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_M$, são amostras da resposta em frequência do canal \mathbf{h} .

A estrutura do OFDM com prefixo zero adotada neste trabalho é a chamada ZP-OFDM-OLA em [3]. A Figura 2.2 exhibe esta estrutura.

Sendo L_{zp} o comprimento do prefixo zero, o vetor $\tilde{\mathbf{y}}(k)$ com dimensões $(M + L_{zp}) \times 1$, $\tilde{\mathbf{y}}_M(k)$ as primeiras M linhas do vetor $\tilde{\mathbf{y}}(k)$ e $\tilde{\mathbf{y}}_{L_{zp}}(k)$ as últimas L_{zp} linhas, temos a seguinte relação entre a entrada e a saída do bloco *Overlap and Add*.

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \tilde{\mathbf{y}}_M(k) + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_{L_{zp}}(k) \\ \mathbf{0}_{(M-L_{zp}) \times 1} \end{bmatrix}\quad (2.4)$$

Substituindo $\hat{\mathbf{y}}(k)$ da Equação (2.4) na Equação (2.1), a matriz de transferência do canal que relaciona $\mathbf{y}(k)$ com $\hat{\mathbf{y}}(k)$ se torna idêntica à representada na Equação (2.2). Assim, o efeito em cada subcanal é equivalente ao do OFDM com prefixo cíclico.

2.4 Transmultiplexador MDFT

Bancos de filtros [4, 5] uniformes maximamente decimados são estruturas que tem como objetivo dividir um sinal no domínio da frequência em subbandas estreitas,

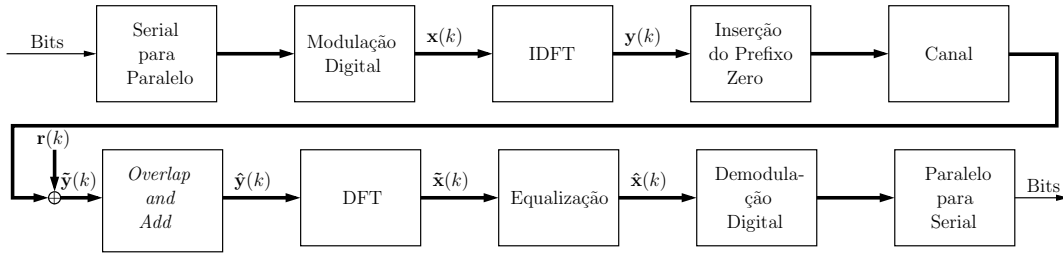


Figura 2.2: Sistema multiportadora OFDM com prefixo zero.

ou seja, decompor em suas componentes espectrais, e reconstruir o sinal original a partir destas componentes. Em certas aplicações ocorre um processamento nas subbandas antes da reconstrução. A estrutura geral de um banco de filtros uniforme maximamente decimado com M subbandas está exibida na Figura 2.3.

Cada subbanda tem largura $\frac{\pi}{M}$ e, para que o número de amostras nas subbandas seja igual ao número de amostras na entrada, são realizadas decimações por M . Por essa razão o banco é chamado de maximamente decimado. Existem outras categorias de bancos onde a taxa de amostragem é maior que o número de subbandas, chamados não maximamente decimados. Devido as operações de decimação, as características espectrais dos filtros componentes do banco devem ser projetadas de forma a evitar o chamado *aliasing*, que é a sobreposição das repetições do espectro que ocorrem após a mudança na taxa de amostragem.

Considerando que não ocorre nenhum processamento entre os bancos de análise e de síntese, diz-se que o banco possui reconstrução perfeita quando o sinal $\hat{x}(k)$ é apenas uma versão atrasada do sinal $x(k)$ na Figura 2.3. Portanto, neste tipo de banco, o sinal $\hat{x}(k)$ não apresenta distorções na amplitude, na fase e também não apresenta o fenômeno de *aliasing*, quando comparado com o sinal $x(k)$.

Podem ainda ser projetados bancos que apresentem uma pequena distorção de amplitude com o objetivo de reduzir o comprimento dos filtros componentes e, conseqüentemente, diminuir a complexidade computacional. Neste caso possuirão a chamada reconstrução próxima da perfeita.

Os bancos de filtros também podem ser não uniformes, isto significa que as subbandas possuem larguras de banda diferentes. Uma família em particular bastante difundida na literatura é a dos bancos tipo *Wavelets* [4, 5]. Não abordaremos este tipo de banco de filtros neste trabalho.

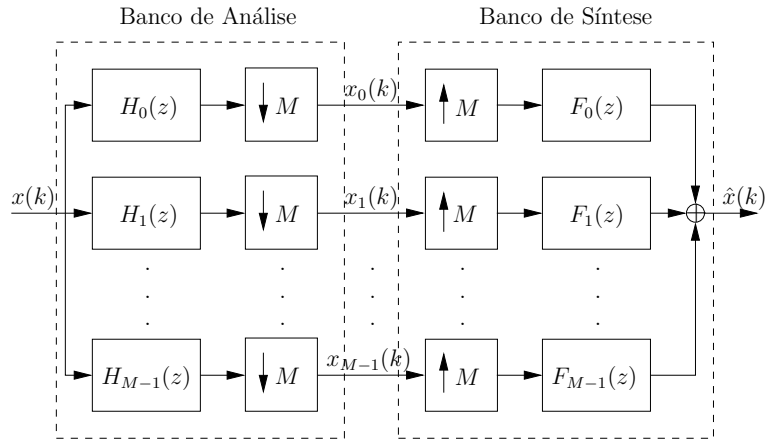


Figura 2.3: Estrutura geral de um banco de filtros.

Em geral, quando empregados em sistemas de comunicação multiportadora, os bancos de filtros são utilizados na estrutura de transmultiplexador (TMUX), como exibido na Figura 2.4.

O uso dos bancos de filtros em sistemas multiportadora é uma alternativa ao uso de transformadas em bloco, como a DFT no sistema OFDM. Já existem padrões de sistemas de comunicação que prevêem o uso de transmultiplexadores baseados em bancos de filtros [6]. Nestes sistemas não é necessário o uso de um prefixo, seja este cíclico ou zero. No entanto algum outro tipo de redundância pode ser inserida para que o desempenho seja melhorado. Como por exemplo o uso de uma taxa de interpolação maior que o número de subbandas. Em [7], e em suas referências, são apresentados projetos e estruturas de transmultiplexadores baseados em bancos de filtros modulados com coeficientes reais e com coeficientes complexos.

Existem diversas classes de bancos de filtros uniformes maximamente decimados. Uma das mais estudadas na literatura é a dos bancos modulados. A escolha de bancos de filtros modulados para sistemas multiportadora é comum devido a diversos fatores, sendo os principais a simplicidade do projeto e a existência de uma realização rápida. Somente um filtro passa-baixas necessita ser projetado, o chamado filtro protótipo. Esse filtro é modulado por cossenos, senos ou exponenciais complexas, que deslocam seu espectro, formando as subbandas do banco. Essas modulações podem ser realizadas por meio de algoritmos rápidos de transformadas como a *Fast Discrete Sine Transform* (Fast-DST), a *Fast Discrete Cosine Transform* (Fast-DCT) e a *Fast Fourier Transform* (FFT). Exemplos típicos de bancos

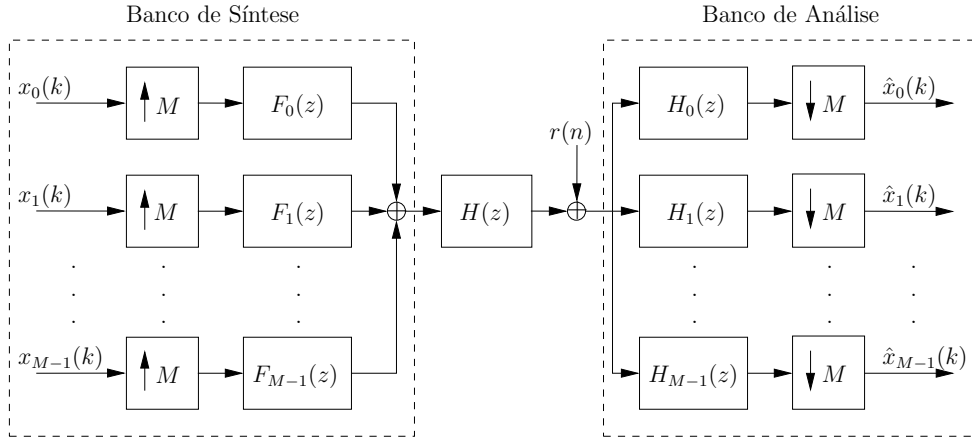


Figura 2.4: Estrutura geral de um transmultiplexador.

de filtros uniformes maximamente decimados são os bancos de filtros modulados por cosseno (*Cosine Modulated Filter Bank* - CMFB) e os bancos DFT.

Em sistemas multitaxas, como os bancos de filtros, é comum a decomposição dos filtros em componentes polifásicas [4, 5]. Utilizando esta decomposição e as chamadas identidades nobres, evita-se gerar amostras do sinal filtrado que serão descartadas, no caso da interpolação, e evita-se realizar a filtragem do sinal que tem a maior parte de suas amostras nulas, no caso da decimação. Por meio da decomposição de um filtro em M componentes polifásicas, são gerados M filtros, cada um com K coeficientes, que operarão em paralelo. Na Figura 2.5 está exibida a estrutura em componentes polifásicas do transmultiplexador baseado no banco DFT.

A DFT utilizada nos sistemas OFDM pode ser interpretada como um transmultiplexador baseado em um banco de filtros DFT onde as componentes polifásicas têm comprimento igual a 1 (um). Neste caso os bancos de síntese e de análise não possuem memória, o que significa que cada bloco transmitido não depende dos adjacentes. No caso dos bancos de filtros com componentes polifásicas com comprimento maior que 1 (um) a noção de transmissão em blocos independentes na saída do modulador é alterada, pois cada amostra transmitida é composta por amostras de K blocos consecutivos, onde K é o comprimento das componentes polifásicas [5]. Uma outra interpretação é a transmissão em blocos sobrepostos, em analogia às chamadas transformadas com sobreposição ou *Lapped Transforms* [8].

Num banco de filtros dois fatores vão determinar o nível de contenção es-

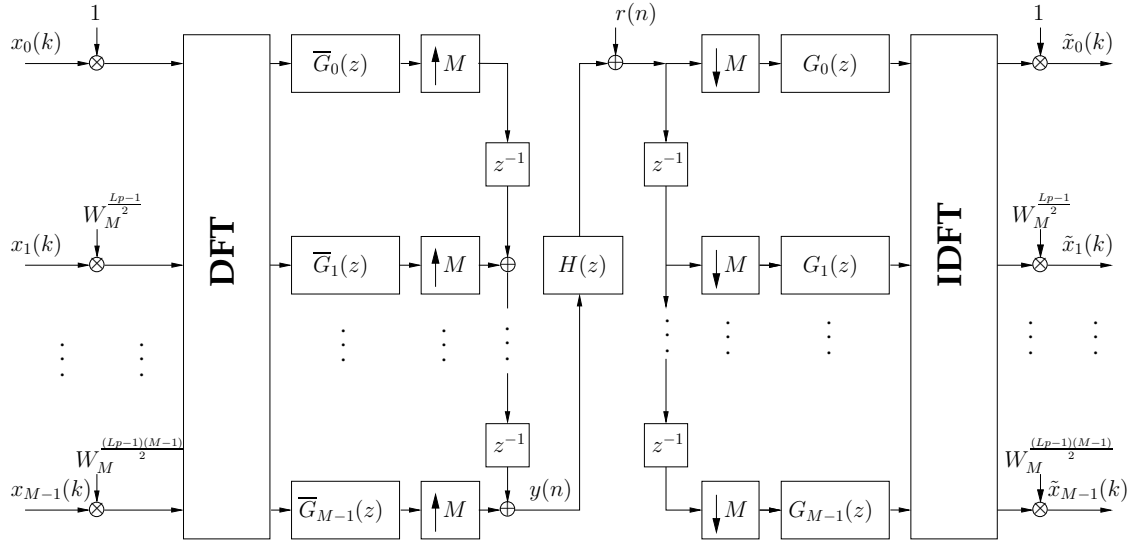


Figura 2.5: Transmultiplexador DFT na estrutura de componentes polifásicas.

espectral das subbandas: o comprimento das componentes polifásicas e o fator de sobreposição ou *roll-off* ρ . Esse último determina a largura da banda de transição do filtro protótipo. Nas Figuras 2.6 e 2.7 podemos observar a diferença entre a contenção espectral da DFT e do TMUX. Neste caso o fator $K = 4$ significa que cada amostra transmitida possui a influência de 4 blocos consecutivos. Em ambos os casos o fator de *roll-off* $\rho = 1$. Podemos observar que o transmultiplexador possui uma atenuação sensivelmente maior na banda de rejeição.

Em sistemas de comunicação sem fio é necessário o uso de sinais em fase e em quadratura na entrada do modulador analógico. Por essa razão, foi escolhido para este trabalho um banco de filtros com coeficientes complexos. O banco DFT é o principal candidato para esta aplicação, devido à implementação com estrutura eficiente, recorrendo-se à FFT, e, caso o filtro protótipo possua fase linear, é possível que todos os filtros componentes também possuam [9]. No entanto o banco DFT na sua estrutura tradicional como a exibida na Figura 2.5 não apresenta reconstrução perfeita.

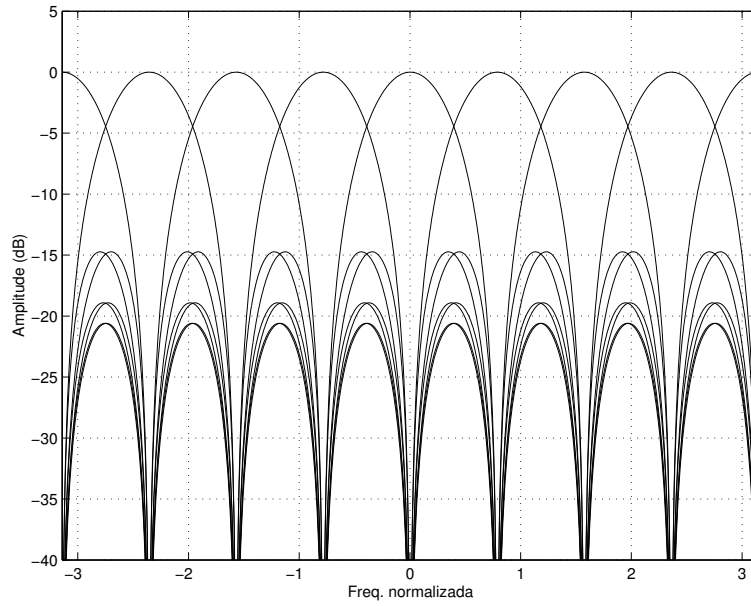


Figura 2.6: Espectro da DFT interpretada como Banco de Filtros.

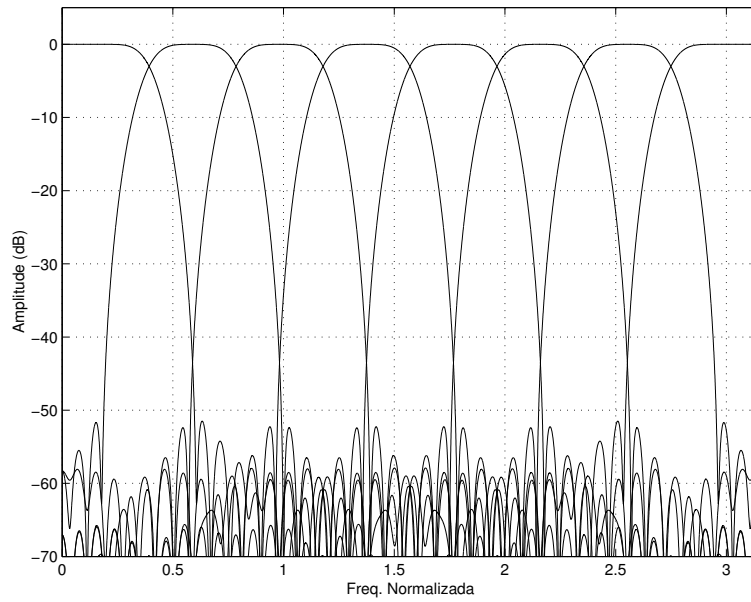


Figura 2.7: Espectro de um TMUX com componentes polifásicas com comprimento $K = 4$ e $\rho = 1$.

Em [10] é apresentada uma estrutura para o banco DFT que possui reconstrução perfeita, chamada de MDFT (*Modified DFT*), que é uma modificação da estrutura do banco DFT. Na Figura 2.8 está exibida a estrutura do TMUX correspondente a este banco utilizada nas simulações deste trabalho. A grande diferença em relação às estruturas tradicionais do banco DFT está no uso do *interleaver* e do *deinterleaver* que alternam a entrada das partes reais e imaginárias dos símbolos transmitidos nas subbandas. Assim, o aumento e a redução da taxa de amostragem são feitos em duas etapas.

Outra vantagem do banco MDFT é a possibilidade de se utilizar o filtro protótipo de um CMFB [10]. O CMFB é um banco de filtros com coeficientes reais, portanto as modulações do filtro protótipo só precisam preencher o espectro de frequência normalizada de 0 a π , com repetição desse espectro entre as faixas de $-\pi$ a 0 ou de π a 2π . Num CMFB com M subbandas a frequência de corte do filtro protótipo deve ser $\frac{\pi}{2M}$. Quando este filtro protótipo for modulado pelo cosseno da primeira subbanda, seu espectro será deslocado de $\frac{\pi}{2M}$, deslocando a frequência de corte para $\frac{\pi}{M}$. Todas as outras subbandas possuirão a mesma largura de banda $\frac{\pi}{M}$.

Já o banco de filtros MDFT, por possuir coeficientes complexos, necessita cobrir todo o espectro de 0 a 2π , ou de $-\pi$ a π . Portanto, a largura de cada subbanda em um banco MDFT com M subbandas é $\frac{2\pi}{M}$. A frequência de corte do filtro protótipo neste caso é $\frac{\pi}{M}$, mas como os coeficientes do banco são complexos é aproveitada toda a sua banda, que é de $\frac{2\pi}{M}$. A primeira subbanda é obtida pelo filtro protótipo sem modulação. As outras subbandas são obtidas pela modulação do filtro protótipo por exponenciais complexas.

Baseado nestas informações, verifica-se que para projetar um banco MDFT com M subbandas, é necessário um filtro protótipo de um CMFB com $\frac{M}{2}$ subbandas, para que a largura de (sub-)banda necessária para cobrir todo o espectro seja respeitada. Assim, pode-se dizer que para se obter uma mesma atenuação na banda de rejeição, o MDFT necessita de um filtro protótipo com metade do comprimento e, conseqüentemente, metade do atraso de propagação. Além disso, quando o filtro protótipo do CMFB é projetado de forma que o banco possua reconstrução perfeita, o banco MDFT que utilizar esse mesmo protótipo também possuirá reconstrução perfeita.

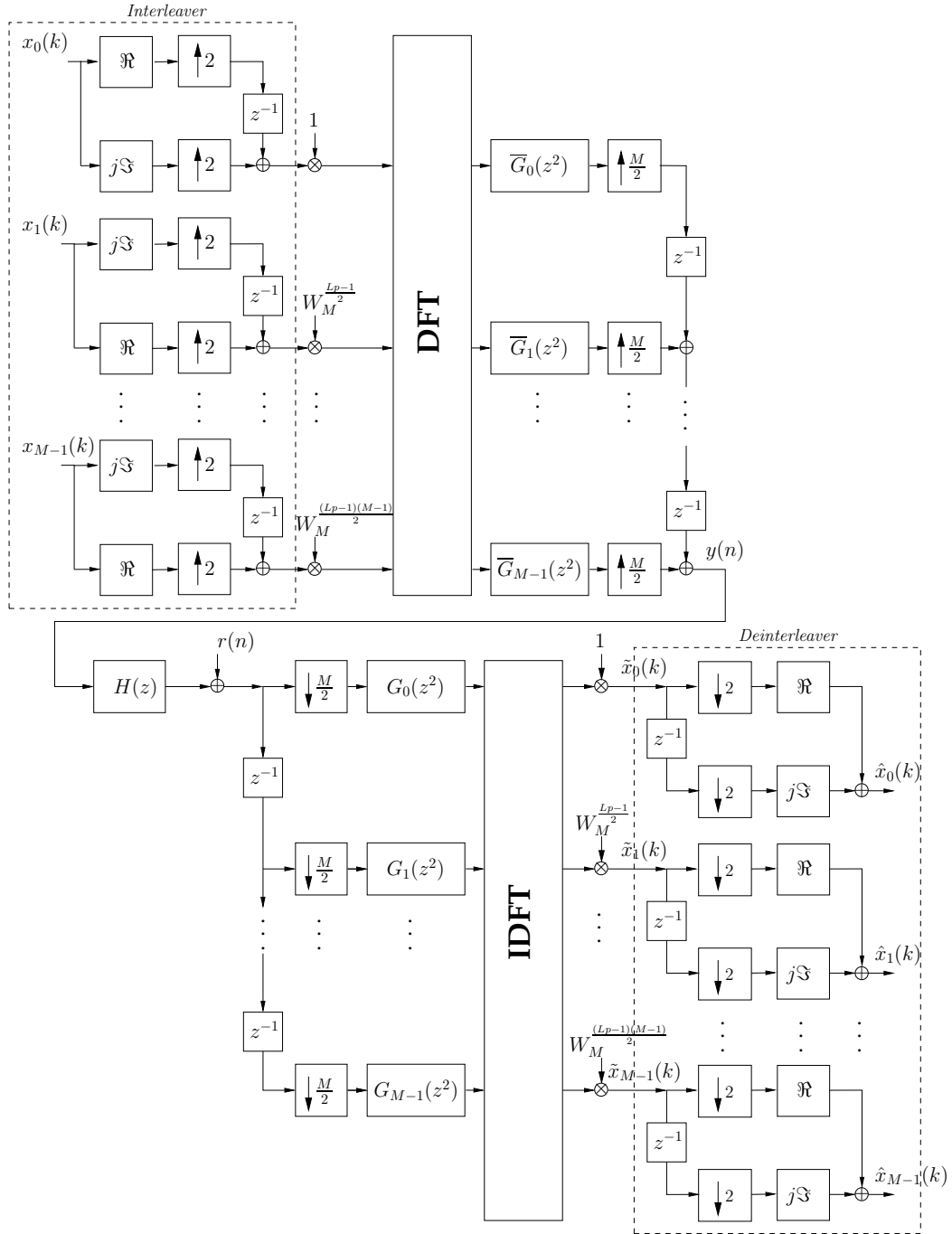


Figura 2.8: Transmultiplexador MDFT.

Os filtros protótipos utilizados nos TMUXes simulados neste trabalho foram projetados utilizando as técnicas apresentadas em [11] e em suas referências. Mais especificamente, foram empregados os filtros protótipos projetados para CMFB com reconstrução perfeita, otimizados para a solução *least-squares* e com comprimento $L_p = 2KM$. Neste tipo de projeto, dados M , K e ρ , a energia na banda de rejeição do filtro protótipo é minimizada por meio de uma solução *least-squares*. Para um CMFB com M subbandas, a largura da banda de transição é de $\frac{2\pi\rho}{2M}$.

2.5 Equalização em Frequência ou em Sub-bandas

Os sistemas de transmissão com equalização em frequência ou em subbandas simulados são de dois tipos: os baseados na DFT e os baseados no banco de filtros MDFT. O primeiro é realizado por meio da transmissão em blocos com prefixo e no receptor, após a remoção do prefixo, é realizada a DFT do bloco, a equalização e a IDFT. Então, é feita a detecção e demodulação dos símbolos. O segundo é realizado por meio da transmissão em blocos sem prefixo no transmissor e o no receptor é feita a decomposição em subbandas por meio do banco de análise MDFT, a equalização e a reconstrução do sinal pelo banco de síntese.

A Figura 2.9 exhibe a estrutura do sistema de portadora única com equalização em frequência.

A equalização em frequência utilizando a DFT é semelhante à equalização do OFDM. Considerando os blocos recebidos $\hat{\mathbf{y}}(k)$, após a remoção do prefixo cíclico temos

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}(k) \quad (2.5)$$

Aplicando a DFT no sinal recebido, obtém-se

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{y}(k) + \tilde{\mathbf{r}}(k) \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \mathbf{y}(k) + \tilde{\mathbf{r}}(k) \end{aligned} \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{\Lambda}$ é a mesma matriz diagonal da Equação (2.3) que contém as amostras da resposta em frequência do canal.

Para reconstruir o sinal transmitido basta multiplicar o sinal $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ pela inversa

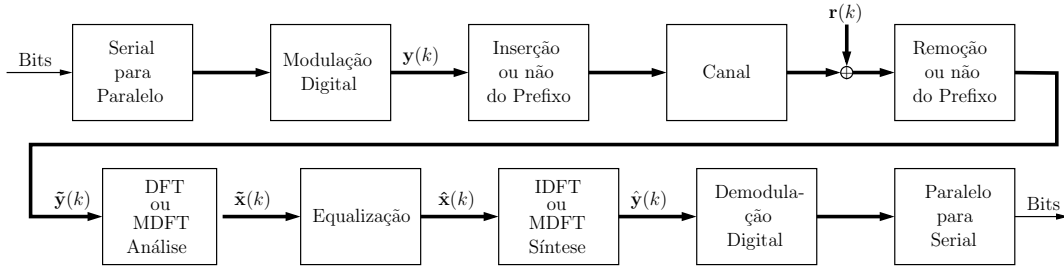


Figura 2.9: Transmissão em portadora única com equalização em frequência ou em sub-bandas.

da matriz Λ e depois pela DFT inversa

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \mathbf{y}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k) \quad (2.7)$$

Existem diversos trabalhos na literatura [12] que mostram as vantagens do sistema de equalização em frequência em relação aos sistemas multiportadora.

2.6 Equalização nos Sistemas Multiportadora

Nos sistemas multiportadora deste trabalho serão utilizados três tipos de equalizadores. Chamaremos de ZF (*Zero Forcing*) o equalizador padrão do sistema OFDM, que é realizado por meio da inversão do efeito do canal em cada subportadora, como demonstrado na Equação (2.3). Considerando conhecida a estimativa da resposta ao impulso ou da resposta em frequência do canal, basta utilizá-la para estimar o coeficiente λ em cada subportadora. Esse mesmo equalizador é utilizado em algumas simulações do TMUX baseado no banco de filtros MDFFT.

O segundo tipo de equalizador minimiza o erro médio quadrático (MSE - *Mean Squared Error*) [13]. Os coeficientes do equalizador $\mathbf{w}_\nu = [w_\nu(0), w_\nu(1), \dots, w_\nu(L_{eq} - 1)]^T$ da subbanda ν são dados pela solução por mínimos quadrados (*Least Squares* - LS)

$$\mathbf{w}_\nu = \frac{1}{L_d} (\tilde{\mathbf{X}}_\nu^H \tilde{\mathbf{X}}_\nu)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_\nu^H \tilde{\mathbf{d}}_\nu, \quad (2.8)$$

onde a matriz $\tilde{\mathbf{X}}_\nu$ é dada pela Equação (2.9) e o vetor $\tilde{\mathbf{d}}_\nu = [\tilde{d}_\nu(0), \tilde{d}_\nu(1), \dots, \tilde{d}_\nu(L_d - 1)]^T$ é formado por L_d símbolos de treinamento do subcanal ν .

$$\tilde{\mathbf{X}}_\nu = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & \tilde{x}_\nu(0) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \tilde{x}_\nu(1) \\ 0 & \tilde{x}_\nu(0) & \ddots & \vdots \\ \tilde{x}_\nu(0) & \tilde{x}_\nu(1) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{x}_\nu(L_d - L_{eq}) & \tilde{x}_\nu(L_d - L_{eq} + 1) & \cdots & \tilde{x}_\nu(L_d - 1) \end{bmatrix}_{(L_d \times L_{eq})}, \quad (2.9)$$

Em ambos sistemas, OFDM e TMUX, a equalização também pode ser feita combinando as subbandas adjacentes para a equalização de cada subbanda [14]. Com isso é removida a interferência entre subportadoras adjacentes.

Como no sistema OFDM apenas 1 (um) coeficiente é necessário para compensar o efeito do canal em cada subbanda, quando for empregado o equalizador que compensa as subbandas adjacentes, serão calculados mais 2 (dois) coeficientes, 1 (um) para cada subbanda vizinha. No total, o sistema OFDM utilizará 3 (três) coeficientes no equalizador em cada subbanda.

Já para os sistemas TMUX baseados em bancos de filtros podem ser utilizados quantos coeficientes forem necessários por subbanda.

A diferença básica entre este equalizador e o anterior é que temos um novo vetor de coeficientes $\mathbf{w}_\nu = [w_{\nu-1}(0), w_\nu(0), w_{\nu+1}(0), \dots, w_{\nu-1}(L_{eq} - 1), w_\nu(L_{eq} - 1), w_{\nu+1}(L_{eq} - 1)]^T$ e definindo as matrizes $\hat{\mathbf{R}}_\nu$ e $\hat{\mathbf{p}}_\nu$ como

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_\nu &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{\nu-1} & \tilde{\mathbf{X}}_\nu & \tilde{\mathbf{X}}_{\nu+1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{\nu-1} & \tilde{\mathbf{X}}_\nu & \tilde{\mathbf{X}}_{\nu+1} \end{bmatrix}, \\ \hat{\mathbf{p}}_\nu &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{\nu-1} & \tilde{\mathbf{X}}_\nu & \tilde{\mathbf{X}}_{\nu+1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{d}}_\nu. \end{aligned} \quad (2.10)$$

O equalizador é dado por

$$\mathbf{w}_\nu = \frac{1}{L_d} \hat{\mathbf{R}}_\nu^{-1} \hat{\mathbf{p}}_\nu. \quad (2.11)$$

Deve-se observar que, caso sejam utilizadas, na primeira e na última subbandas só é realizada a compensação de uma das subbandas vizinhas. Assim, os vetores com os coeficientes dos equalizadores nessas subbandas são $\mathbf{w}_0 = [w_0(0), w_1(0), \dots, w_0(L_{eq}-1), w_1(L_{eq}-1)]^T$ e $\mathbf{w}_{M-1} = [w_{M-2}(0), w_{M-1}(0), \dots, w_{M-2}(L_{eq}-1), w_{M-1}(L_{eq}-1)]^T$.

1), e as matrizes de autocorrelação e de correlação cruzada são definidas por

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{R}}_0 &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_0 & \tilde{\mathbf{X}}_1 \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_0 & \tilde{\mathbf{X}}_1 \end{bmatrix}, \\
\hat{\mathbf{p}}_0 &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_0 & \tilde{\mathbf{X}}_1 \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{d}}_0 \\
\hat{\mathbf{R}}_{M-1} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{M-2} & \tilde{\mathbf{X}}_{M-1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{M-2} & \tilde{\mathbf{X}}_{M-1} \end{bmatrix}, \\
\hat{\mathbf{p}}_{M-1} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{M-2} & \tilde{\mathbf{X}}_{M-1} \end{bmatrix}^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{d}}_{M-1}
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Como descrito anteriormente, o TMUX MDFT possui o *deinterleaver* como última etapa de decomposição em subbandas no banco de análise. Em [14] são apresentadas 3 (três) formas diferentes de inserir o equalizador dentro desta última etapa. Para este trabalho foi escolhida a estrutura \mathcal{C} da referência [14], pois pelos resultados lá exibidos apresenta menor erro médio quadrático e convergência mais rápida. Nesta estrutura o equalizador é inserido imediatamente antes do bloco de *deinterleaving*, operando sobre o sinal $\tilde{x}_\nu(k)$. Esse sinal possui duas vezes a taxa de amostragem dos símbolos nas subbandas, portanto o equalizador operará nesta taxa.

O sinal de treinamento para a estrutura escolhida é obtido propagando a sequência de treinamento pelo transmultiplex até o ponto onde o equalizador é inserido, ou seja, antes do *deinterleaver*. Esta propagação deve ser realizada em condições de reconstrução perfeita ou próxima da perfeita, ou seja, o canal de transmissão deve ser ideal e dado por $h(k) = \delta(k)$, onde $\delta(k)$ é o impulso unitário, e não deve ocorrer a adição de ruído gaussiano $r(k)$.

A utilização dos blocos de *interleaving* e de *deinterleaving* faz com que as partes imaginária e real dos elementos do vetor $\tilde{x}_\nu(k)$ sejam descartadas de forma alternada a cada bloco k . Assim, alguma informação da fase do símbolo recebido é perdida. Para que a equalização de canal funcione efetivamente, esta informação de fase deve ser utilizada para o cálculo dos coeficientes do equalizador. Observando a estrutura do TMUX MDFT e removendo os blocos de *interleaving* e de *deinterleaving* encontra-se um TMUX DFT, como o da Figura 2.5, só que não maximamente decimado ou sub-amostrado.

2.7 Conclusões

Este capítulo teve como objetivo detalhar os sistemas multiportadora cujos desempenhos, na presença de desvios de portadora, serão avaliados nos próximos capítulos. Inicialmente, foram introduzidos os conceitos gerais de comunicações por multiportadoras. A seguir, as estruturas dos sistemas OFDM e MDFT TMUX foram detalhadas. Além disso, um tipo de sistema de transmissão por portadora única foi detalhado, e será comparado com os resultados de simulações dos sistemas multiportadora. Por fim, foram descritos os esquemas de equalização utilizados nos sistemas multiportadora.

Capítulo 3

O Desvio de Portadora

3.1 Introdução

Neste capítulo são modelados e avaliados os efeitos dos fenômenos de desvio de frequência central de portadora. Na Seção 3.2 é apresentada a origem da distorção. Nas Seções 3.3 e 3.4 são apresentados, respectivamente, os modelos do CFO (*Carrier Frequency Offset*) e do PHN (*Phase Noise*). Na Seção 3.5 é demonstrado o efeito das distorções no sistema OFDM e na Seção 3.6 no sistema transmultiplex MDFT. Na Seção 3.7 são apresentados, inicialmente, os modelos de canal com memória utilizados nas simulações, cujos resultados são exibidos e analisados no fim da seção. Estes resultados ilustram o efeito do desvio de frequência da portadora por meio da degradação no desempenho dos sistemas de comunicação.

3.2 Origem dos Fenômenos

Geralmente, a modulação para a banda de radiofrequência em sistemas de comunicação sem fio é realizada em estágios [1]. A Figura 3.1 exibe um modelo simplificado dessa forma de modulação. O bloco de processamento digital corresponde a todas as etapas desde a codificação de canal e de fonte, passando pelo mapeamento dos bits em símbolos complexos e pela multiplexação em frequência, até a filtragem que precede a conversão do meio digital para o meio analógico. O sinal analógico em banda base sofre uma primeira translação para uma frequência de banda passante, onde é realizada a filtragem analógica de contenção espectral para respeitar a

máscara da banda disponível de acordo com a regulamentação vigente. A frequência central desse primeiro oscilador é chamada de intermediária ou simplesmente FI. Por fim, é realizada a translação para a banda de radiofrequência ou simplesmente RF. No diagrama não estão representadas as etapas de amplificação do sinal por razões de simplicidade, já que a análise apresentada a seguir independe dessas operações.

O valor exato da frequência central de um oscilador depende da qualidade do material empregado e, conseqüentemente, do custo. Em sistemas de comunicações móveis o baixo custo de uma estação móvel depende do uso de osciladores com desempenho moderado. Sendo assim, em alguns equipamentos de rádio, existe uma pequena diferença entre as frequências centrais dos osciladores do transmissor e do receptor, ocasionando um pequeno deslocamento de todo o espectro do sinal recebido. Chamaremos esse deslocamento da frequência central de deslocamento de portadora. O efeito Doppler, devido a mobilidade do receptor e do transmissor, também pode provocar este fenômeno além de outros. Neste caso, o deslocamento não é constante na duração de um bloco e ocorrem outras distorções, como por exemplo o desvanecimento. Não será abordado nesse trabalho o problema do efeito Doppler.

Em alguns sistemas monoportadora, quando o desvio de portadora é pequeno em relação à largura de banda, os efeitos deste desvio podem ser desprezados. Porém, quando a transmissão com portadora única é feita em blocos e a equalização é feita no domínio da frequência ou em sub-bandas, como por exemplo o apresentado na Seção 2.5, o efeito do deslocamento de portadora se torna semelhante ao caso multiportadora. Isso ficará evidente nas simulações apresentadas na Seção 3.7.

O desvio da frequência central possui uma parcela determinística e uma parcela estocástica. A parcela determinística é chamada de CFO (*Carrier Frequency Offset*) e a estocástica é chamada de PHN (*Phase Noise*). O desvio aleatório pode variar com o tempo, ou seja, pode ser diferente em cada bloco que chega no receptor, e, em geral, apresenta magnitude proporcionalmente menor que o desvio determinístico.

A combinação do CFO com o PHN causará maior distorção no sinal recebido quanto maior for o número de subportadoras. Em sistemas de televisão digital, por exemplo, o número de subportadoras pode variar entre 2048 e 8192, o que significa

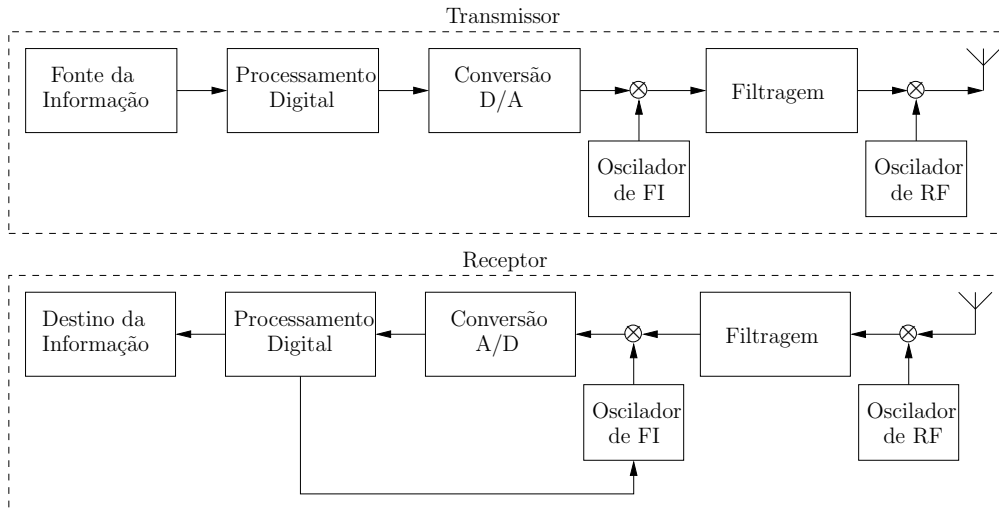


Figura 3.1: Diagrama de blocos simplificado dos estágios de radiofrequência de um sistema de comunicação digital.

uma expressiva sensibilidade a um pequeno deslocamento de portadora. O desempenho dos sistemas em relação aos desvios também é fortemente influenciado pelo número de símbolos contidos na constelação empregada, como será evidenciado nos resultados de simulações apresentados no final deste capítulo.

Os modelos discretos do desvio de frequência da portadora e do ruído de fase serão apresentados nas Seções 3.3 e 3.4. Estes modelos foram os utilizados para realizar as simulações, cujos resultados são apresentados ao longo deste trabalho.

3.3 Modelo do CFO

Primeiramente, serão assumidos que os blocos de símbolos transmitidos, ou seja, os M símbolos que são transmitidos simultaneamente em cada uma das M portadoras, estão perfeitamente sincronizados no tempo com o sinal gerado pelos osciladores do receptor do sistema. Esta suposição influencia os resultados obtidos por meio de simulações e não existe uma homogeneização na literatura corrente para esta suposição, ou seja, alguns autores assumem que o oscilador está funcionando livremente, outros assumem que a operação foi iniciada simultaneamente à recepção de cada bloco. Neste trabalho será assumida a última suposição com a finalidade de simplificar o modelo utilizado. (Em alguns sistemas de comunicação, a sincronização temporal é realizada por um bloco específico do sistema). Pode-se conseguir reduzir

a carga computacional no receptor quando a sincronização freqüencial é realizada em conjunto com a temporal [15].

Neste trabalho serão representados os efeitos resultantes dos descasamentos entre todos os osciladores presentes no sistema. Assim, será considerado o deslocamento total dos osciladores do transmissor e do receptor. Também serão considerados os deslocamentos normalizados, ou seja, chamando de ϵ o CFO normalizado, e Δf o espaçamento entre as sub-portadoras, o deslocamento verdadeiro é de $\epsilon\Delta f$ Hz. Assim, um deslocamento normalizado de $\epsilon = 0,1$ representa 10% de deslocamento relativo a largura de cada sub-banda. Pode-se concluir que, para um dado oscilador, quanto maior for o número de sub-portadoras utilizadas, maior será a sensibilidade ao deslocamento da freqüência central da portadora. O sinal na entrada do receptor em ambos os sistemas multiportadora, incluindo o efeito do CFO, é dado por:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{y}}(k) &= \mathbf{C}_\epsilon (\mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}(k)) \\ &= \mathbf{C}_\epsilon \mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}_\epsilon(k),\end{aligned}\tag{3.1}$$

onde o ruído branco gaussiano antes e depois de sofrer o deslocamento é dado, respectivamente, pelos vetores \mathbf{r} e \mathbf{r}_ϵ . No caso do sistema OFDM, $\hat{\mathbf{y}}(k)$ é o sinal obtido após a remoção do prefixo cíclico. A matriz \mathbf{C}_ϵ é dada por

$$\mathbf{C}_\epsilon = \text{diag} \left(1, e^{\frac{j2\pi\epsilon}{M}}, \dots, e^{\frac{j2\pi\epsilon(M-1)}{M}} \right).\tag{3.2}$$

No sistema OFDM apresentado na Seção 2.3 pode-se verificar, observando a Equação (3.1), que o produto das matrizes $\mathbf{C}_\epsilon \mathbf{H}$, que representa a modelagem do canal incluindo o deslocamento de portadora para , não pode mais ser diagonalizada pela matriz \mathbf{F} . O efeito resultante disto é a chamada interferência entre portadoras (ICI - *Intercarrier Interference*). Esta interferência será detalhada na Seção 3.5, após a modelagem dos fenômenos físicos.

3.4 Modelo do PHN

Podem ser encontradas duas abordagens na literatura corrente para a modelagem do PHN. A primeira descreve o PHN como um processo estocástico estacionário caracterizado pela sua densidade espectral de potência, que é obtida por meio de medidas de um oscilador real. O outro modelo típico do PHN de um oscilador livre

é a exponencial complexa de um processo de Wiener [16, 17]. Pode ser demonstrado que esse processo exponencial complexo é estacionário no sentido amplo, com um espectro de potência de Lorentz. Neste trabalho será adotada uma variação do processo de Wiener, que é discreta no tempo e representa uma versão amostrada, no período de símbolo, de um processo contínuo no tempo. O sinal na entrada do receptor após o efeito do PHN é dado por:

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}^{\text{PHN}}(k) (\mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}(k)), \quad (3.3)$$

onde $\mathbf{C}^{\text{PHN}}(k) = \text{diag} \left(e^{\frac{j2\pi\phi_0^{\text{PHN}}(k)}{M}}, e^{\frac{j2\pi\phi_1^{\text{PHN}}(k)}{M}}, \dots, e^{\frac{j2\pi\phi_{M-1}^{\text{PHN}}(k)}{M}} \right)$ e o processo que afeta a n -ésima amostra do k -ésimo bloco transmitido é representado por:

$$\phi_m^{\text{PHN}}(k) = \sum_{l=0}^{L_{cp}+m} \theta_{l,k}, \quad 0 \leq m \leq M-1, \quad (3.4)$$

onde $\theta_{l,k}$ são amostras independentes de uma variável gaussiana com variância σ_θ^2 e média zero. Na Equação (3.4) verifica-se que, a cada amostra m , a variável $\phi_m^{\text{PHN}}(k)$ recebe um novo incremento da variável gaussiana. Vale ressaltar que, no sistema OFDM, o vetor $\hat{\mathbf{y}}(k)$ representa o sinal recebido após remoção do prefixo cíclico.

Em todos os resultados de simulações apresentados neste trabalho é utilizado o parâmetro γ como referência para as diferentes potências de PHN testadas. Este parâmetro foi retirado da referência [18] e é definido por $\gamma = \sigma_\theta^2 M$.

3.5 Efeito no Sistema OFDM

Combinando as influências do CFO e do PHN num único vetor, tem-se que o sinal na entrada do receptor é dado por:

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k) (\mathbf{H}\mathbf{y}(k) + \mathbf{r}(k)), \quad (3.5)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k) &= \text{diag} \left(e^{j(\phi_0^{\text{CFO}} + \phi_0^{\text{PHN}}(k))}, e^{j(\phi_1^{\text{CFO}} + \phi_1^{\text{PHN}}(k))}, \dots, e^{j(\phi_{M-1}^{\text{CFO}} + \phi_{M-1}^{\text{PHN}}(k))} \right) \\ &= \text{diag} \left(e^{j\phi_0(k)}, e^{j\phi_1(k)}, \dots, e^{j\phi_{M-1}(k)} \right), \end{aligned} \quad (3.6)$$

com $\phi_m(k) = \phi_m^{\text{CFO}} + \phi_m^{\text{PHN}}(k)$ e $\phi_m^{\text{CFO}} = \frac{2\pi\epsilon m}{M}$, $m = 0, \dots, M-1$

Após a DFT, o sinal recebido é dado por:

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k)\mathbf{H}\mathbf{F}^H \mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k). \quad (3.7)$$

Assim, os elementos do vetor $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ podem ser escritos como:

$$\tilde{x}_m(k) = \lambda_m x_m(k) \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} e^{j\phi_n(k)} + \frac{1}{M} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{M-1} \lambda_l x_l(k) \sum_{n=0}^{M-1} e^{\frac{j2\pi(l-m)n}{M}} e^{j\phi_n(k)} + \hat{r}_m(k). \quad (3.8)$$

Definindo

$$u_p(k) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} e^{\frac{j2\pi pn}{M}} e^{j\phi_n(k)}, \quad (3.9)$$

e observando que $u_{-p}(k) = u_{M-p}(k)$. A Equação (3.8) pode ser simplificada para

$$\tilde{x}_m(k) = \lambda_m x_m(k) u_0(k) + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{M-1} \lambda_l x_l(k) u_{l-m}(k) + \hat{r}_m(k). \quad (3.10)$$

O primeiro elemento $u_0(k)$ na Equação (3.10) é chamado de erro de fase comum (CPE - *Common Phase Error*) e, para cada subportadora em particular, é independente das outras e rotaciona os símbolos recebidos por uma quantidade igual. O erro de fase comum é o responsável pela maior parte da distorção do sinal recebido em cada subbanda. Os termos restantes na Equação (3.10) são responsáveis pela chamada interferência entre portadoras (ICI).

Pelo Teorema do Valor Central, o efeito do ICI pode ser aproximado por um ruído gaussiano com média zero, dado que o número de subportadoras é grande e que os símbolos são estatisticamente independentes. Consequentemente, o ICI tem um efeito similar ao ruído branco gaussiano. Porém, recentemente, em [19] foi demonstrado que a aproximação do ICI por um ruído gaussiano não pode ser feita. No Capítulo 4 será demonstrado que, se forem compensados alguns elementos do ICI, melhores resultados em termos de desempenho podem ser obtidos.

3.6 Efeito no Sistema Transmultiplex

Chamando de $\mathbf{T}(z)$ e $\mathbf{R}(z)$ as matrizes polinomiais ($M \times M$) contendo as componentes polifásicas, respectivamente, dos bancos de síntese e de análise, seus elementos são dados por

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}(z)]_{m,n} &= \sum_{k=0}^{K-1} f_n(kM + m) z^{-k}, \\ [\mathbf{R}(z)]_{m,n} &= z^{-N+1} \sum_{k=0}^{K-1} h_m(kM + n) z^{-k}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde $f_n(k)$ e $h_m(k)$ são, respectivamente, o n -ésimo filtro de síntese e o m -ésimo filtro de análise.

Para fins de simplificação do modelo, o canal ideal será considerado, ou seja, $H(z) = 1$ e desconsiderada a adição de ruído branco gaussiano. Além disso, utilizando as identidades nobres para sistemas multitaxas e incluindo os fenômenos de desvio de portadora, temos a seguinte transferência entre o vetor de entrada e o vetor de saída:

$$\hat{\mathbf{x}}(z) = \mathbf{R}(z)\mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k)\mathbf{T}(z)\mathbf{x}(z), \quad (3.12)$$

onde $\mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k)$ é dado pela Equação (3.6).

No banco DFT convencional realizado na estrutura polifásica, como o da Figura 2.5, as matrizes de síntese $\mathbf{T}(z)$ e de análise $\mathbf{R}(z)$ do banco DFT são dadas por

$$\mathbf{T}(z) = \begin{bmatrix} \overline{G}_0(z) & 0 \cdots & 0 \\ 0 & \overline{G}_1(z) & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \overline{G}_{M-1}(z) \end{bmatrix} \mathbf{F} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_M^{\frac{Lp-1}{2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & W_M^{\frac{Lp-1}{2}(M-1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{R}(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_M^{\frac{Lp-1}{2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & W_M^{\frac{Lp-1}{2}(M-1)} \end{bmatrix} \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} G_0(z) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G_1(z) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & G_{M-1}(z) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

onde $W_M = e^{\frac{j2\pi}{M}}$ e os polinômios $G_\nu(z)$, para $\nu = 0, \dots, M-1$, representam as componentes polifásicas do tipo-1 do filtro protótipo e os polinômios $\overline{G}_0(z) = G_0(z)$ as componentes polifásicas do tipo-3 dadas por $\overline{G}_\nu(z) = z^{-1}G_\nu(z)$, para $\nu = 1, \dots, M-1$.

Pela definição $\mathbf{T}(z) = \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{T}_\ell z^{-\ell}$ e $\mathbf{R}(z) = \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{R}_\ell z^{-\ell}$, podem ser definidas as

matrizes

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_\ell &= \begin{bmatrix} \bar{g}_0(\ell) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \bar{g}_1(\ell) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \bar{g}_{M-1}(\ell) \end{bmatrix} \mathbf{F} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_M^{\frac{Lp-1}{2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & W_M^{\frac{Lp-1}{2}(M-1)} \end{bmatrix} \\ &= \bar{\mathbf{G}}_\ell \mathbf{F} \Theta \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_\ell &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_M^{\frac{Lp-1}{2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & W_M^{\frac{Lp-1}{2}(M-1)} \end{bmatrix} \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \begin{bmatrix} g_0(\ell) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_1(\ell) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & g_{M-1}(\ell) \end{bmatrix} \\ &= \Theta \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \mathbf{G}_\ell \end{aligned} \quad (3.16)$$

Reescrevendo a Equação (3.12) no domínio do tempo, a relação entrada e saída pode ser escrita por

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{R}_\ell \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k-\ell) \sum_{\tau=0}^{K-1} \mathbf{T}_\tau \mathbf{x}(k-\ell-\tau). \quad (3.17)$$

Decompondo as matrizes \mathbf{R}_ℓ e \mathbf{T}_τ , a Equação (3.17) pode ser reescrita por

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \sum_{\ell=0}^{K-1} \Theta \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \mathbf{G}_\ell \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k-\ell) \sum_{\tau=0}^{K-1} \bar{\mathbf{G}}_\tau \mathbf{F} \Theta \mathbf{x}(k-\ell-\tau) \quad (3.18)$$

Pode ser demonstrado que a ordem de multiplicação entre duas matrizes pode ser trocada, quando uma delas é simétrica, como por exemplo as matrizes \mathbf{F} e $\mathbf{F}^{\mathcal{H}}$, e a outra é diagonal, como por exemplo as matrizes \mathbf{G}_ℓ , $\bar{\mathbf{G}}_\tau$ e Θ . Assim, o seguinte desenvolvimento pode ser realizado:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \Theta \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k-\ell) \mathbf{G}_\ell \mathbf{F} \Theta \sum_{\tau=0}^{K-1} \bar{\mathbf{G}}_\tau \mathbf{x}(k-\ell-\tau) \\ &= \Theta \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{F}^{\mathcal{H}} \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k-\ell) \mathbf{F} \Theta \sum_{\tau=0}^{K-1} \mathbf{G}_\ell \bar{\mathbf{G}}_\tau \mathbf{x}(k-\ell-\tau) \\ &= \Theta \sum_{\ell=0}^{K-1} \mathbf{U}(k-\ell) \Theta \sum_{\tau=0}^{K-1} \mathbf{G}_\ell \bar{\mathbf{G}}_\tau \mathbf{x}(k-\ell-\tau), \end{aligned} \quad (3.19)$$

onde $\mathbf{U}(k)$ é uma matriz circulante dada por

$$\mathbf{U}(k) = \begin{bmatrix} u_0(k) & u_1(k) & \cdots & u_{M-1}(k) \\ u_{M-1}(k) & u_0(k) & \cdots & u_{M-2}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_1(k) & u_2(k) & \cdots & u_0(k) \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

onde os $u_p(k)$ são dados pela Equação (3.9).

O efeito do desvio de portadora no sistema OFDM é um caso particular onde $K = 1$ e as matrizes $\mathbf{T}(z) = \mathbf{F}^H$ e $\mathbf{R}(z) = \mathbf{F}$. Assim, tem-se que

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \mathbf{F}^H \mathbf{C}_\epsilon^{\text{PHN}}(k) \mathbf{F} \mathbf{x}(k) \\ &= \mathbf{U}(k) \mathbf{x}(k), \end{aligned} \quad (3.21)$$

Pode-se observar que cada elemento do vetor $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ é definido como na Equação (3.10).

3.7 Simulações

Em todas as simulações desta seção foram testados os sistemas multiportadora e os sistemas de portadora única com equalização em frequência. Em todos os casos, 128 subportadoras ou subbandas foram utilizadas. O filtro protótipo do banco MDFT adotado possui $K = 4$ componentes polifásicas e um fator de *roll-off* $\rho = 1$. Com essa configuração, as sub-bandas do banco MDFT apresentam a mesma sobreposição espectral que as sub-bandas da DFT no sistema OFDM, mas uma banda de rejeição com atenuação consideravelmente maior. Assim, é obtida uma maior contenção espectral do sistema sem que a complexidade computacional se torne impraticável para sistemas que utilizam tecnologia disponível à um preço acessível.

Para cada simulação foram utilizados 6 sistemas diferentes. Metade desses sistemas são do tipo multiportadora, pois realizam a multiplexação na frequência no lado do transmissor, e metade são do tipo portadora única, logo, boa parte do processamento é realizado no receptor. Neste trabalho foram escolhidos os sistemas de portadora única com equalização em frequência ou em sub-bandas, devido às semelhanças e propriedades comuns aos sistemas multiportadora. A seguir serão especificadas as estruturas dos sistemas simulados.

A primeira estrutura simulada é a do sistema OFDM tradicional com prefixo cíclico exibido na Figura 2.1. A variação dessa estrutura é a do sistema OFDM com o prefixo zero exibido na Figura 2.2. Nos gráficos das simulações, foram empregadas as legendas CP OFDM (*Cyclic Prefix OFDM*) e ZP OFDM (*Zero Prefix OFDM*) nas curvas correspondentes a estas estruturas.

A segunda estrutura simulada é a do sistema multiportadora Transmultiplex MDFT. Esta estrutura está exibida na Figura 2.8 e foi utilizada a legenda MDFT TMUX para representá-la.

Para os sistemas de transmissão em blocos com portadora única, equalização em frequência utilizando a DFT, e utilizando os prefixos cíclico e zero, foram utilizadas as legendas CP SC FREQ. EQ. (*Cyclic-Prefix Single-Carrier Frequency Equalization*) e ZP SC FREQ. EQ. (*Zero-Prefix Single-Carrier Frequency Equalization*). A estrutura simulada é a exibida na Figura 2.9.

A legenda SC MDFT FB EQ. (*Single-Carrier MDFT Filter-Bank Equalization*) representa o sistema de transmissão com portadora única e equalização em sub-bandas utilizando o banco de filtros maximamente decimado MDFT. Nesse sistema nenhum tipo de prefixo é utilizado.

3.7.1 Modelos de Canais

Nas simulações deste trabalho foram simulados 2 canais com multipercursos, representados por filtros FIR com coeficientes complexos e estáticos.

As respostas ao impulso dos canais 1 e 2 são exibidas respectivamente nas Tabelas 3.1 e 3.2. E as respostas em frequência são apresentadas nas Figuras 3.2 e 3.3.

Tabela 3.1: Coeficientes da resposta ao impulso do canal 1.

h_0	$0,0731 - 0,8702j$
h_1	$0,3613 - 0,4503j$
h_2	$-0,1098 + 0,4476j$
h_3	$-0,0270 - 0,0942j$

O canal 1 foi retirado de [20] e o canal 2 foi retirado de [7]. Ambos represen-

Tabela 3.2: Coeficientes da resposta ao impulso do canal 2.

h_0	$0,5 - 0,8660j$	h_4	0
h_1	0	h_5	0
h_2	$0,4045 - 0,2939j$	h_6	0
h_3	0	h_8	$0,0901 - 0,0434j$

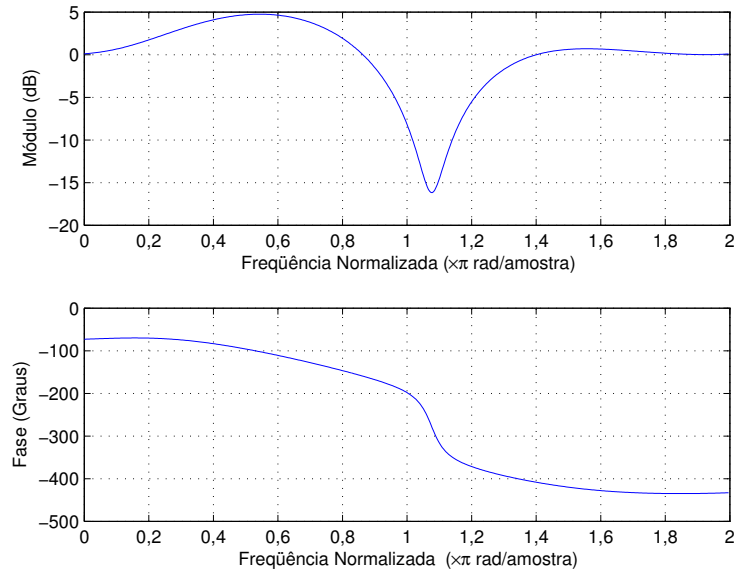


Figura 3.2: Resposta em frequência do canal 1.

tam amostras de canais típicos de sistemas de transmissão sem fio.

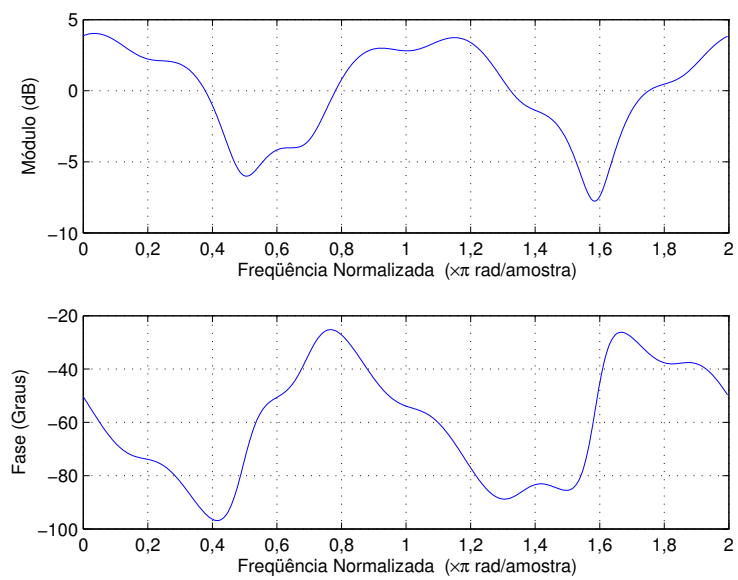


Figura 3.3: Resposta em frequência do canal 2.

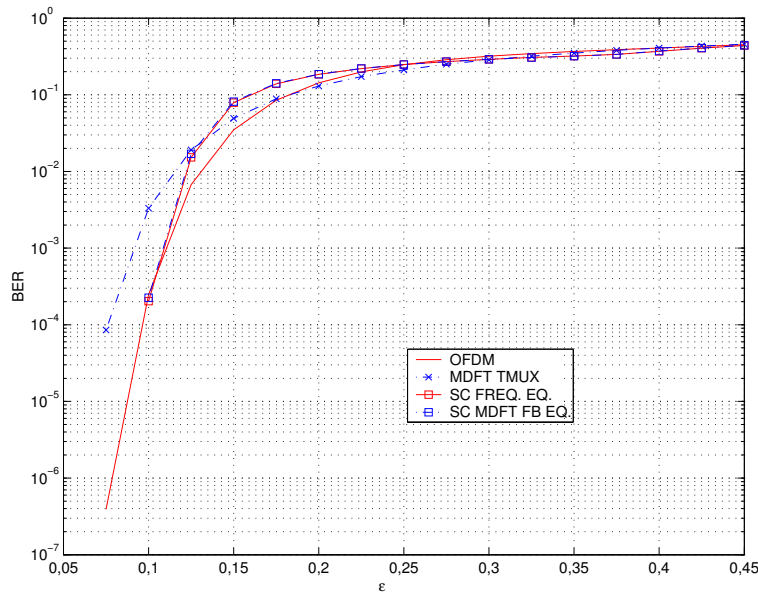


Figura 3.4: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

3.7.2 Desempenho dos Sistemas na Presença de CFO

Nas Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 estão exibidas as curvas da taxa de erros de bits para diferentes valores do deslocamento de portadora em um ambiente com SNR de 20 dB de potência, sem canal com multipercursos, ou seja, canal sem memória, e modulando os símbolos nas constelações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente. Como não foi utilizado um canal com memória, o sistema multiportadora OFDM e o sistema de portadora única com equalização em frequência foram simulados sem qualquer tipo de prefixo. Já os sistemas que empregam o Transmultiplex MDFT, não utilizam qualquer tipo de prefixo.

Pode-se observar que o sistema MDFT TMUX apresenta uma maior sensibilidade ao CFO em relação ao sistema OFDM, quando a constelação QPSK é utilizada. Já com as constelações mais densas, é observado um desempenho semelhante de todos os sistemas. Vale ressaltar que os sistemas de portadora única com equalização em frequência ou em subbandas apresentam uma sensibilidade idêntica aos sistemas multiportadora.

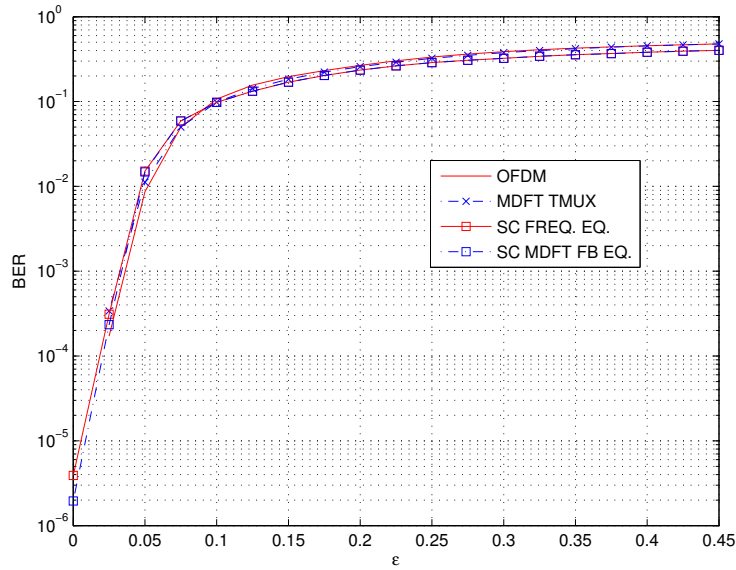


Figura 3.5: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 16-QAM.

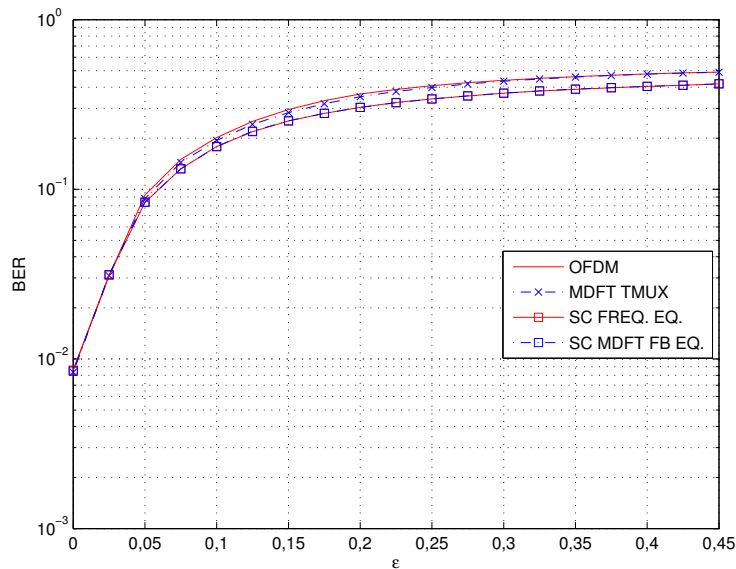


Figura 3.6: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

Nas Figuras 3.7, 3.8 estão exibidas as curvas da taxa de erros de bits para diferentes valores de CFO para o canal 1 e 2, respectivamente, e SNR de 20 dB.

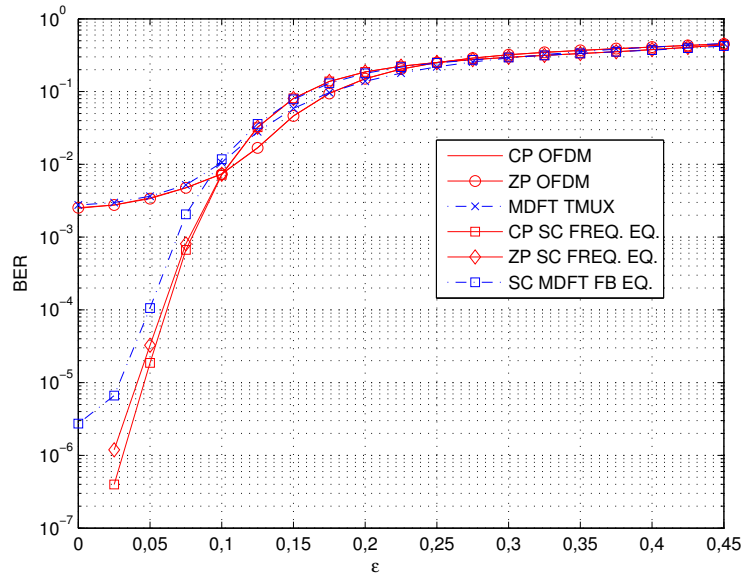


Figura 3.7: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, com o canal 1, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

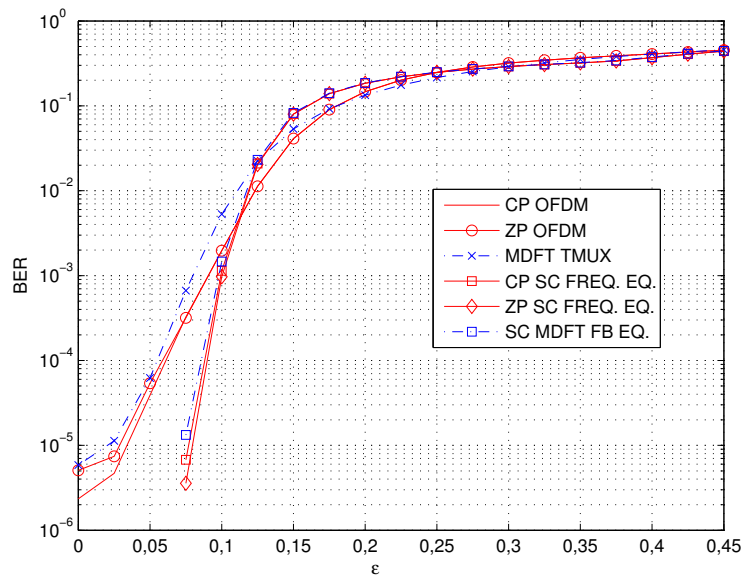


Figura 3.8: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de CFO, com o canal 2, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

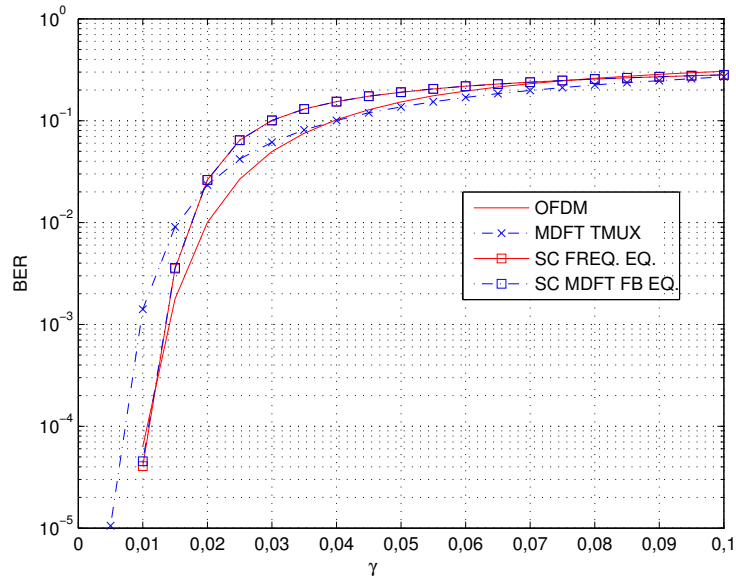


Figura 3.9: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

3.7.3 Desempenho dos Sistemas na Presença de PHN

Nas Figuras 3.9, 3.10 e 3.11 estão exibidas as curvas da taxa de erros de bits para diferentes valores do ruído de fase, em um ambiente com AWGN sem multipercursos e utilizando as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Vale observar que o sistema OFDM foi simulado sem prefixo.

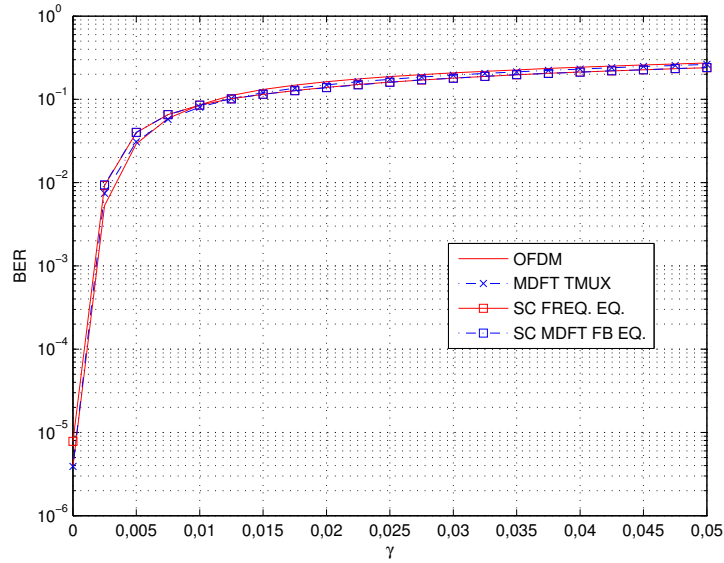


Figura 3.10: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 16-QAM.

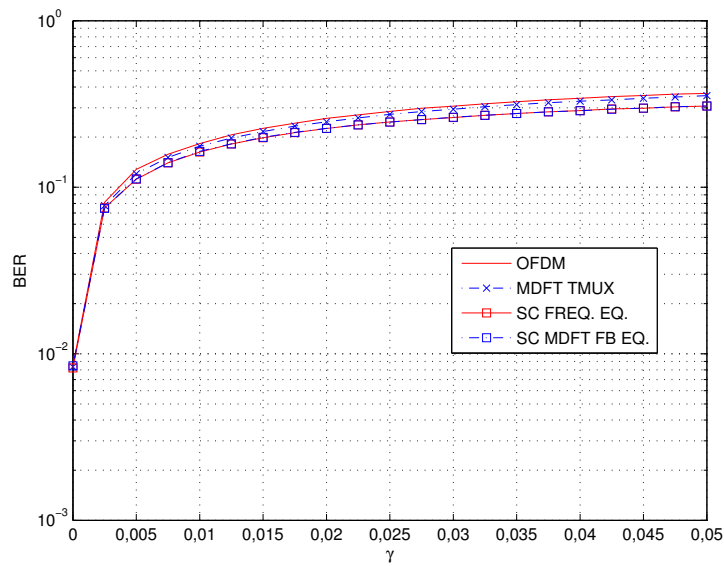


Figura 3.11: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, em canal AWGN sem memória com SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

Nas Figuras 3.12, 3.13 estão exibidas as curvas da BER por CFO para o canal 1 e 2, respectivamente, AWGN com SNR de 20 dB, modulação QPSK e prefixos

cíclico e zero no caso do sistema OFDM.

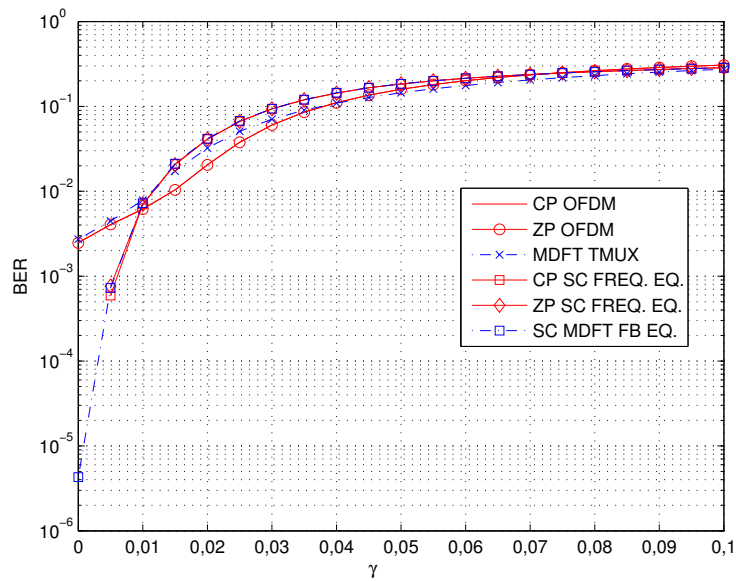


Figura 3.12: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, com o canal 1, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

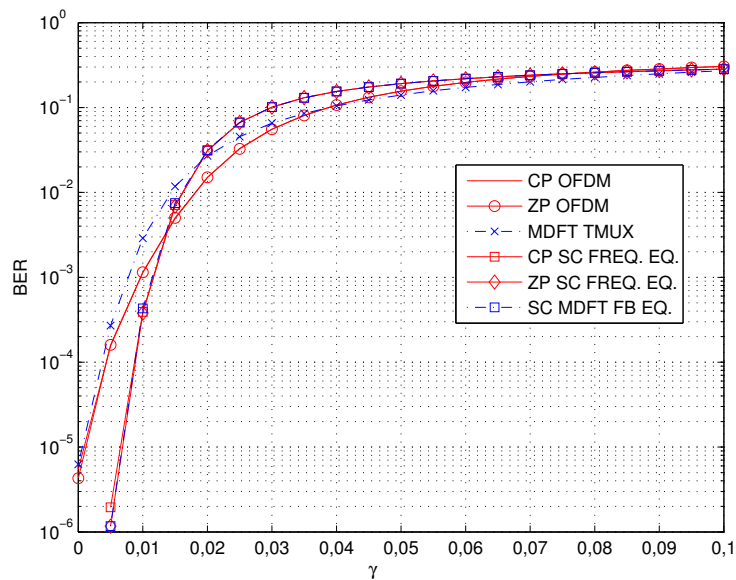


Figura 3.13: Desempenho dos sistemas multiportadora e equalização em frequência na presença de PHN, com o canal 2, AWGN com SNR de 20 dB e modulação QPSK.

3.7.4 Análise Geral dos Resultados

Em todos os resultados de simulações exibidos nesta seção pôde ser verificado que os sistemas de portadora única apresentam sensibilidade aos fenômenos de deslocamento de portadora semelhante aos sistemas multiportadora. A única diferença observada se deve a maior sensibilidade dos sistemas multiportadora aos zeros do canal com memória ou multipercursos, fato esse bastante explorado pela literatura corrente.

Os sistemas multiportadora baseados em bancos de filtros MDFT apresentam sensibilidade, em termos de BER, semelhante a do sistema OFDM.

Vale ressaltar que os sistemas baseados no banco de filtros maximamente decimado, MDFT TMUX, apresentam complexidade computacional consideravelmente maior que os sistemas baseados somente na DFT, como o sistema OFDM. No entanto, estes últimos necessitam da inserção de redundância (prefixo cíclico ou zero) para eliminar o efeito da memória do canal de transmissão, enquanto os primeiros não empregam qualquer tipo de redundância, tornando mais eficiente o uso da banda disponível para provimento de serviços de comunicações.

3.8 Conclusões

Neste capítulo foram discutidas as origens dos fenômenos de desvio da frequência central da portadora seguidos das modelagens matemáticas. Por fim, alguns resultados de simulações demonstraram a queda no desempenho dos sistemas na presença dos desvios. Nos resultados de simulações, os sistemas multiportadora foram comparados com o sistema de portadora única com equalização no domínio da frequência ou em sub-bandas.

Capítulo 4

Compensação do Efeito do Desvio de Portadora

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados alguns métodos de estimação e compensação dos efeitos do CFO e do PHN. Na Seção 4.2 são discutidas as abordagens existentes da literatura corrente e especificada a abordagem escolhida para este trabalho. Na Seção 4.3 é apresentado um primeiro método de compensação, baseado na compensação conjunta à equalização de canal. Na Seção 4.4 é desenvolvida a formulação da estimação e compensação por mínimos quadrados. Baseado no método apresentado em [21], na Seção 4.5 são adaptados os métodos de estimação e compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão. No final de cada seção são exibidos os resultados de algumas simulações.

4.2 Métodos de Compensação

Na literatura corrente são encontradas diversas abordagens para a estimação dos parâmetros que caracterizam os fenômenos de desvio de portadora. Os métodos ou esquemas de estimação e compensação do desvio de portadora podem ser classificados segundo diversos critérios.

Primeiramente, pode-se classificar os métodos entre os que estimam e compensam o CFO e o PHN conjuntamente ou são dedicados a apenas um dos desvios.

Em geral, os métodos que se propõem a eliminar somente o efeito do CFO, estimam o parâmetro ϵ de forma exata ou quase exata. Quando essa estimativa é realizada na ausência do PHN, o efeito do desvio de portadora pode ser eliminado completamente. Esta abordagem pode não ser muito prática, pois ambos os efeitos tendem a existir simultaneamente, já que têm origem no mesmo componente eletrônico.

Uma segunda possível classificação é entre os métodos que necessitam de dados ou seqüências de treinamento e os que realizam a estimação sem estes dados, também chamados de “cegos”. Estes últimos podem realizar as estimativas direcionadas à decisão ou utilizar estatísticas de ordem superior. Na Seção 4.5 será detalhado um esquema de estimação direcionada à decisão.

No sistema OFDM, as técnicas de estimação e compensação podem ser divididas entre as que são realizadas no domínio do tempo (pré-DFT) e no domínio da frequência (pós-DFT). Em analogia, nos sistemas transmultiplex, a estimação e a compensação podem ser realizadas antes do filtro de análise, ou seja, antes da decomposição em sub-bandas. Na literatura atual, são mais comuns os métodos que realizam a estimação e a compensação após a DFT, e que se dedicam a estimar e remover somente o efeito do CFO. Já os métodos dedicados somente à redução dos efeitos do PHN, em geral, são realizados pós-DFT, ou seja, manipulam os blocos que já contêm a interferência entre portadoras.

Em alguns casos particulares, os parâmetros são estimados com o total desconhecimento do canal, mas na maioria dos métodos existentes, é considerado o conhecimento de sua resposta ao impulso.

A seguir são citados alguns métodos existentes na literatura que podem ser distribuídos dentro desses critérios de classificação e devem ser destacados:

Um dos primeiros métodos desenvolvidos para estimar o CFO é apresentado em [22]. Neste método é utilizado o critério de máxima verosimilhança e a repetição de um bloco para esta estimativa. É do tipo pós-DFT e não é necessário o conhecimento prévio do canal.

Recentemente, em [20] foi apresentado um método baseado na correlação do espectro quadrado do canal de estimativa do CFO que independe do conhecimento do canal. A estimativa é realizada sem o uso de seqüências de treinamento e em apenas 1 (um) bloco. A grande desvantagem deste esquema é que ele só pode ser

utilizado onde constelações de módulo constante são empregadas.

Em [23] é apresentado um esquema de estimação do CFO baseado em mínimos quadrados não-linear que aproveita as informações dos pacotes de preâmbulo adotadas nos padrões de redes locais sem fio do grupo de padronização IEEE 802.11. Este método também pode ser interpretado como um método de máxima verossimilhança condicional. O mesmo é do tipo pré-DFT e não necessita de conhecimento prévio do canal.

Um método para redução do efeito do PHN é apresentado em [24]. É baseado numa estimativa da fase do erro de fase comum obtida por meio de uma média móvel das diferenças de fases entre os símbolos recebidos e a demodulação destes mesmos símbolos, portanto, não necessita de treinamento. É um método que opera pós-DFT e considera que o efeito do canal já foi removido.

Existem muitos outros métodos mais elaborados, e os aqui citados são alguns dos que possuem implementação mais simples e com custo computacional comparável aos esquemas apresentados nas seções a seguir.

A abordagem escolhida para este trabalho é a de estimar as variáveis responsáveis pela interferência entre portadoras no domínio da frequência, ou nas sub-bandas. Com isso, ambos os fenômenos de desvio de portadora, CFO e PHN, são colocados dentro de um mesmo contexto e os métodos desenvolvidos são aplicáveis nos casos em que estão presentes ambos os fenômenos ou apenas um isoladamente. Além disso, os métodos aqui apresentados visam a simplificação para que a carga computacional necessária para estimar e compensar os efeitos não seja impraticável para implementação com tecnologia atual.

Na literatura corrente pode ser encontrada uma infinidade de métodos de estimação e compensação dos efeitos de portadora para sistemas multiportadora OFDM, enquanto faltam métodos para sistemas multiportadora baseados em bancos de filtros maximamente decimados. Esta é uma outra lacuna que este trabalho visa preencher.

4.3 Compensação pela Equalização de Canal

Observando a Equação (3.8), pode-se verificar que o equalizador trivial do sistema OFDM apresentado na Seção 2.6 é capaz de compensar o efeito do canal de transmissão e o erro de fase comum, ou seja, o elemento u_0 em cada subcanal. Além disso, também pode ser utilizado o equalizador que compensa as subbandas adjacentes, também apresentado na Seção 2.6 e, assim, os elementos u_1 e u_{M-1} da ICI também serão eliminados. Chamaremos esse segundo tipo de equalizador de MISO (*Multiple Input Single Output*) daqui em diante.

A desvantagem deste tipo de compensação é que os elementos u_0 , u_1 , u_{M-1} são estimados e compensados por meio dos coeficientes do equalizador e, como esses elementos são iguais para todas as sub-bandas, essa informação é acoplada ao efeito do canal, tornando ineficiente o cálculo do equalizador. Na próxima seção será apresentado um método que realiza a estimativa dos parâmetros do desvio de portadora separada da equalização do canal.

4.3.1 Simulações

Na Figura 4.1 está exibida a taxa de erros de bits para diferentes valores de CFO e na Figura 4.2 temos o mesmo gráfico para variadas potências do PHN, utilizando a modulação QPSK.

As legendas das curvas obtidas por meio de simulações apresentadas nesta Seção obedecerão a seguinte convenção: CP OFDM e MDFT TMUX correspondem aos sistemas multiportadora com as estruturas exibidas nas Figuras 2.1 e 2.8 sem compensação dos desvios de portadora, mas com a compensação do canal por *Zero Forcing*. CP OFDM SISO EQ e MDFT TMUX SISO correspondem aos mesmos sistemas multiportadora, mas com compensação do elemento u_0 dos desvios de portadora e equalização de canal simultâneos, por meio do equalizador da Equação (2.8). Nas curvas com legenda CP OFDM MISO EQ e MDFT TMUX MISO são realizadas, além do elemento u_0 , as compensações dos elementos u_1 e u_{M-1} , pelo uso do equalizador da Equação (2.8) empregando as matrizes modificadas $\hat{\mathbf{R}}_\nu$ e $\hat{\mathbf{p}}_\nu$ da Equação (2.10).

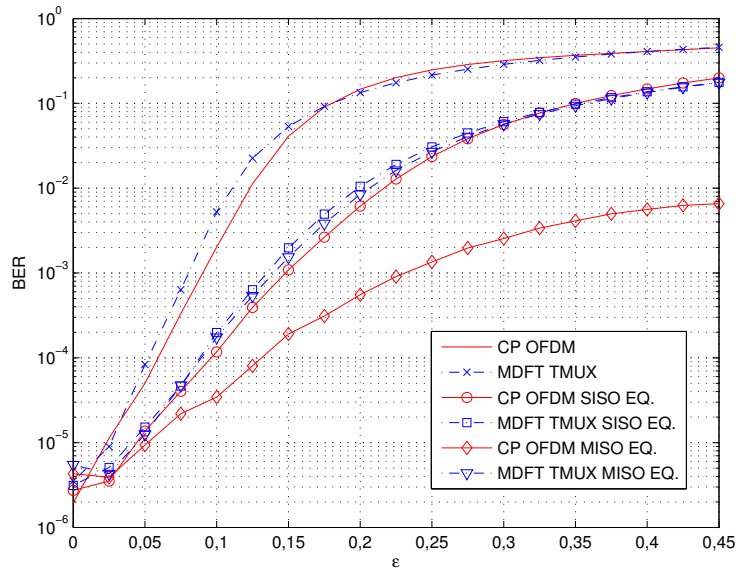


Figura 4.1: Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de CFO, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

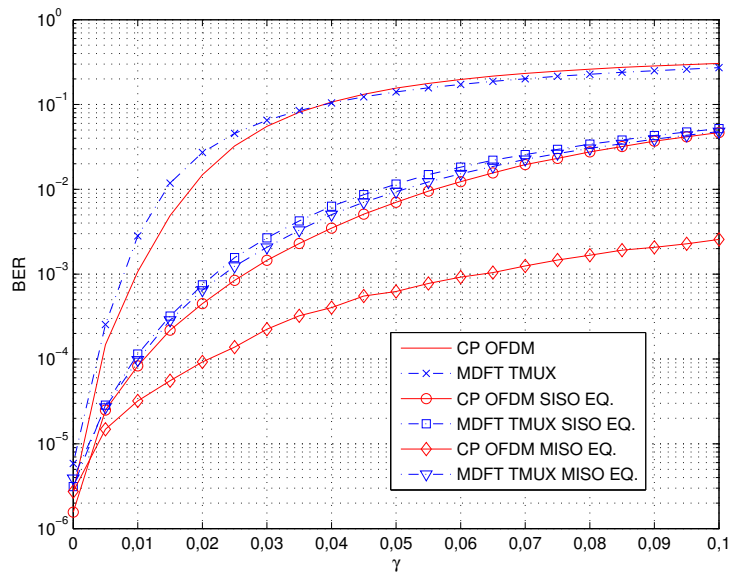


Figura 4.2: Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de PHN, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

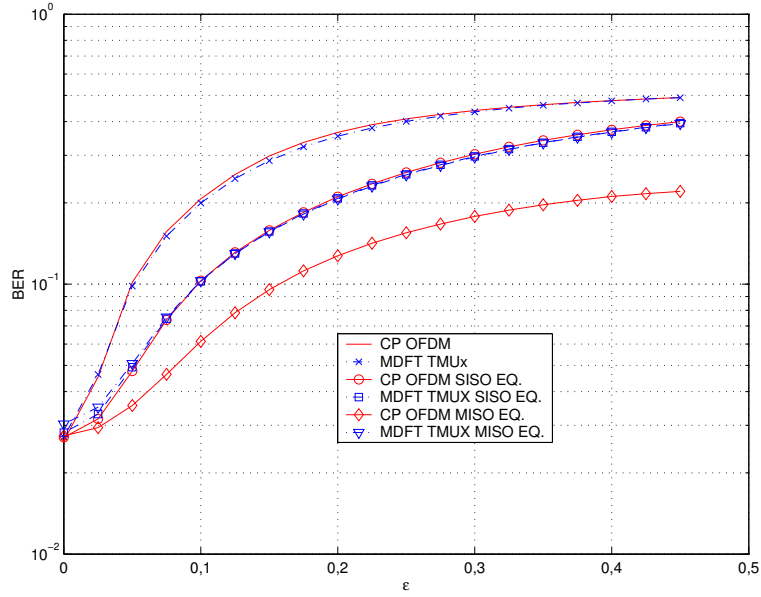


Figura 4.3: Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de CFO, sem e com compensação utilizando os equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

Nas Figuras 4.3 e 4.4 estão, novamente, exibidas as taxas de erros de bits (BER) para diferentes valores do CFO e variadas potências do PHN, respectivamente, porém empregando a modulação 64-QAM .

Em todos os gráficos desta seção pode-se observar a melhoria no desempenho do sistema OFDM quando são utilizadas 3 sub-bandas em relação a quando é utilizada 1 sub-banda. Neste último caso somente o erro de fase comum é compensado. No caso do sistema MDFT TMUX, esta melhoria não é observada. Isso se deve ao fato de que os elementos do vetor $\mathbf{u}(k)$ são diferentes para diferentes blocos, de forma alternada. Esse problema será resolvido no próximo esquema de estimação e compensação.

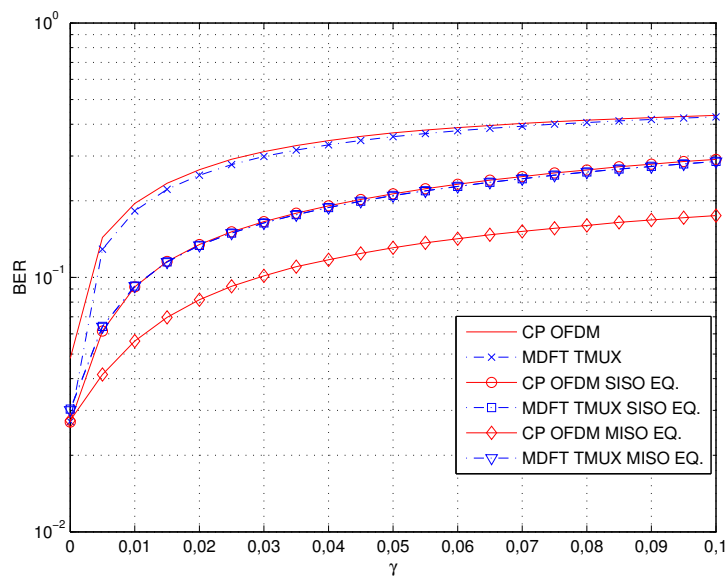


Figura 4.4: Desempenho dos sistemas multiportadora na presença de PHN, sem e com compensação utilizando o equalizadores SISO e MISO, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

4.4 Compensação por Mínimos Quadrados

Na seção anterior foi verificado que os equalizadores SISO e MISO são capazes de compensar parte do efeito dos desvios de portadora. No entanto, em alguns sistemas a estimação e equalização do canal são padronizadas e resta realizar a compensação dos efeitos do desvio de portadora nas subbandas após a equalização do canal.

Na Equação (3.8) verificamos que os elementos u_ν , para $\nu = 0, 1, \dots, M-1$, são os mesmos em cada sub-portadora. Assim, no sistema multiportadora OFDM, os blocos que chegam ao receptor, após a FFT e incluindo os fenômenos de desvio de portadora, são dados por

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}\mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k), \quad (4.1)$$

onde a matriz $\mathbf{U}(k)$ é definida por

$$\mathbf{U}(k) = \begin{bmatrix} u_0(k) & u_1(k) & \cdots & u_{M-1}(k) \\ u_{M-1}(k) & u_0(k) & \cdots & u_{M-2}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_1(k) & u_2(k) & \cdots & u_0(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

A Equação (4.1) difere da Equação (3.21) no que diz respeito ao efeito do canal com memória e do ruído branco gaussiano.

Assim, o sinal recebido pode ser escrito como

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_0(k) \\ \tilde{x}_1(k) \\ \vdots \\ \tilde{x}_{M-1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0(k) & u_1(k) & \cdots & u_{M-1}(k) \\ u_{M-1}(k) & u_0(k) & \cdots & u_{M-2}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_1(k) & u_2(k) & \cdots & u_0(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 x_0(k) \\ \lambda_1 x_1(k) \\ \vdots \\ \lambda_{M-1} x_{M-1}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{r}_0(k) \\ \hat{r}_1(k) \\ \vdots \\ \hat{r}_{M-1}(k) \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

A Equação (4.3) podemos ser reescrita da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_0(k) \\ \tilde{x}_1(k) \\ \vdots \\ \tilde{x}_{M-1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_0 x_0(k) & \lambda_1 x_1(k) & \cdots & \lambda_{M-1} x_{M-1}(k) \\ \lambda_1 x_1(k) & \lambda_2 x_2(k) & \cdots & \lambda_0 x_0(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{M-1} x_{M-1}(k) & \lambda_0 x_0(k) & \cdots & \lambda_{M-2} x_{M-2}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0(k) \\ u_1(k) \\ \vdots \\ u_{M-1}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{r}_0(k) \\ \hat{r}_1(k) \\ \vdots \\ \hat{r}_{M-1}(k) \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Escrevendo a Equação (4.4) de forma mais compacta obtém-se

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{X}(k)\mathbf{u}(k) + \hat{\mathbf{r}}(k). \quad (4.5)$$

Pode ser observado que, na existência de uma seqüência de blocos de treinamento, os elementos $u_\nu(k)$ podem ser estimados no receptor por um método de mínimos quadrados (*Least-Squares*) [25]:

$$\hat{\mathbf{u}}(k) \approx (\mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k))^{-1} \mathbf{X}^H(k)\tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (4.6)$$

Porém, a complexidade computacional para realizar esta estimativa é extremamente alta, assim como a posterior compensação. Com a finalidade de reduzir a complexidade computacional, pode ser estimado somente o erro de fase comum, como encontrado em várias referências da literatura [21, 24]. Neste caso a matriz $\mathbf{X}(k)$ na Equação (4.5) é aproximada por um vetor coluna contendo os $x_\nu(k)$ símbolos de treinamento. Assim, o estimador da Equação (4.6) pode ser aproximado por

$$\hat{u}_0(k) \approx \frac{\sum_{l=0}^{M-1} \lambda_l^* x_l^*(k) \tilde{x}(k)}{\sum_{l=0}^{M-1} |\lambda_l x_l(k)|^2}. \quad (4.7)$$

Para compensar o efeito dos desvios de portadora utilizando esta aproximação basta multiplicar os símbolos recebidos em cada sub-banda pelo elemento $\hat{u}_0^*(k)$.

Nos resultados de simulações apresentados nesta seção foi considerada a existência de uma seqüência de blocos de treinamento. É realizada uma estimativa do elemento $\hat{u}_0(k)$ para cada um dos blocos de treinamento e uma média destas estimativas é utilizada para compensar o efeito nos blocos posteriores.

Como pôde ser observado na Seção 4.3, com a compensação conjunta à equalização de canal, ocorrerá uma melhor compensação dos desvios de portadora se considerados os elementos $u_1(k)$ e $u_{M-1}(k)$. Assim, a Equação (4.4) pode ser aproximada por

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_0(k) \\ \tilde{x}_1(k) \\ \vdots \\ \tilde{x}_{M-1}(k) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \lambda_0 x_0(k) & \lambda_1 x_1(k) & \lambda_{M-1} x_{M-1}(k) \\ \lambda_1 x_1(k) & \lambda_2 x_2(k) & \lambda_0 x_0(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \lambda_{M-1} x_{M-1}(k) & \lambda_0 x_0(k) & \lambda_{M-2} x_{M-2}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0(k) \\ u_1(k) \\ \vdots \\ u_{M-1}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{r}_0(k) \\ \hat{r}_1(k) \\ \vdots \\ \hat{r}_{M-1}(k) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

ou, de forma mais compacta, por

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) \approx \mathbf{X}_3(k)\mathbf{u}_3(k) + \hat{\mathbf{r}}(k), \quad (4.9)$$

A estimativa aproximada do vetor $\mathbf{u}_3(k)$ é dada por

$$\hat{\mathbf{u}}_3(k) \approx (\mathbf{X}_3^H(k)\mathbf{X}_3(k))^{-1} \mathbf{X}_3^H(k)\tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (4.10)$$

e, antes da compensação, é obtida uma média dos valores estimados para cada bloco de treinamento estimado, assim como no caso do estimador do erro de fase comum.

Para realizar a compensação dos elementos $u_0(k)$, $u_1(k)$ e $u_{M-1}(k)$ é gerada a matriz $\mathbf{U}_3(k)$, definida por

$$\mathbf{U}_3(k) = \begin{bmatrix} u_0(k) & u_1(k) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & u_{M-1}(k) \\ u_{M-1}(k) & u_0(k) & u_1(k) & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & u_{M-1}(k) & u_0(k) & u_1(k) & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & u_{M-1}(k) & u_0(k) & u_1(k) \\ u_1(k) & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & u_{M-1}(k) & u_0(k) \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

e os vetores contendo os blocos recebidos são multiplicados por $\mathbf{U}_3^H(k)$. Assim, são eliminados alguns termos da interferência entre sub-portadoras.

De forma semelhante à compensação dos termos imediatamente adjacentes, podem ser consideradas as duas sub-bandas adjacentes, totalizando 5 elementos para compensação: $u_0(k)$, $u_1(k)$, $u_2(k)$, $u_{M-2}(k)$ e $u_{M-1}(k)$. Assim, a Equação (4.9) se torna

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) \approx \mathbf{X}_5(k)\mathbf{u}_5(k) + \hat{\mathbf{r}}(k), \quad (4.12)$$

e a estimativa dada por

$$\hat{\mathbf{u}}_5(k) \approx (\mathbf{X}_5^H(k)\mathbf{X}_5(k))^{-1} \mathbf{X}_5^H(k)\tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (4.13)$$

deve ser utilizada para gerar a matriz $\mathbf{U}_5(k)$ com estrutura semelhante à apresentada na Equação (4.11). A compensação neste caso é feita multiplicando-se os vetores contendo os blocos recebidos por $\mathbf{U}_5^H(k)$

A adaptação do método de estimação e compensação por mínimos quadrados no sistema MDFT TMUX envolve duas mudanças básicas em relação à implementação no sistema OFDM: primeiramente, a estimativa e compensação dos elementos do vetor $\mathbf{u}(k)$ é realizada antes do *deinterleaver* do filtro de análise da Figura 2.8 e não nos sinais das sub-bandas diretamente, operando ao dobro da taxa de símbolos (assim como ocorre com os equalizadores da Seção 2.6 e em [14]). Este posicionamento se deve ao fato de uma parcela da informação de fase ser descartada pelo *deinterleaver* de forma alternada. Em um dado bloco, é descartada a parte real e no bloco seguinte é descartada a parte imaginária. Em segundo lugar, foi

verificado que alguns elementos do vetor $\hat{\mathbf{u}}(k)$ possuem uma alternância de fase em blocos consecutivos. Mais precisamente, todos os elementos ímpares do vetor, ou seja, os $\hat{u}_1, \hat{u}_3, \dots, \hat{u}_{M-3}, \hat{u}_{M-1}$. Isto ocorre devido à estrutura do banco MDFT ter a característica de eliminar todos os componentes ímpares de *Aliasing* [9, 10]. Portanto, para que o algoritmo de estimação e compensação funcione no sistema MDFT TMUX, são estimados, alternadamente, dois vetores $\hat{\mathbf{u}}(k)$ e utilizados na compensação, também de forma alternada.

É importante observar que, nas situações onde apenas o CFO está presente, ou equivalentemente a potência do PHN é desprezível, torna-se necessário estimar apenas o parâmetro $u_0(k)$. Se uma boa estimativa for obtida, pode-se obter o parâmetro $\epsilon(k)$ por meio da relação

$$\epsilon(k) = \frac{\arctan\left(\frac{\Im\{u_0(k)\}}{\Re\{u_0(k)\}}\right)}{\pi\left(1 - \frac{1}{M}\right)}, \quad (4.14)$$

cuja demonstração está desenvolvida no Apêndice A.

4.4.1 Simulações

Nesta seção são exibidos três tipos de gráficos contendo as curvas resultantes de simulação: nos dois primeiros tipos a taxa de erro de bits é colocada em função de diferentes magnitudes de desvio de portadora e é fixado o valor da razão sinal ruído (SNR). No último tipo são fixados os valores do CFO e do PHN, e a BER é exibida em função da SNR. Nas Figuras 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8, são exibidas as curvas da BER em função do CFO e nas Figuras 4.9, 4.10, 4.11 e 4.12, em função do PHN. Já nas Figuras 4.13, 4.14, 4.15 e 4.16, a BER é exibida em função da SNR.

O sistema MDFT TMUX possui mais um grau de liberdade na sua configuração, quando comparado com o sistema OFDM. O parâmetro K pode ser variado para aumentar ou diminuir a sobreposição entre os blocos transmitidos e, paralelamente, obter-se maior ou menor contenção espectral, lembrando que o parâmetro K define o comprimento das componentes polifásicas. Portanto, nesta sessão para cada configuração simulada são exibidos dois gráficos, para dois valores de K distintos, mais especificamente $K = 4$ e $K = 40$.

Nas legendas das curvas resultantes de simulações exibidas nesta seção são utilizados diversos valores da variável N_u para denotar como são realizadas a es-

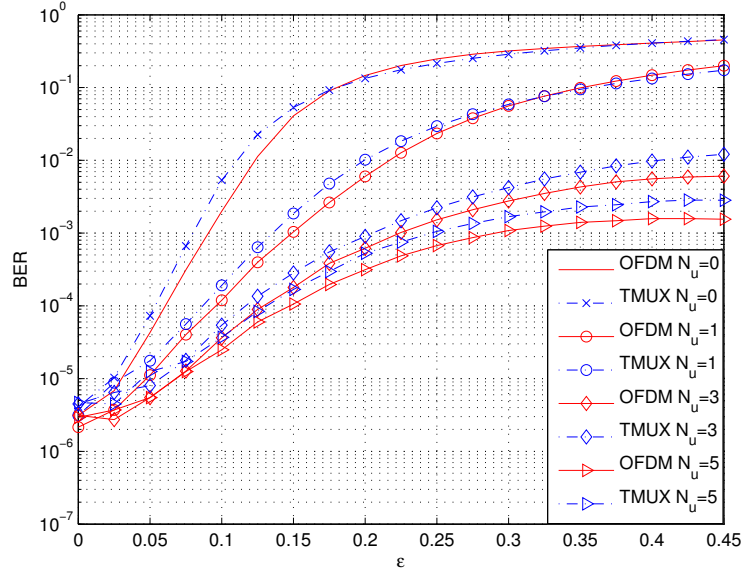


Figura 4.5: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

timação e a compensação. As legendas que possuem $N_u = 0$ correspondem à ausência completa de qualquer método de estimação e compensação. Já as legendas $N_u = 1$, $N_u = 3$ e $N_u = 5$, correspondem às simulações em que são estimados o escalar \hat{u}_0 e os vetores $\hat{\mathbf{u}}_3$ e $\hat{\mathbf{u}}_5$, respectivamente. Nos gráficos onde existem legendas contendo $N_u = M$, as curvas correspondentes são resultantes de simulações onde não existem desvios de portadora ou, equivalentemente, todos os termos de interferência entre portadoras (ICI) foram compensados.

Nas Figuras 4.5 e 4.6 estão os resultados de simulações dos sistemas OFDM e MDFT TMUX na presença do CFO, sem e com a estimação e compensação por mínimos quadrados, empregando a modulação QPSK, para $K = 4$ e $K = 40$ no caso do MDFT TMUX, respectivamente. Os resultados com esta mesma configuração, mas com a modificação da modulação para 64-QAM, estão exibidos nas Figuras 4.7 e 4.8.

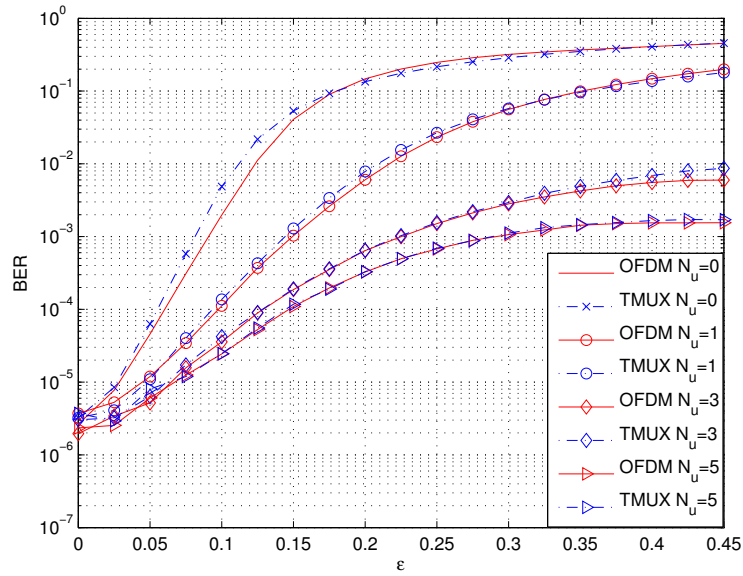


Figura 4.6: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

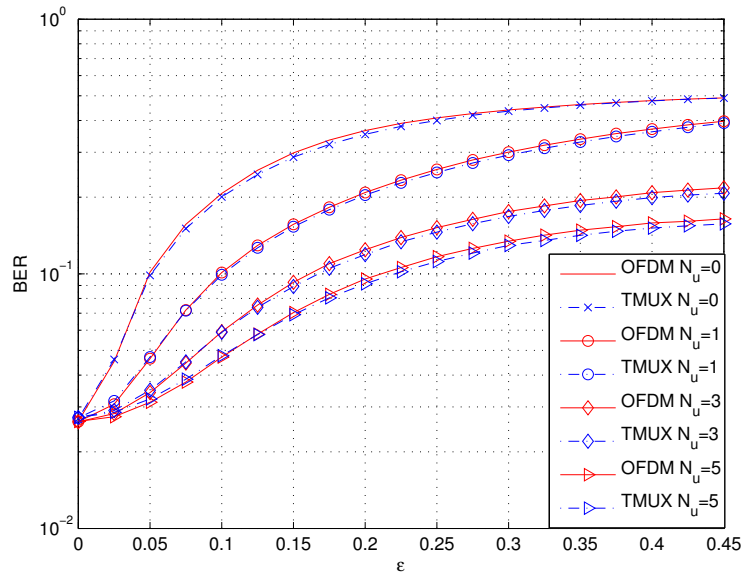


Figura 4.7: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

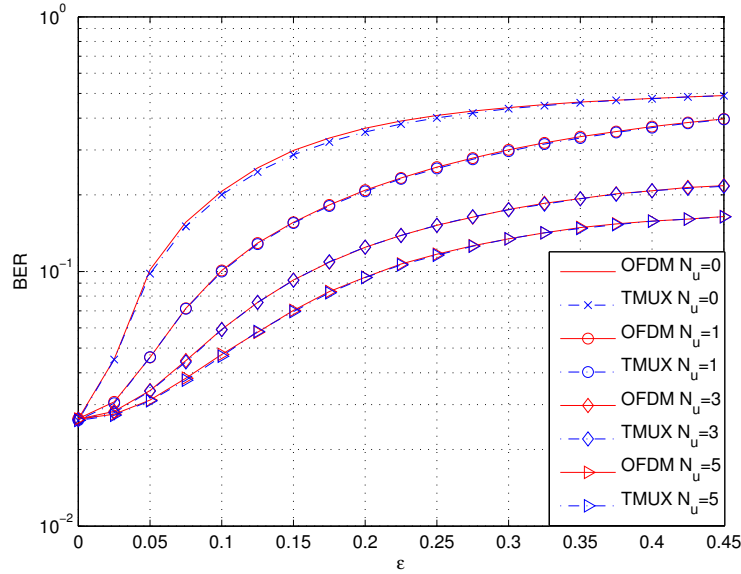


Figura 4.8: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de CFO, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

Se comparadas as Figuras 4.5, 4.6 com a Figura 4.1, e as Figuras 4.7 e 4.8, com a Figura 4.3, pode-se verificar a semelhança entre as curvas do sistema OFDM onde $N_u = 1$ e $N_u = 3$, e as curvas correspondentes aos equalizadores SISO e MISO. Já no caso do sistema MDFT TMUX, pode-se verificar a semelhança entre curvas onde $N_u = 1$ e a curva correspondente ao equalizador SISO.

Os resultados de simulações realizadas na presença de PHN dos sistemas OFDM e MDFT TMUX, sem e com a estimação e compensação por mínimos quadrados, empregando a modulação QPSK, para $K = 4$ e $K = 40$ no caso do MDFT TMUX, estão exibidos nas Figuras 4.9 e 4.10 para a modulação QPSK e nas Figuras 4.11 e 4.12 quando é utilizada a modulação 64-QAM.

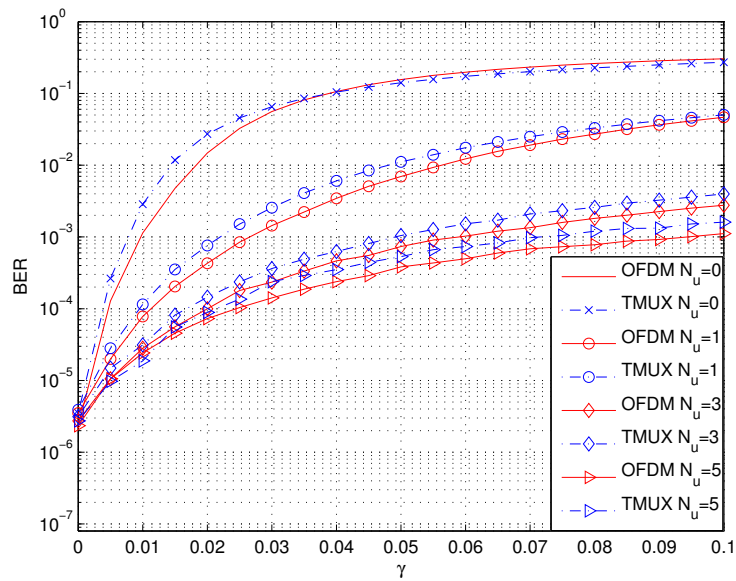


Figura 4.9: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

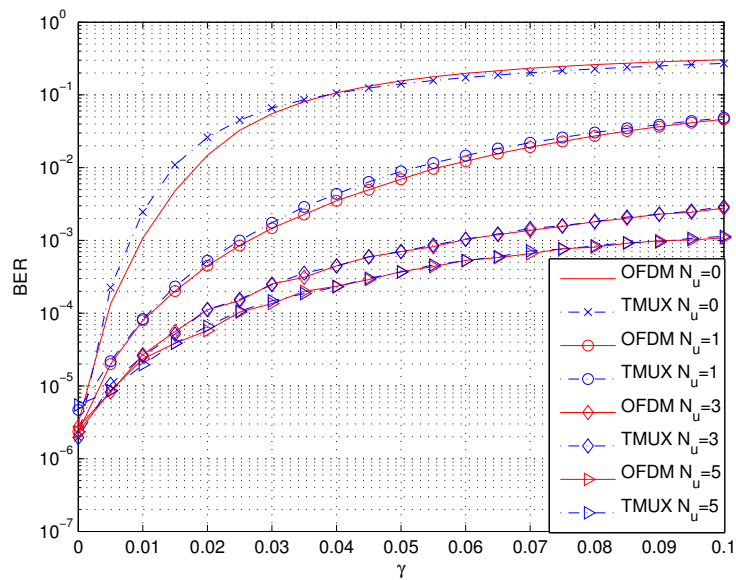


Figura 4.10: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

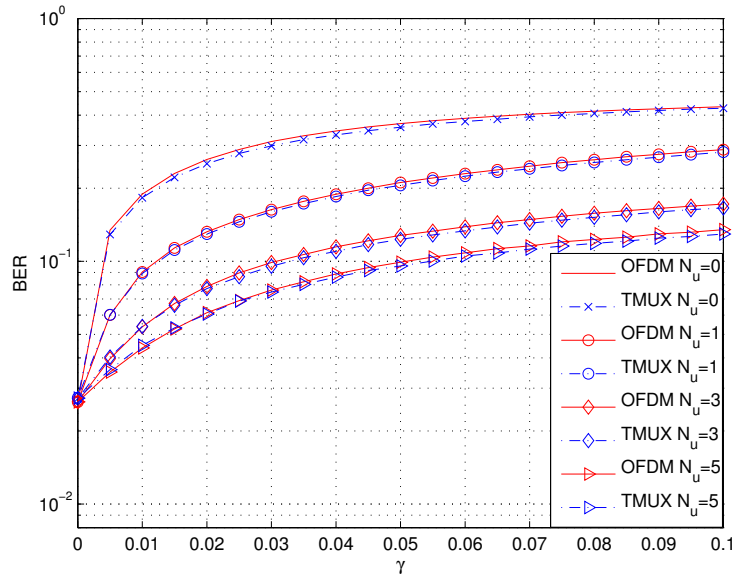


Figura 4.11: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

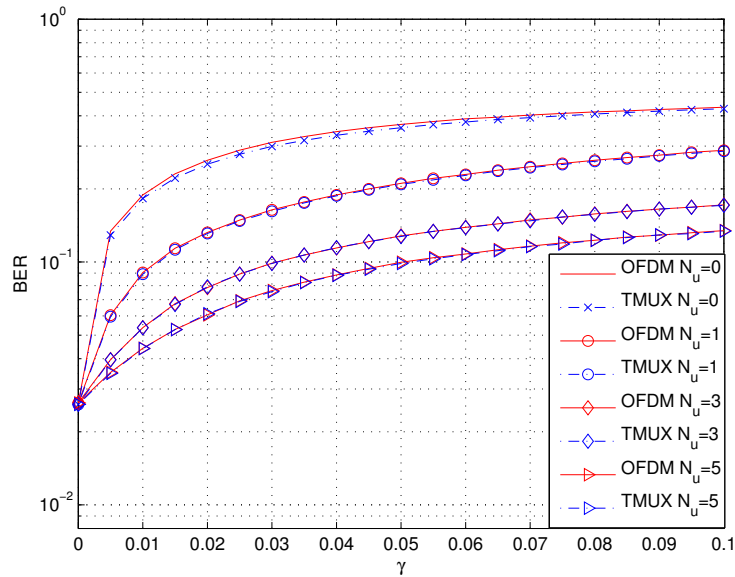


Figura 4.12: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

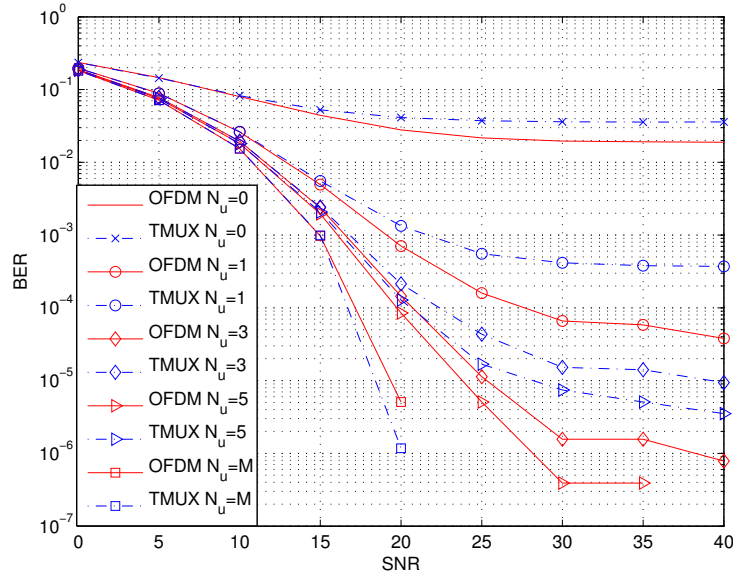


Figura 4.13: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.

Nas Figuras 4.13 e 4.14 estão exibidos os resultados das simulações dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com os parâmetros $\gamma = 0,01$ e $\epsilon = 0,05$ e a modulação QPSK. Vale observar que o valor do CFO utilizado corresponde a 5% da largura das sub-bandas ou sub-portadoras. Também estão exibidos nestes gráficos, as curvas correspondentes à transmissão sem nenhum desvio de portadora.

Os resultados de simulações com maior magnitude de desvios de portadora, ou seja, para $\gamma = 0,05$ e $\epsilon = 0,2$, estão exibidos nas Figuras 4.15 e 4.16. Nestas simulações foi utilizada a modulação QPSK. Vale observar que o CFO utilizado corresponde a 20% da separação entre as sub-bandas ou sub-portadoras.

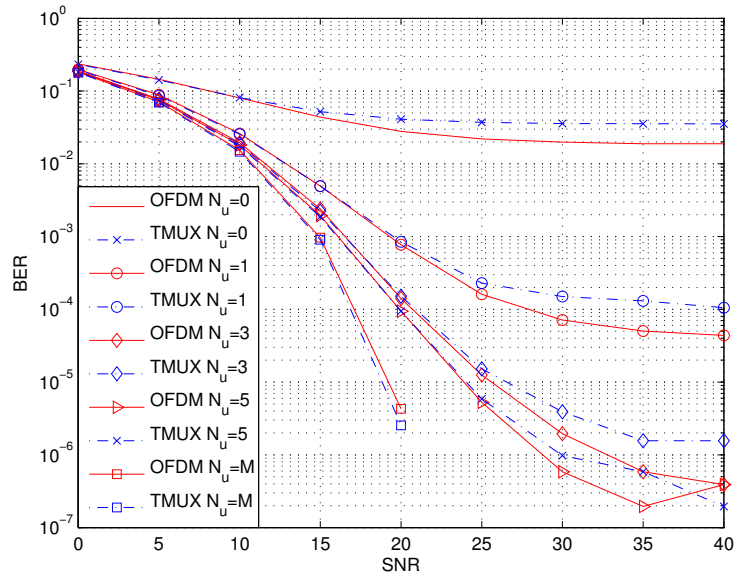


Figura 4.14: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.

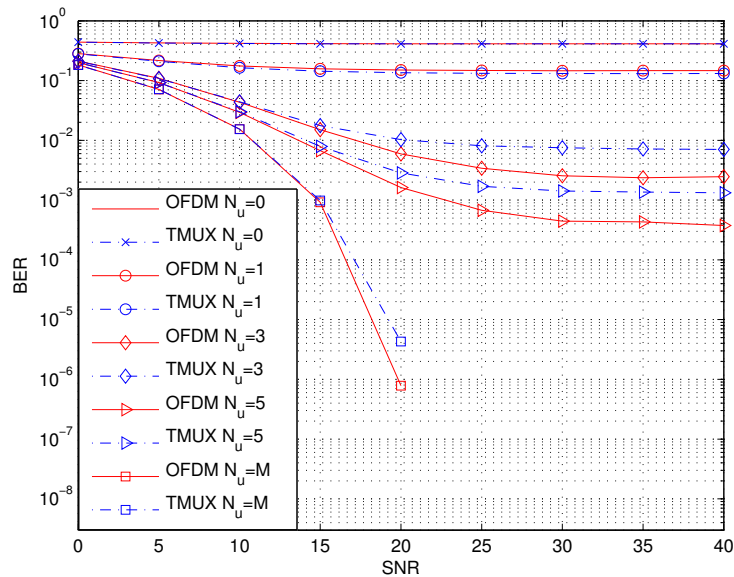


Figura 4.15: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 4$ e $\rho = 1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,05$ e CFO com $\epsilon = 0,2$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.

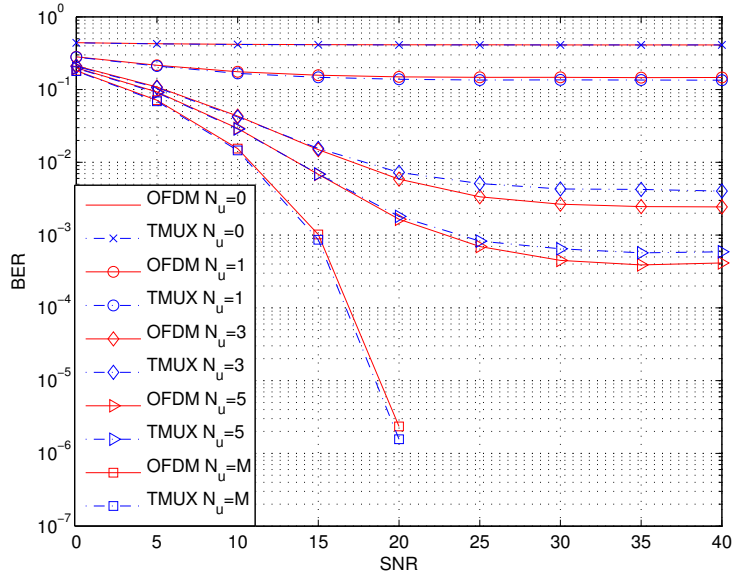


Figura 4.16: Desempenho dos sistemas OFDM e MDFT TMUX com $K = 40$ e $\rho = 0,1$, na presença de PHN com $\gamma = 0,05$ e CFO com $\epsilon = 0,2$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.

Em todos os resultados de simulações desta seção, quando o desempenho do sistema MDFT TMUX contendo o parâmetro $K = 4$ é comparado com o mesmo sistema contendo $K = 40$, pode-se verificar uma pequena melhora no desempenho, em termos de BER, se é empregado algum esquema de estimação e compensação. Isto pode ser observado pela maior proximidade das curvas resultantes da simulação do sistema MDFT TMUX, para $K = 40$, em relação às curvas correspondentes ao sistema OFDM. Porém, essa pequena melhora ocorre paralelamente a um aumento no custo computacional, que pode não tornar vantajoso o uso de um filtro protótipo muito longo.

Comparando os resultados de simulações dos sistemas OFDM e MDFT TMUX utilizando o método de estimação e compensação por mínimos quadrados, verifica-se que a melhora do desempenho de ambos os sistemas é a mesma, quanto mais elementos do vetor $\mathbf{u}(k)$ são estimados. Também pode ser observado que o sistema MDFT TMUX continua apresentando a mesma diferença de desempenho em relação ao sistema OFDM, ou seja, continua apresentando maior sensibilidade a valores pequenos de desvio de portadora.

4.5 Compensação por Mínimos Quadrados Direcionada à Decisão

Em certos sistemas não existe banda disponível que permita a utilização de uma seqüência de blocos de treinamento. Neste caso, se torna necessário empregar um método de estimação e compensação dos desvios de portadora do tipo “cego”. Em [21] é apresentado um método direcionado à decisão que atende a estes requisitos, assumindo que a variação temporal dos desvios de portadora, caso exista, é suficientemente lenta. O método consiste em estimar o erro de fase comum, ou o elemento u_0 do vetor $\mathbf{u}(k)$, utilizando uma tentativa de demodulação (decisão) rígida dos símbolos transmitidos. Com a finalidade de melhorar o desempenho, o método pode ser estendido para realizar a estimativa de outros elementos do vetor $\mathbf{u}(k)$, de forma análoga à realizada na Seção 4.4.

Na Figura 4.17 está exibida a estrutura do método direcionado à decisão. Neste caso o vetor $\hat{\mathbf{u}}(k)$ é composto somente pelos elementos que se deseja estimar. Após a compensação pelo vetor $\hat{\mathbf{u}}(k-1)$, estimado durante a recepção do bloco anterior, realiza-se uma demodulação do bloco k . O resultado da demodulação é utilizado para realizar uma estimativa do vetor contendo os elementos do desvio residual, ou seja, são estimados os elementos do vetor $\hat{\mathbf{u}}^{(res)}(k)$ que provocam a ICI, que não foi inteiramente removida na compensação pelo uso do vetor $\hat{\mathbf{u}}(k-1)$. Esta estimativa pode ser realizada utilizando mínimos quadrados e, dependendo do número de elementos que se deseja compensar, podem ser adotados os estimadores das Equações (4.6), (4.10) e (4.13). Então, o k -ésimo bloco recebido é compensado pelo vetor $\hat{\mathbf{u}}^{(res)}(k)$ e é demodulado por um dispositivo de decisão final. A estimativa $\hat{\mathbf{u}}^{(res)}(k)$ é utilizada para atualizar o vetor $\hat{\mathbf{u}}(k)$, que compensará o bloco $k+1$, segundo a formula

$$\hat{\mathbf{u}}(k) = \frac{\hat{\mathbf{u}}(k-1)\hat{\mathbf{u}}^{(res)}(k)}{|\hat{u}_0^{(res)}(k)|} \quad (4.15)$$

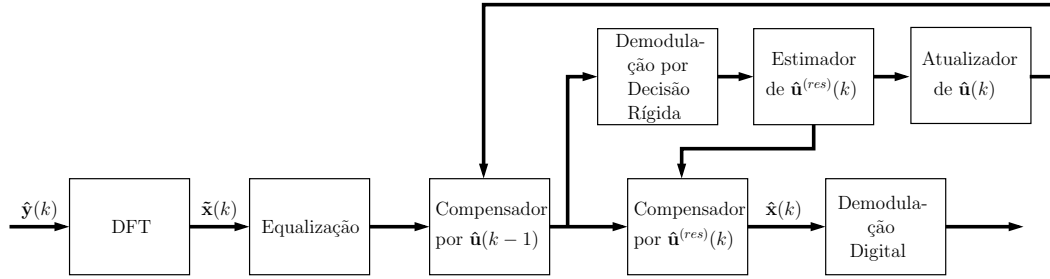


Figura 4.17: Estrutura do sistema de compensação direcionada à decisão.

Vale ressaltar que no método de compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão, o algoritmo é executado durante toda a transmissão de blocos, em oposição aos casos em que existe uma seqüência piloto e após o treinamento é adotada a estimativa obtida para compensar o efeito dos blocos seguintes, até que se realize novo treinamento, como, por exemplo, os métodos apresentados na Seção 4.4.

No sistema OFDM o emprego do método de mínimos quadrados é feito de forma imediata, ou seja, logo após o equalizador, porém a adaptação do método para o sistema TMUX MDFT eleva a complexidade (custo) computacional para valores impraticáveis. Como a estimativa dos parâmetros de compensação neste sistema deve ser realizada antes do *deinterleaver*, após a decisão rígida, os símbolos demodulados devem atravessar todo o sistema transmultiplex até este ponto, assim como é feito com a seqüência de treinamento na equalização de canal apresentada na Seção 2.6.

4.5.1 Simulações

Nas Figuras 4.18 e 4.19 estão exibidos os resultados de simulação do sistema OFDM na presença do CFO, sem e com o esquema de estimação e compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão e empregando as modulações QPSK e 64-QAM, respectivamente.

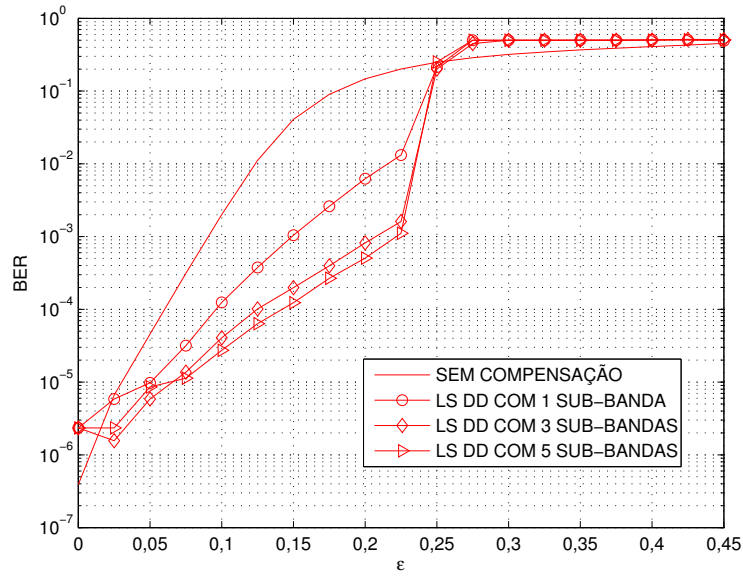


Figura 4.18: Desempenho do sistemas OFDM na presença de CFO, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

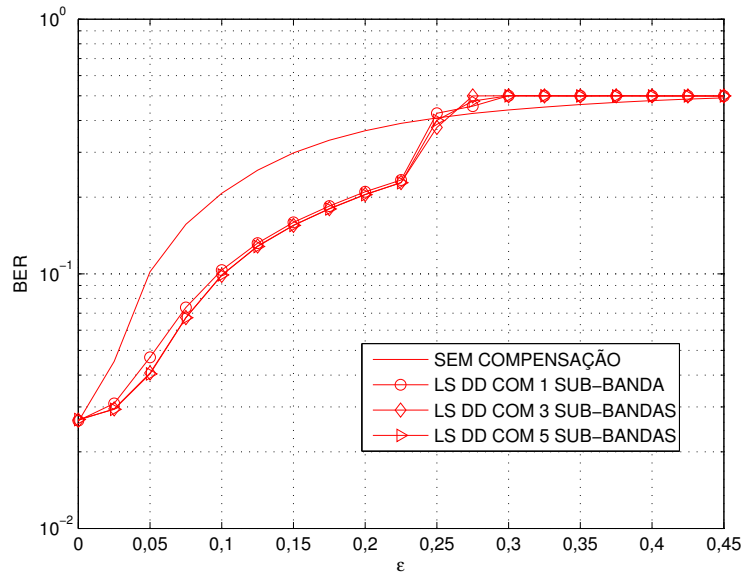


Figura 4.19: Desempenho do sistemas OFDM na presença de CFO, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64-QAM.

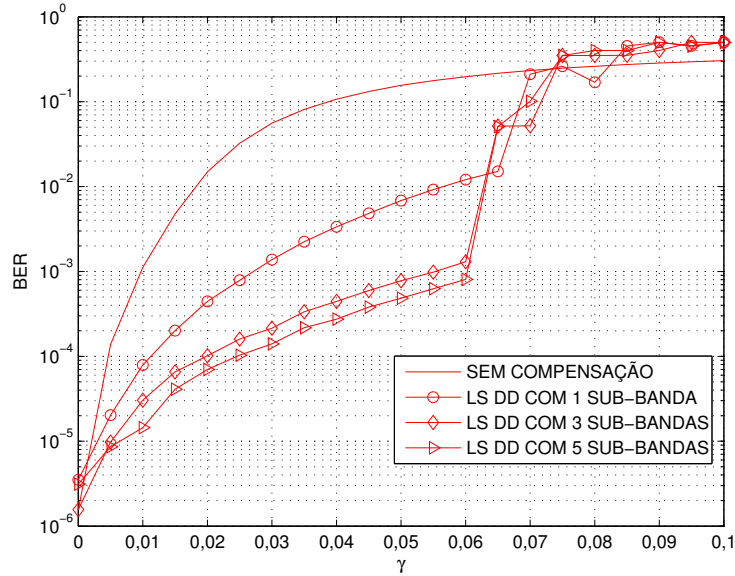


Figura 4.20: Desempenho do sistemas OFDM na presença de PHN, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação QPSK.

Os resultados de simulação do sistema OFDM na presença do PHN, sem e com o esquema de estimação e compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão e empregando as modulações QPSK e 64-QAM, estão exibidos nas Figuras 4.20 e 4.21, respectivamente.

Em todos os resultados de BER por desvio de portadora, pode-se observar que a partir de uma certa magnitude de desvio de portadora, $\epsilon = 2,25$ no caso do CFO e $\gamma \approx 0,65$ no caso o PHN, a BER aumenta excessivamente. Isto ocorre devido aos erros de demodulação ou decisão rígida inevitáveis para esses valores de desvio. Assim, pode-se dizer que o método de estimação e compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão, apesar de aproveitar mais a banda de transmissão disponível, só deve ser utilizado em sistemas se tem o conhecimento de que o máximo desvio de portadora existente é de pequena magnitude, até 25% da largura da sub-banda.

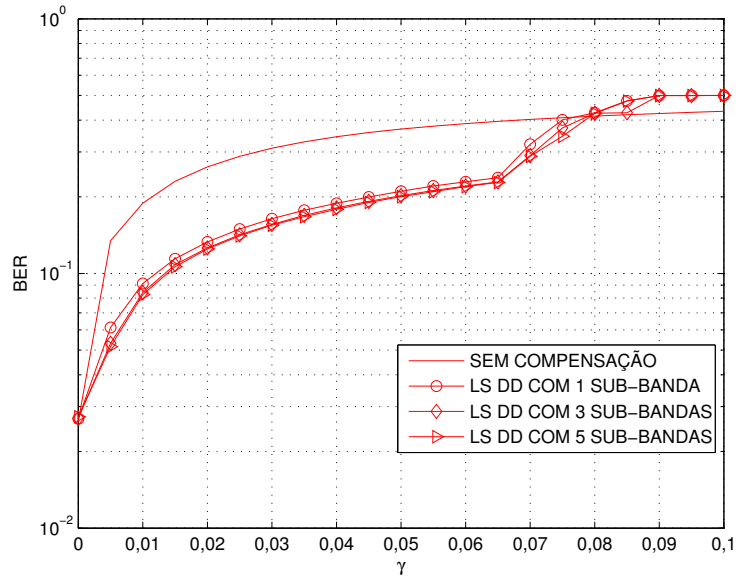


Figura 4.21: Desempenho do sistemas OFDM na presença de PHN, sem e com compensação direcionada à decisão utilizando mínimos quadrados, com o canal 2, SNR de 20 dB e modulação 64QAM.

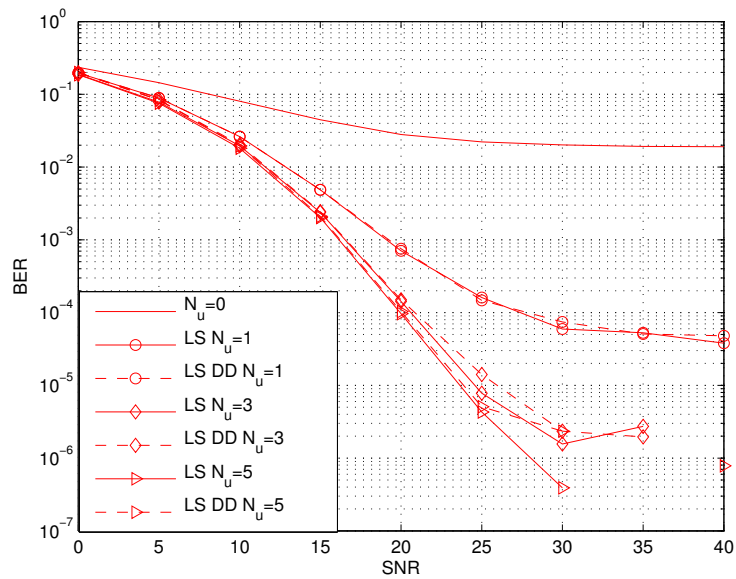


Figura 4.22: Desempenho dos sistemas OFDM, na presença de PHN com $\gamma = 0,01$ e CFO com $\epsilon = 0,05$, com a compensação utilizando mínimos quadrados, com o canal 2 e modulação QPSK.

Na Figura 4.22 estão exibidas as curvas de BER por SNR para diferentes valores de N_u . Além dos resultados de simulações do método direcionado a decisão, estão exibidas as curvas para as estimativas equivalentes considerando a existência de seqüências de treinamentos.

Pode ser observado nas curvas da Figura 4.22 a semelhança entre os desempenho dos métodos de estimação e compensação considerando ou não a existência de seqüências de treinamento.

4.6 Conclusões

No início deste capítulo foram realizadas algumas observações em relação aos métodos de estimação e compensação do desvio de portadora existentes na literatura corrente. Em seguida três métodos de estimação e compensação dos desvios de portadora foram apresentados e seus desempenhos avaliados por meio de resultados de simulações.

A complexidade computacional (número de multiplicações) de todos os métodos de estimativa apresentados, com blocos treinamento ou direcionado à decisão, pode ser reduzida ainda mais se for utilizada parte das sub-bandas ou sub-portadoras. A matriz \mathbf{X} pode ter uma redução no número de linhas quando são utilizadas menos linhas do vetor $\tilde{\mathbf{x}}$.

Vale ressaltar que em casos extremos, onde existe uma parcela inteira de deslocamento de portadora, os métodos LS de 3 e 5 subbandas são capazes de compensar um deslocamento inteiro de 1 (uma) ou 2 (duas) subbandas. Isto, tanto quando existe uma seqüência de treinamento, quanto quando a estimativa é direcionada à decisão. Isto é aplicável para ambos os sistemas multiportadora OFDM e MDFT TMUX.

Capítulo 5

Conclusões

No Capítulo 1 foi apresentado o contexto, a motivação e o foco deste trabalho, além de uma revisão dos conceitos básicos de sistemas de comunicações digitais necessários para o entendimento do restante do texto.

No Capítulo 2 foram apresentados os conceitos básicos de sistemas de comunicação multiportadora e detalhados os sistemas simulados. No fim do capítulo foi apresentado o esquema de equalização de canal empregado em algumas das simulações.

Os fenômenos de desvio de portadora foram modelados no Capítulo 3. A influência destes fenômenos nos sistemas OFDM e transmultiplex DFT foi detalhada matematicamente e ao fim do capítulo alguns resultados de simulações ilustrando essa influência estão exibidos. A análise da influência dos desvios de portadora nos sistemas transmultiplex constitui uma das contribuições deste trabalho, assim como a demonstração desta influência por meio de resultados de simulações. Vale ressaltar a observação de que os sistemas de portadora única que empregam a transmissão em blocos pré-fixada e a equalização em frequência ou em sub-bandas apresentam sensibilidade aos desvios de portadora semelhante aos sistemas multiportadora, fato este pouco explorado na literatura corrente.

Foram apresentados alguns métodos de estimação e compensação dos efeitos dos desvios de portadora no Capítulo 4. Um dos métodos proposto em [21] foi estendido para a melhoria do desempenho quando aplicado ao sistema OFDM, e foram realizadas adaptações para que fossem aplicados aos sistemas MDFT TMUX. Estas extensões e adaptações constituem uma importante contribuição deste trabalho.

Baseando-se nos resultados de simulações apresentados ao longo deste trabalho, pode-se concluir que os métodos propostos são capazes de melhorar o desempenho dos sistemas multiportadora em termo de taxa de erros de bits, sem que ocorra um aumento impraticável no custo computacional para a estimação e compensação dos efeitos.

Vale observar que em sistemas onde a parcela determinística do desvio de portadora, ou seja, o CFO, é de grande magnitude, pode ser interessante a adoção de um método que estime este fenômeno de forma exata para que sua influência seja inteiramente removida, ou pelo menos reduzida. Posteriormente, pode ser empregado um dos métodos propostos neste trabalho para remover a influência restante e a parcela estocástica, o PHN, já que este último não pode ser estimado de forma exata.

5.1 Complexidade Computacional e Aproveitamento da Banda Disponível

Os sistemas multiportadora OFDM e MDFT TMUX possuem diferentes características em relação à complexidade computacional e ao aproveitamento da banda de transmissão disponível

O sistema MDFT TMUX é visivelmente mais complexo computacionalmente do que o sistema OFDM. O número de multiplicações para realizar a modulação e a demodulação em multiplas portadora do sistema OFDM é da mesma ordem da transformada rápida de Fourier (FFT), que é de $\mathcal{O}(M \log(M))$. No caso do sistema MDFT TMUX, pode ser observado na Figura 2.8 que além das multiplicações da transformada de Fourier rápida, também existem as multiplicações pelos coeficientes das componentes polifásicas do filtro protótipo e as multiplicações pelos elementos da matriz Θ definida na Equação (3.13). Portanto, a complexidade computacional do sistema MDFT TMUX é da ordem de $\mathcal{O}(M \log(M) + KM)$.

Na Figura 5.1 estão as curvas da razão entre o número de multiplicações do sistema MDFT TMUX e do sistema OFDM, em função do parâmetro K . Os valores utilizados para gerar as curvas estão exibidos nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

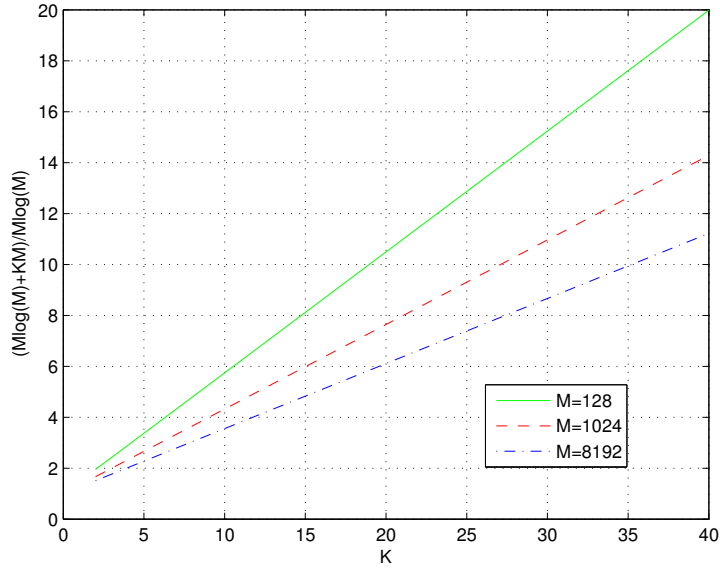


Figura 5.1: Razão entre o número de multiplicações para a implementação do sistema MDFT TMUX e do sistema OFDM.

Tabela 5.1: Número de multiplicações dos sistemas multiportadora com $M = 128$ e diferentes valores de K .

Sistema	$K = 2$	$K = 4$	$K = 8$	$K = 16$	$K = 20$	$K = 40$
MDFT TMUX	525	781	1293	2317	2829	5389
OFDM	269	269	269	269	269	269
Razão	2	3	5	8,5	10,5	20

Tabela 5.2: Número de multiplicações dos sistemas multiportadora com $M = 1024$ e diferentes valores de K .

Sistema	$K = 2$	$K = 4$	$K = 8$	$K = 16$	$K = 20$	$K = 40$
MDFT TMUX	5130	7178	11274	19466	23562	44042
OFDM	3082	3082	3082	3082	3082	3082
Razão	1,5	2,5	3,5	6,5	7,5	14,5

Tabela 5.3: Número de multiplicações dos sistemas multiportadora com $M = 8192$ e diferentes valores de K .

Sistema	$K = 2$	$K = 4$	$K = 8$	$K = 16$	$K = 20$	$K = 40$
MDFT TMUX	48442	64826	97594	163130	195898	359738
OFDM	32058	32058	32058	32058	32058	32058
Razão	1,5	2	3	5	6	11

Também deve ser levado em consideração o atraso inserido pelo sistema MDFT TMUX, já que as operações de filtragem pelas componentes polifásicas do filtro protótipo no banco de análise e no banco de síntese, inserem um atraso total da ordem de K . Assim, verifica-se que quanto maior o valor de K maior o atraso.

Como MDFT TMUX é baseado em um banco de filtros maximamente decimado, nenhum tipo de prefixação ou redundância é utilizada, logo, o aproveitamento da banda de transmissão para cada M símbolos transmitidos nas M sub-portadoras é de 100%. Já no caso do sistema OFDM, o comprimento do prefixo empregado vai determinar o percentual da banda de transmissão não utilizada. Na Tabela 5.4 estão os percentuais de banda ocupados para diferentes comprimentos de prefixos, dados pela fração do número de portadoras

Tabela 5.4: Percentual da banda consumido para diferentes frações do número de portadoras.

Fração do Bloco	$\frac{M}{20}$	$\frac{M}{10}$	$\frac{M}{5}$	$\frac{M}{4}$
Percentual da Banda	5%	9%	17%	20%

Observando os resultados obtidos pelo uso do sistema MDFT TMUX e as curvas que mostram o aumento na complexidade computacional em relação ao sistema OFDM, pode-se concluir que pode não haver a necessidade de se utilizar um filtro protótipo de dimensões muito longas, ou seja, um pequeno aumento na seletividade ou no número de blocos sobrepostos é suficiente para que o desempenho se aproxime do desempenho do sistema OFDM sem o uso de prefixos. Já que a melhora na taxa de erros de bits é muito pequena para uma grande variação no parâmetro

K. Porém, o ganho na banda quando o sistema MDFT TMUX é utilizado no lugar do sistema OFDM pode justificar o uso daquele sistema.

5.2 Proposta para Trabalhos Futuros

Diversas alternativas podem ser vislumbradas como continuação, modificação ou melhoria dos métodos de estimação e compensação dos desvios de portadora apresentados ao longo deste trabalho. Dentre as possibilidades de trabalhos futuros pode-se destacar os seguintes:

- Em casos onde se deseje utilizar a compensação conjunta com a equalização no sistema MDFT TMUX, podem ser usados dois equalizadores alternados para os blocos pares e ímpares, melhorando o resultado obtido, assim como foi feito com o método de estimação por mínimos quadrados.
- O método de mínimos quadrados direcionado à decisão pode ser melhorado nos sistemas onde são utilizadas constelações de ordem mais alta (16-QAM, 64-QAM, etc.) se empregados os esquemas RCA (*Reduced Constellation-aided*) e o esquema ISDD (*Inner-Symbols Decision Directed*) propostos em [21].
- Pode-se pesquisar a possibilidade da utilização de métodos mais elaborados de estimação linear para se obter os parâmetros responsáveis pela interferência entre portadoras, como por exemplo o LMS, o RLS ou outros métodos iterativos. Esses métodos podem visar a redução da complexidade computacional ou acelerar a convergência do valor dos parâmetros para que seqüências de treinamento mais curtas sejam utilizadas ou, nos casos onde é feita a estimação “cega”, seja menos sensível a variações rápidas dos parâmetros.
- Uma forma eficiente de obter a componente descartada no TMUX MDFT no bloco do *Deinterleaver* pode ser pesquisada para que a compensação e estimação dos parâmetros do desvio de portadora, ou até mesmo a equalização de canal, possam ser realizadas diretamente nas sub-bandas, ou seja, na saída do banco de análise, a uma taxa mais baixa.
- Também podem ser pesquisadas adaptações para os casos onde não tem informações sobre o canal de transmissão, tornando os métodos de estimação

mais abrangentes e eficientes.

- Os efeitos dos desvio de portadora assim como os métodos de estimação e compensação no sistema multiportadora simulados neste trabalho, podem ser testados na configuração onde os símbolos de entrada estão espalhados na frequência, os chamados sistemas MC-CDMA.
- Por fim, pode-se pesquisar como melhorar o esquema de estimação e compensação por mínimos quadrados direcionada à decisão nos casos onde os desvios de portadora possuem maior magnitude.

Referências Bibliográficas

- [1] HAYKIN, S., *Communication Systems*. 4 ed. New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [2] PROAKIS, J., *Digital Communications*. 4 ed. New York, McGraw-Hill, 2001.
- [3] MUQUET, B., WANG, Z., GIANNAKIS, G. B., *et al.*, “Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions?”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 12, pp. 2136–2136, December 2002.
- [4] DINIZ, P. S. R., DA SILVA, E. A. B., NETTO, S. L., *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. Cambridge, Cambridge University Press, 2002.
- [5] VAIDYANATHAN, P. P., *Multirate Systems and Filter Banks*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1992.
- [6] “EN 301 958 DVB-RCT Standard”, European Telecommunications Standard Institute (ETSI), 2001.
- [7] VIHOLAINEN, A., *Modulated Filter Bank Design for Communications Signal Processing*. Tese de D.Sc., Tampere University of Technology, Tampere, Finland, October 2004.
- [8] MALVAR, H. S., *Signal Processing With Lapped Transforms*. 2 ed. Boston, Artech House, 1992.
- [9] FLIEGE, N. J., *Multirate Digital Signal Processing*. Chichester, John Wiley & Sons, 1994.
- [10] KARP, T., FLIEGE, N. J., “Modified DFT Filter Banks With Perfect Reconstruction”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing*, v. 46, n. 11, pp. 1404–1414, November 1999.

- [11] FURTADO Jr., M. B., *Otimização de Bancos de Filtros à Cosseno Modulado Usando Mascaramento de Resposta em Freqüência*. Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, Outubro 2002.
- [12] FALCONER, D., ARIYAVISITAKUL, S. L., BENYAMIN-SEEYAR, A., *et al.*, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 58–66, April 2002.
- [13] DINIZ, P. S. R., *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. 2 ed. Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [14] WIEGENAD, T., FLIEGE, N. J., “Equalizers For Transmultiplexers in Orthogonal Multiple Carrier Data Transmission”. In: *Proc. EUSIPCO’96*, v. 2, pp. 1211–1214, Trieste, Italy, September 1996.
- [15] BEEK, J.-J. V. D., SANDELL, M., BÖRJESSON, P. O., “ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 45, n. 7, pp. 1800–1805, July 1997.
- [16] POLLET, T., BLADEL, M. V., MOENECLAËY, M., “BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 43, n. 234, pp. 191 – 193, Feb 1995.
- [17] TOMBA, L., “On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 46, n. 5, pp. 580 – 583, May 1998.
- [18] NIKITOPOULOS, K., POLYDOROS, A., “Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems”. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*, v. I, pp. 330 – 333, November 2001.
- [19] PETROVIC, D., RAVE, W., FETWEIS, G., “Intercarrier Interference Due to Phase Noise in OFDM - Estimation and Suppression”. In: *60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Fall*, v. 3, pp. 2191–2195, September 2004.
- [20] ROMAN, T., KOIVUNEN, V., “One-shot subspace based method for blind CFO estimation for OFDM”. In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, v. III, pp. 809–812, Philadelphia, March 2005.

- [21] NIKITOPOULOS, K., POLYDOROS, A., “Phase-impairment effects and compensation algorithms for OFDM systems”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 53, n. 4, pp. 698 – 707, April 2005.
- [22] MOOSE, P. H., “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction.”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 42, n. 10, pp. 2908–2914, October 1994.
- [23] LI, J., LIU, G., GIANNAKIS, G. B., “Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM-Based WLANs”, *IEEE Signal Processing Letters*, v. 8, n. 3, pp. 80–82, March 2001.
- [24] ABHAYAWARDHANA, V. S., WASSEL, I. J., “Common Phase Error Correction with Feedback for OFDM Wireless Communication”. In: *Proc. IEEE Globecom*, v. 1, pp. 651–655, November 2002.
- [25] KAILATH, T., SAYED, A. H., HASSIB, B., *Linear Estimation*. New Jersey, Prentice Hall, 1999.
- [26] STRANG, G., *Linear Algebra and its Applications*. 3 ed. San Diego, Harcourt Brace and Company, 1988.
- [27] FOSCHINI, G. J., VANNUCCI, G., “Characterizing filtered light waves corrupted by phase noise.”, *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 34, n. 6, pp. 1437–1448, November 1988.
- [28] BALTAR, L. G., *Aplicação de Banco de Filtros em Sistemas de Comunicação Multiportadora*. Projeto Final, DEL/Poli/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, Abril 2004.

Apêndice A

Desenvolvimento do Estimador do Parâmetro ϵ

Neste apêndice é desenvolvido o estimador do parâmetro ϵ , dado que o sistema multiportadora sofre somente da parcela determinística do desvio de portadora, ou seja, do CFO.

Portanto, definindo $\phi_n(k) = \frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{M}$ na Equação (3.9), obtém-se

$$\begin{aligned} u_p(k) &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} e^{\frac{j2\pi pn}{M}} e^{\frac{j2\pi n\epsilon(k)}{M}}, \\ &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{M}}. \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Expandindo os termos da Equação (A.1) e utilizando séries geométricas, obtém-se o resultado

$$\begin{aligned} u_p(k) &= \frac{1}{M} \frac{1 - e^{j2\pi n(p+\epsilon(k))}}{1 - e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{M}}}, \\ &= \frac{1}{M} \frac{\left(e^{-\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2}} - e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2}} \right) e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2}}}{\left(e^{-\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2M}} - e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2M}} \right) e^{\frac{j2\pi n(p+\epsilon(k))}{2M}}}, \\ &= \frac{1}{M} \frac{\left(e^{-j\pi n(p+\epsilon(k))} - e^{j\pi n(p+\epsilon(k))} \right) e^{j\pi n(p+\epsilon(k))}}{\left(e^{-\frac{j\pi n(p+\epsilon(k))}{M}} - e^{\frac{j\pi n(p+\epsilon(k))}{M}} \right) e^{\frac{j\pi n(p+\epsilon(k))}{M}}}. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Simplificando, chega-se a seguinte definição dos elementos do vetor $\mathbf{u}(k)$ responsáveis pela interferência entre portadoras quando ocorre apenas o CFO

$$u_p(k) = \frac{\sin\left(\pi(p+\epsilon(k))\right)}{M \sin\left(\frac{\pi(p+\epsilon(k))}{M}\right)} e^{j\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)(p+\epsilon(k))}. \quad (\text{A.3})$$

Considerando apenas o primeiro elemento do vetor, ou seja, quando $p = 0$, ou o também chamado de erro de fase comum (CPE), chega-se a

$$u_0(k) = \frac{\sin(\pi\epsilon(k))}{M \sin\left(\frac{\pi\epsilon(k)}{M}\right)} e^{j\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)\epsilon(k)}, \quad (\text{A.4})$$

que pode ser decomposto nas partes real e imaginária

$$\begin{aligned} \Re\{u_0(k)\} &= \frac{\sin(\pi\epsilon(k))}{M \sin\left(\frac{\pi\epsilon(k)}{M}\right)} \cos\left(\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)\epsilon(k)\right), \\ \Im\{u_0(k)\} &= \frac{\sin(\pi\epsilon(k))}{M \sin\left(\frac{\pi\epsilon(k)}{M}\right)} \sin\left(\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)\epsilon(k)\right). \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

A razão entre as componentes real e imaginária é dada por:

$$\frac{\Im\{u_0(k)\}}{\Re\{u_0(k)\}} = \tan\left(\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)\epsilon(k)\right). \quad (\text{A.6})$$

Assim, após obtida uma estimativa do elemento $u_0(k)$ do vetor $\mathbf{u}(k)$, o parâmetro ϵ pode ser obtido por meio da equação

$$\epsilon(k) = \frac{\arctan\left(\frac{\Im\{u_0(k)\}}{\Re\{u_0(k)\}}\right)}{\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)}. \quad (\text{A.7})$$

Conclui-se que, se obtida uma boa estimativa do elemento u_0 , a estimativa do parâmetro ϵ também será, conseqüentemente, boa.