Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Análise de desempenho do GFDM e WHT-GFDM em canais seletivos em frequência.

Bruno Moreira Alves

Julho/2014

Análise de desempenho do GFDM e WHT-GFDM em canais seletivos em frequência.

Bruno Moreira Alves

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes

Santa Rita do Sapucaí
2014

Alves, Bruno Moreira
A474a
Análise de desempenho do GFDM e WHT-GFDM em canais seletivos em frequência. / Bruno Moreira Alves. – Santa Rita do Sapucaí, 2014.
68 p.

Orientador: Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. GFDM 2. WHT-GFDM 3. Frequência 4. Desempenho 5. Engenharia de Telecomunicações. I. Mendes, Luciano Leonel. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Antônio Clarindo Bilac Pinto"

Dissertação defendida e aprovada em 24/07/2014, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes (Orientador) - Inatel

Prof. Dr. Carlos Aurélio Faria da Rocha - Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães - Inatel

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza - Inatel

À Hellen Aparecida
Guimarães

Agradecimentos

Agradeço primeiro a Deus e à minha família, que me apoiaram e me motivaram em meus estudos. À minha esposa, que se sacrificou comigo para que essa dissertação pudesse acontecer. Agradeço ainda ao Prof. Dr. Luciano Leonel, que orientou meus estudos, ao Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães, ao Prof. Dr. Gerard Fettweis e aos Eng. M. Sc. Ivan Gaspar e Nicola Michailow, que também me auxiliaram na produção desta dissertação. E por último ao Inatel (Instituto Nacional de Telecomunicações) por me fornecer os meios e recursos para realizar os estudos referentes à dissertação.

Índice

Lista de Figuras **vi**

Lista de Tabelas **viii**

Lista de Abreviaturas e Siglas **ix**

Lista de Símbolos **xi**

1 Introdução **1**

2 Princípios de sistemas OFDM **4**
2.1 Canais com múltiplos percursos 4
2.2 OFDM 5
2.2.1 Prefixo Cíclico 6
2.2.2 Estimação do canal 7
2.2.3 Geração de um sinal OFDM 8
2.2.4 PAPR do sinal OFDM 9
2.2.5 Desempenho do OFDM em canais AWGN e seletivos em frequência 10
2.3 Sumário 11

3 Geração e Detecção de sinais GFDM **12**
3.1 Transmissor 12
3.1.1 Prefixo Cíclico 17
3.2 Recepção do sinal GFDM 18
3.2.1 Receptor Zero-forcing 19
3.2.2 Receptor de filtro casado 20
3.2.3 Receptor de filtro casado com DSIC 22
3.3 Sumário 24

4 Análise da taxa de erro de símbolo de sistemas GFDM **25**
4.1 Análise da SER em canal AWGN 26

4.2 Análise da SER em canais seletivos em frequência 27
4.3 Sumário 31

5 WHT-GFDM 32
5.1 Transformada de Walsh-Haddamard 32
5.2 WHT-OFDM 33
5.2.1 Análise de desempenho do WHT-OFDM 34
5.3 WHT-GFDM 35
5.4 PAPR do sinal WHT-GFDM 37
5.5 Análise de Taxa de Erro de Símbolo 37
5.5.1 Análise da SER em canal AWGN 38
5.5.2 Análise da SER em canais seletivos em frequência 39
5.6 Sumário 42

6 Conclusão 43
6.1 Trabalhos futuros 44

A Artigos publicados desta Dissertação 45

B Algorítmo DSIC 46

Bibliografia 48

Lista de Figuras

2.1 Sistemas com portadora única e com múltiplas portadoras. 6
2.2 Inserção do prefixo cíclico. 7
2.3 Diagrama em blocos de um modulador OFDM. 9
2.4 Desempenho de um sistema OFDM 11

3.1 Diagrama em blocos de um transmissor GFDM. 13
3.2 Símbolo GFDM obtido através de convolução linear. 14
3.3 Símbolo GFDM obtido através de convolução circular. 15
3.4 Inserção de prefixo cíclico. 17
3.5 Diagrama em blocos simplificado de um receptor GFDM. 18
3.6 Diagrama em blocos de um MFR implementado como correlator. . 21
3.7 Interferência na saída do MFR. 22
3.8 Diagrama em blocos do MFR-DSIC. 23

4.1 SER para OFDM e GFDM em canal AWGN. (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.* 26
4.2 Resposta em frequência para os canais utilizados nas simulações. (a) *Canal A.* (b) *Canal B.* (c) *Canal C.* (d) *Canal D.* 28
4.3 SER para OFDM E GFDM no canal A. (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.* 29
4.4 SER para OFDM E GFDM no canal B. (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.* 30
4.5 SER para OFDM E GFDM no canal C. (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.* 30
4.6 SER para OFDM E GFDM no canal D. (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.* 31

5.1 Diagrama em blocos de um transmissor WHT-OFDM. 33
5.2 Função densidade de probabilidade para PAPR do OFDM e WHT-OFDM. 34
5.3 Diagramas em bloco para o transmissor e receptor WHT-GFDM . 36

5.4 Função densidade de probabilidade para PAPR do GFDM e WHT-GFDM. (a) *GFDM com filtro CE com fator de* roll-off *0,25.* (b) *GFDM com filtro CE com fator de* roll-off *0,9* 37
5.5 SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal AWGN. 38
5.6 SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal A. 39
5.7 SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal B. 40
5.8 SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal C. 40
5.9 SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal D. 41

Lista de Tabelas

2.1 Parâmetros de simulações para OFDM. 11
2.2 Perfil de atrasos para simulação do OFDM em canal seletivo. . . . 11

4.1 Parâmetros de simulações 25
4.2 Perfis de atraso utilizados nas simulações 27

5.1 Parâmetros de simulações para WHT-GFDM 38

Lista de Abreviaturas e Siglas

AWGN	(*Additive White Gaussian Noise*) Ruído Branco Aditivo com Distribuição Gaussiana
CE	Cosseno Elevado
D/A	Digital para Analógico
DSIC	(*Double Sided Serial Interference Cancellation*) Cancelamento Bilateral de IIP
FDM	(*Frequency Division Multiplexing*) Multiplexação por Divisão em Frequência
FFT	(*Fast Fourier Transform*) Transformada Rápida de Fourier
GFDM	(*Generalized Frequency Division Multiplexing*) Multiplexação por Divisão em Frequência Generalizada
IFFT	(*Inverse Fast Fourier Transform*) Transformada Rápida de Fourier Inversa
IIP	Interferência Interportadoras
LTE	(*Long Term Evolution*) Evolução de Longo Prazo
MFR	(*Matched-Filter Receiver*) Receptor de Filtro Casado
OFDM	(*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) Multiplexação por Divisão em Frequência Ortogonal.
PAPR	(*Peak-to-average Power Ratio*) Razão entre a Potência de Pico e Potência Média
PC	Prefixo Cíclico
QAM	(*Quadrature Amplitude Modulation*) Modulação de Amplitude em Quadratura

RC	Rádio Cognitivo
RCE	Raiz de Cosseno Elevado
SC-FDE	(*Single-Carrier Frequency Domain Equalization*) Equalização no domínio da frequência para portadora única
SER	(*Symbol Error Rate*) Taxa de Erro de Símbolo
SNR	(*Signal-to-Noise Ratio*) Relação Sinal Ruído
UHF	(*Ultra High Frequency*) Frequência Ultra Alta
WHT	(*Walsh-Haddamard Transformation*) Transformada de Walsh-Haddamard
ZFR	(*Zero-Forcing Receiver*) Receptor de *Zero-Forcing*

Lista de Símbolos

$\overline{T}$	atraso médio
α_i	ganho da i-ésima réplica do sinal em um canal com multiplos percursos
η	ganho de eficiência espectral
$\mathbf{\Theta}$	produto Kronecker da matriz de Walsh Haddamard de ordem K e a matriz identidade de ordem M
τ_i	atraso da i-ésima réplica do sinal em um canal com multiplos percursos
ξ	fator de ênfase de ruído
$\mathbf{\Omega}$	matriz de Walsh-Haddamard
$\mathbf{A}$	matriz de modulação GFDM
BW_c	banda de coerência
$c(n)$	sequência de símbolos geradores de IIP
$\mathbf{d}$	vetor com os símbolos da matriz
E	energia de símbolo
FFT	transformada rápida de Fourier
$g(n)$	resposta ao impulso do filtro formatador
$h_c(n)$	resposta ao impulso de um canal
I	número de iterações para o DSIC
$\mathbf{I}$	matriz identidade
J	ordem da constelação QAM
K	número de portadoras
M	número de janelas de sinalização
N	fator de sobreamostragem
N_0	densidade espectral de potência do ruído
O_k	símbolo OFDM equalizado
$P[e]$	probabilidade de erro
$p(n)$	sequência de símbolos piloto

Resumo

Redes de Rádio Cognitivo (RC) são capazes de estabelecer uma comunicação utilizando espaços vagos do espectro, reservados para outros serviços, sem interferir na comunicação dos serviços primários. Para atingir este objetivo, o RC deve reduzir as emissões fora-da-faixa para evitar interferência nos canais adjacentes. Normalmente, os padrões de comunicação digital de banda larga que empregam alocação oportunista de espectro, utilizam *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) como interface aérea. No entanto, uma técnica chamada *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM) tem características espectrais mais adequadas para redes de RC. O objetivo desta dissertação é avaliar o desempenho desta técnica em canais seletivos em frequência invariantes no tempo, compará-la com OFDM e avaliar o desempenho desta técnica combinada com a transformada de *Walsh-Hadammard* (WHT). Esta comparação é feita considerando que símbolos GFDM e OFDM possuem o mesmo espaçamento entre subportadoras. Os resultados das simulações mostram que o OFDM e o GFDM podem apresentar o mesmo desempenho em canais seletivos e as equações utilizadas para avaliar o desempenho do sistema OFDM também podem ser utilizadas para analisar o desempenho do GFDM em canais seletivos em frequência. No caso associado à WHT, as vantagens do WHT-OFDM também podem ser observadas no WHT-GFDM.

Palavras-chave: Modulação digital, multiportadora, ceifamento, modelos de canal, desempenho.

Abstract

Cognitive Radio (CR) networks are able to establish communication using vacant channels reserved for primary users without interfering in the communication of the incumbents. In order to achieve this goal, CR must reduce out-of-band transmissions to avoid interference in adjacent channels. Usually, broadband digital communication standards that employ Cognitive engines for opportunistic spectrum allocation use Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) as aerial interface. However, a technique called General Frequency Division Multiplexing (GFDM) has spectral characteristics that are more suitable for CR networks. The aim of this paper is to evaluate the performance of this technique under frequency-selective channels, compare it with OFDM and to evaluate the performance of this technique combined with the Walsh-Hadammard Transformation (WHT). This comparison is made considering that GFDM and OFDM symbols has the same subcarrier separation. The simulation results shows that OFDM and GFDM achieves equivalent performance under selective channels and the equations used to evaluate the performance of OFDM system can also be used to analyze the GFDM performance over frequency-selective channel. In the case associated to WHT, the advantages of WHT-OFDM can also be observed in WHT-GFDM.

Keywords: Digital modulation, multicarrier, clipping, channel models, performance.

Capítulo 1

Introdução

A demanda por elevadas taxas de transmissão em comunicações móveis aumentou significativamente nos últimos anos [1]. Uma forma de atender à esta demanda é com a utilização de faixas espectrais ociosas [2], principalmente na faixa de UHF (*Ultra High Frequency*) [3] após o fim da TV analógica [4]. Muitos países já fizeram a mudança do sistema de TV para um padrão digital e, com isso, reorganizaram a alocação espectral destes serviços para liberar uma parte do espectro para comunicações móveis. Esse espectro disponível pode ser utilizado por sistemas ou padrões que empreguem a técnica de Rádio Cognitivo (RC) [5].

RC é uma técnica proposta por Joseph Mitola II em 1999 [6], onde os terminais de rádio podem analisar a ocupação espectral do ambiente e utilizar canais vagos para comunicação. No RC, a monitoração do espectro é feita constantemente e, na detecção de um serviço primário naquele canal, o terminal muda automaticamente para outro canal vago, sem interferir no desempenho do serviço primário. Este conceito está sendo considerado para as próximas gerações de comunicações digitais sem fio, como IEEE 802.22 [7], IEEE 802.16h [8] e IEEE 802.11af [9]. Para que isso possa ser garantido, o sinal transmitido pelos terminais de RC devem possuir uma baixa emissão fora da faixa, de modo a não interferir nos serviços primários já existentes no espectro. Esta tecnologia também deve ser capaz de agregar diferentes frequências não necessariamente vizinhas, pois muitas vezes, o espectro disponível está fragmentado.

Muitos dos padrões de comunicação digital hoje em dia utilizam o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) como interface aérea devido à sua flexibilidade e robustez a canais seletivos em frequência [10]. Porém, o OFDM apresenta algumas desvantagens, como elevada PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) e alta emissão fora da faixa [11] [12].

Em [11] é apresentada uma forma de reduzir as não-linearidades causadas pela elevada PAPR no transmissor OFDM. Esta técnica conhecida como WHT-OFDM utiliza a transformada de Walsh-Haddamard (WHT, *Walsh Haddamard Tranfor-*

mation) nos símbolos a serem transmitidos. Esta técnica também apresenta a vantagem de melhorar o desempenho do sistema em um canal seletivo.

Em [12], os autores apresentam uma técnica de transmissão com multiportadoras mais adequada para sistemas RC, pois permite o uso fragmentado do espectro, controle da emissão fora da faixa e simples equalização. Esta técnica é conhecida como GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) [10] [12] [13] [14] e pode ser considerado uma generalização do OFDM [15]. A principal diferença entre os dois sistemas é que enquanto o OFDM transmite K símbolos representados por um pulso retangular em um quadro com K portadoras, o GFDM transmite MK símbolos representados por um pulso $g(t)$ em M janelas temporais e K portadoras a cada quadro. A baixa emissão fora da faixa também torna o GFDM mais flexível, para utilização em um espectro fragmentado, do que o OFDM.

O GFDM pode atingir uma melhor eficiência espectral que o OFDM pois não necessita de portadoras virtuais para evitar interferência em canais adjacentes e também porque reduz a razão entre o intervalo de guarda [16] e a duração total de um quadro. As principais desvantagens do GFDM são a presença das interferências intersimbólica (IIS) e inter-portadora (IIP) [17] e a elevada complexidade. Entretanto, esforços estão sendo feitos para obteção de modelos com menor complexidade, adequados para implementação em *hardware* [10]. Adicionalmente, técnicas de cancelamento de interferências podem melhorar o desempenho do GFDM. De fato, o DSIC (*Double Sided ICI Cancellation*) [18] pode reduzir a taxa de erro de bit de um sistema GFDM em um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) para a mesma taxa obtida com um sistema OFDM [19].

O objetivo desta dissertação é analizar o desempenho dessa inovadora técnica de comunicação digital em canais seletivos em frequência, considerando diferentes perfis de atrasos. Três tipos de receptores são considerados: ZFR (*Zero Forcing Receiver*), MFR (*Matched Filter Receiver*), e MFR combinado com a técnica de cancelamento de ICI, DSIC [19]. Esta análise também é feita para o sistema GFDM integrado à transformada de Walsh-Haddamard, conhecido como WHT-GFDM. Todos os resultados são comparados com um sistema OFDM equivalente e com curvas teóricas. Os resultados de simulações computacionais foram obtidos utilizando o Matlab.

O restante desta dissertação está organizado da seguinte maneira: o Capítulo 2 apresenta fundamentos importantes sobre sistemas OFDM. O Capítulo 3 apresenta os princípios do GFDM. O Capítulo 4 apresenta a análise de desempenho do GFDM, em termos de SER, em canais seletivos em frequência. O Capítulo 5 apresenta o sistema WHT-GFDM e analisa o seu desempenho nos mesmos canais apresentados no Capítulo 4. E, finalmente, o Capítulo 6 traz as conclusões desta

dissertação.

Capítulo 2

Princípios de sistemas OFDM

Este capítulo apresenta as vantagens de se empregar o OFDM em canais com múltiplos percursos. A análise de desempenho desta técnica, em termos de SER, é apresentada tanto para canais planos quanto seletivos em em frequência invariantes no tempo, na presença de ruído AWGN.

2.1 Canais com múltiplos percursos

Em um sistema de comunicação sem fio, uma onda eletromagnética pode se propagar por vários percursos diferentes entre a antena transmissora e a antena receptora. A este fenômeno é dado o nome de propagação por múltiplos percursos. Como cada percurso apresenta atrasos e ganhos distintos, a combinação dessas réplicas na antena receptora resulta em uma variação do nível das diferentes componentes espectrais do sinal recebido. Esse efeito seletivo da resposta em frequência do canal também é denominado de desvanecimento seletivo [20].

Observando a resposta impulsiva de um canal com múltiplos percursos, pode-se perceber que a distribuição do atraso acarretado pelos percursos é uma variável aleatória. A média desta variável é denominada de atraso médio e é calculada por [21]

$$\overline{T} = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i^2 \tau_i}{\sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i^2}, \tag{2.1}$$

onde α_i e τ_i são, respectivamente, o ganho e o atraso da i-ésima réplica do sinal. O desvio padrão desta variável aleatória é denominado espalhamento de atraso

rms do canal, e é calculado por

$$\sigma_T = \sqrt{\overline{T^2} - (\overline{T})^2}, \tag{2.2}$$

onde

$$\overline{T^2} = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i^2}. \tag{2.3}$$

O espalhamento de atraso rms é utilizado para se calcular a banda de coerência do canal, um parâmetro que determina qual é o máximo espaçamento de frequência em que o canal afeta de maneira aproximadamente igual as componentes do sinal. [16]:

$$BW_C = \frac{1}{c\sigma_T} \tag{2.4}$$

onde o parâmetro c depende da coerência considerada aceitável: $c = 5$ para uma coerência de 50% e $c = 50$ para uma coerência de 90% . Para os sistemas analisados nesta dissertação será considerada como aceitável um coerência de 90%.

Para se classificar o desvanecimento de um canal, é necessário conhecer sua banda de coerência e compará-la à largura de faixa do sinal transmitido [21]. Para um canal ser considerado plano, a sua banda de coerência deve ser maior que a largura de banda do sinal transmitido. Se a banda de coerência for menor que a largura de banda do sinal, o canal é tido como seletivo.

2.2 OFDM

A recepção de sinais em canais seletivos em frequência necessita de processos mais complexos de equalização quando comparada à recepção de sinais em canais planos, onde basta multiplicar o sinal por uma constante equivalente ao inverso do ganho introduzido pelo canal. Portanto uma possível solução para se evitar o uso de filtros equalizadores complexos em situações onde a largura de faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, é a subdivisão da informação em K subfeixes, cada um modulando uma subportadora diferente, de modo que cada feixe apresente uma largura de faixa menor que a banda de coerência do canal. Desse modo, se K for suficientemente grande, o canal que se comportava como seletivo para o sistema de portadora única, passa a se comportar como um canal plano para cada subportadora.

Esta técnica, cujo princípio está demonstrado na Figura 2.1, denomina-se

genericamente por FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [21].

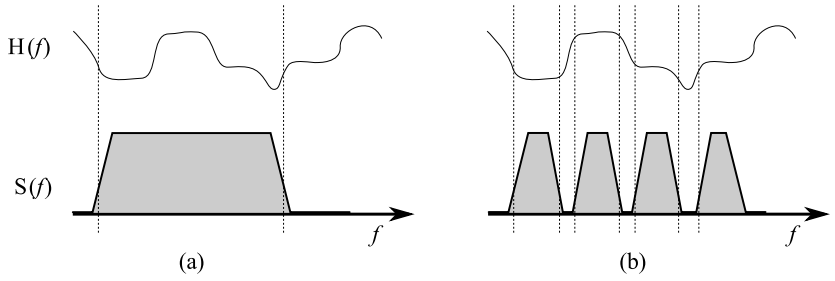


Figura 2.1: *Sistemas com portadora única e com múltiplas portadoras.*

Um grande problema do FDM é sua baixa eficiência espectral, devido à necessidade de bandas de guarda entre cada subportadora, como observado na Figura 2.1(b). O OFDM elimina essa ineficiência ao utilizar subportadoras ortogonais entre si, que são sobrepostas no domínio da frequência. Para que duas subportadoras com frequências angulares ω_i e ω_j sejam ortogonais a seguinte condição deve ser atendida [22]:

$$\int_0^T \cos(\omega_i t)\, \cos(\omega_j t) = 0,\ i \neq j, \tag{2.5}$$

onde T é o tempo de sinalização. Para que esta condição seja satisfeita, é necessário que

$$|\omega_i - \omega_j| = \frac{2\pi a}{T}, \tag{2.6}$$

onde $a = 1, 2, ...$ [22]. Portanto, o menor espaçamento possível entre duas portadoras adjacentes é

$$\Delta f_{min} = \frac{1}{T} = \frac{R_s}{K} = R_{sp}, \tag{2.7}$$

onde R_s é a taxa total de transmissão, K é o número de subportadoras e R_{sp} é a taxa transmitida em cada subportadora. Isto garante uma melhor eficiência espectral sem a necessidade de bandas de guarda.

2.2.1 Prefixo Cíclico

Para que a equalização possa ser realizada no domínio da frequência via equalizador com apenas um coeficiente, é necessário que o sinal recebido seja a convolução circular do sinal com a resposta impulsiva do canal. Para obter esse efeito, um

prefixo cíclico (PC) é adicionado ao símbolo OFDM [16]. O prefixo cíclico consiste em uma cópia do final do simbolo no início deste, como demonstra a Figura 2.2. Este prefixo deve ser maior que o espalhamento temporal σ_T, o que também garante que o símbolo transmitido em um dado instante não irá interferir no símbolo adjacente [16].

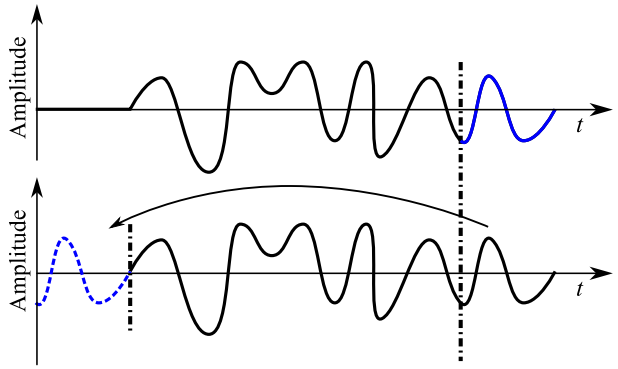


Figura 2.2: *Inserção do prefixo cíclico.*

A inserção do prefixo cíclico não altera a ortogonalidade das portadoras, porém este deve ser removido no receptor, antes da detecção do símbolo [16], visto que este contém os efeitos da IIS.

Outro efeito acarretado pela inserção do prefixo cíclico é a redução da eficiência espectral, uma vez que é necessário $T_{simb} + T_{pc}$ segundos, onde T_{pc} é a duração do prefixo cíclico, para transmitir uma informação representada por uma forma de onda com duração de T_{simb} segundos. Desta forma, o fator de redução da vazão ζ é

$$\zeta = \frac{T_{simb}}{T_{simb} + T_{pc}}. \tag{2.8}$$

Se T_{pc} for elevado em relação a T_{simb} o impacto da inserção de PC na vazão se torna significativo, isto ocorre quando a dispersão do canal é alta em relação à duração do símbolo OFDM.

2.2.2 Estimação do canal

A estimação do canal é necessária para se equalizar o sinal recebido e reverter o efeito de desvanecimento que ocorre em cada subportadora. Normalmente, sistemas OFDM contém portadoras ou símbolos piloto para a estimação do canal. O sinal piloto é uma sequência já conhecida no receptor. Com base no conhecimento prévio da informação transmitida, juntamente com o sinal recebido, é possível estimar qual foi a influência do canal no sinal transmitido. Considere

que

$$r_p(n) = p(n) \circledast h(n) + w(n) \tag{2.9}$$

é o símbolo piloto recebido, onde $p(n)$ é a sequência já conhecida no receptor, $h(n)$ é a resposta ao impulso do canal, $w(n)$ corresponde ao ruído aditivo e $\circledast$ representa o operador de convolução circular. Aplicando a transformada discreta de Fourier em (2.9), tem-se

$$R_k = P_k H_k + W_k. \tag{2.10}$$

Desta forma, se o ruído puder ser desprezado, a estimação do canal pode ser feita por meio de uma simples divisão no domínio da frequência:

$$\hat{H}_k = \frac{\text{FFT}\{r_p(n)\}}{\text{FFT}\{p(n)\}} = \frac{R_k}{P_k}, \tag{2.11}$$

onde $\hat{H}_k$ é a resposta em frequência estimada do canal para a k-ésima portadora e $\text{FFT}\{\cdot\}$ é o operador da Transformada Rápida de Fourier.

Uma vez conhecida a influência do canal no sinal recebido, é possível equalizar o sinal. Considere que

$$Y_k = X_k H_k + W_k, \tag{2.12}$$

onde Y_k e X_k são, respectivamente, as transformadas discretas de Fourier do símbolo OFDM recebido e transmitido. Para a correta recepção deste símbolo, cada subportadora deve ser ponderada por $1/H_k$. De modo que

$$O_k = \frac{X_k H_k}{H_k} + \frac{W_k}{H_K} = X_k + \frac{W_k}{H_K}, \tag{2.13}$$

onde O_k é o símbolo OFDM equalizado. Analisando a segunda parcela de (2.13) conclui-se que após a equalização, o ruído gaussiano W_k sofre um ganho de valor $1/H_k$.

2.2.3 Geração de um sinal OFDM

O sistema OFDM pode ser considerado como K sistemas de portadora única em paralelo, onde K é o número de subportadoras utilizado. A Figura 2.3 apresenta o diagrama em blocos de um modulador OFDM. Os bits de informação entram em um conversor série-paralelo que alimenta K mapeadores em fase e quadratura. O símbolo QAM modula uma exponencial complexa na forma $e^{-j\omega_k t}$, onde ω_k é a frequência angular da k-ésima portadora. Por fim, todas as exponenciais são somadas em um único quadro OFDM. Para evitar interferência entre

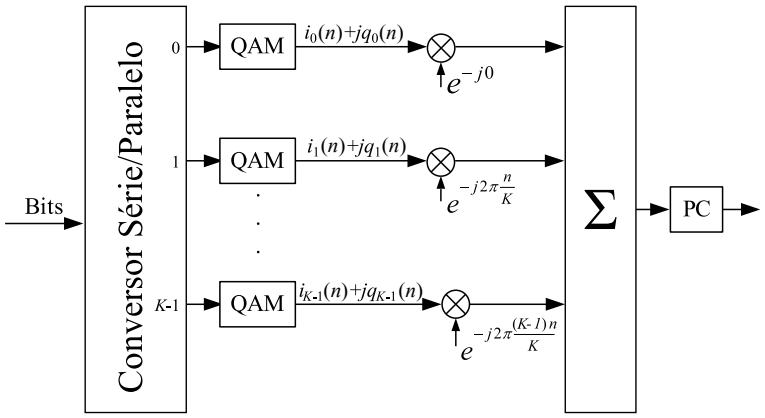


Figura 2.3: *Diagrama em blocos de um modulador OFDM.*

quadros subsequentes, um prefixo cíclico é inserido antes de transmitir o sinal. Matematicamente, o sinal OFDM pode ser obtido por

$$o(n) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{-\frac{j2\pi kn}{K}}, \tag{2.14}$$

onde $o(n)$ é o símbolo OFDM e d_k é o símbolo QAM que modula a k-ésima portadora. Pode-se perceber que a separação entre as subportadoras é $1/K$, o que atende à condição (2.6).

Pode-se observar que na Figura 2.3 não foi empregado um filtro de transmissão. O efeito disso é o mesmo de se empregar um filtro retangular. Embora isso seja necessário para manter a ortogonalidade das suportadoras, o filtro retangular no tempo acarreta em uma elevada emissão fora da faixa [23].

2.2.4 PAPR do sinal OFDM

Analisando (2.14), pode-se perceber que a amplitude de cada portadora do sinal OFDM depende do valor da sequência aleatória d_k. Desta forma, a amplitude do sinal OFDM é uma variável aleatória com distribuição Gaussiana, de acordo com o Teorema do Limite Central [24]. Quando ocorre o caso de várias portadoras se somarem em fase, o valor da amplitude do sinal pode ser elevado. Consequentemente, isto faz com que a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR) também seja elevada.

A elevada PAPR é um problema, pois o sinal pode ser ceifado caso o conversor Digital-Analógico não tenha bits suficientes para acomodar os picos ou, apresentar distorções não-lineares se o amplificador no transmissor não possuir uma faixa dinâmica que abranja a amplitude destes picos [16].

Existem algumas técnicas que podem ser utilizadas para minimizar este efeito. O padrão LTE (*Long Term Evolution*) por exemplo, utiliza uma técnica conhecida como o SC-FDE(*Single-Carrier Frequency Domain Equalization*) para minimizar a PAPR [25]. Nesta técnica a IFFT não é realizada no transmissor, mas apenas no receptor **SC-FDE** Outra técnica utilizada para a redução da PAPR é a WHT-OFDM, explicada com mais detalhes no Capítulo 5.

2.2.5 Desempenho do OFDM em canais AWGN e seletivos em frequência

Em um canal invariante no tempo, um sistema OFDM equalizado pode ser considerado como K sistemas QAM independentes, e portanto, a análise de erro para um sistema OFDM é a mesma de um sistema QAM [16]. A probabilidade de erro de símbolo para uma constelação J-QAM quadrada em um canal AWGN pode ser aproximada para

$$P[e] \approx \bar{\mu}\, Q\left(\sqrt{\rho \frac{E}{N_0}}\right) \tag{2.15}$$

onde $Q(u)$ é a integral da distribuição Gaussiana normalizada de média nula entre $[u, \infty)$, E é a energia média por símbolo, N_0 é a densidade espectral de potência do ruído e os parâmetros $\bar{\mu}$, ρ são definidos como

$$\begin{aligned} \bar{\mu} &= \frac{4(\sqrt{J}-1)}{\sqrt{J}} \text{ e} \\ \rho &= \frac{3}{J-1}. \end{aligned} \tag{2.16}$$

No caso de um canal seletivo invariante no tempo, cada subportadora sofre uma atenuação H_k. Esta atenuação afeta a relação E/N_0 da k-ésima subportadora, de modo que sua probabilidade de erro pode ser descrita como

$$P_k[e] \approx \bar{\mu} Q\left(\sqrt{|H_k|^2 \rho \frac{E}{N_0}}\right). \tag{2.17}$$

Portanto, a taxa de erro médio, para todas as K subportadoras é

$$P[e] \approx \frac{\bar{\mu}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Q\left(\sqrt{|H_k|^2 \rho \frac{E}{N_0}}\right). \tag{2.18}$$

A Figura 2.4 apresenta a curva de desempenho para um sistema OFDM com

mapeamento 16-QAM em um canal plano e em um canal seletivo em frequência. As Tabelas 2.1 e 2.2 apresentam os parâmetros utilizados na simulação e o perfil de atrasos para o canal seletivo.

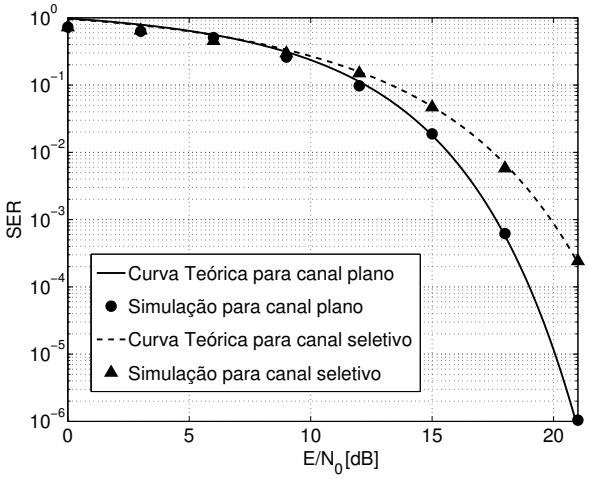


Figura 2.4: *Desempenho de um sistema OFDM*

Tabela 2.1: *Parâmetros de simulações para OFDM.*

Parâmetro	Valor
Número de subportadoras (K)	64
Duração de um símbolo OFDM	256 μs
Espaçamento de subportadoras	3,91 kHz
Ordem da constelação (J)	16

Tabela 2.2: *Perfil de atrasos para simulação do OFDM em canal seletivo.*

Canal A	Banda de coerência: 4,93 kHz			
Atraso (μs)	0	8	16	24
Ganho (dB)	0	-7	-15	-22

Ao observar a Figura 2.4 pode-se perceber que o efeito seletivo do canal degrada o desempenho do sistema em aproximadamente 2 dB para valores de E/N_0 acima de 16 dB.

2.3 Sumário

Este capítulo apresentou conceitos e características pertinentes sobre transmissões empregando múltiplas portadoras, a definição de desvanecimento seletivo, características do OFDM e seu desempenho em canais AWGN e seletivo. Nos Capítulos 3, 4 e 5 estes conceitos serão utilizados para analisar os sistemas GFDM e WHT-GFDM.

Capítulo 3

Geração e Detecção de sinais GFDM

No capítulo anterior foi apresentado o sistema OFDM, que apresenta maior robustez aos múltiplos percursos se comparado com sistemas de portadora única. Esta técnica, porém, apresenta algumas desvantagens quando considerada para redes RC: como a elevada emissão fora da faixa que dificulta sua utilização em espectros fragmentados e reduzida eficiência espectral pela inserção de prefixos cíclicos a cada K símbolos QAM.

Este capítulo apresenta a geração e detecção de um quadro GFDM, um esquema de modulação flexível introduzido em 2009 por Fettweis et al. [12], capaz de minimizar essas desvantagens do OFDM.

Três formas de detecção serão exploradas, uma baseada no modelo de filtros casados [19], já conhecida em sistemas de portadora única, outra baseado na técnica de *Zero-forcing* [19] que detecta o símbolo através da resolução de sistemas lineares e um receptor de filtro casado somado à técnica *Double-Sided Interference Cancellation* (DSIC), uma técnica de cancelamento de IIP que, quando utilizada, pode melhorar o desempenho do sistema ao custo de uma maior complexidade do receptor.

3.1 Transmissor

A Figura 3.1 mostra o diagrama em blocos de um transmisor GFDM. Os bits de entrada são convertidos em MK fluxos, onde cada fluxo alimenta um mapeador J-QAM independente. Cada mapeador converte $\log_2(J)$ bits em um símbolo a ser transmitido pela k-ésima portadora. Como cada mapeador é independente dos demais, diferentes constelações podem ser utilizadas, permitindo uma alocação

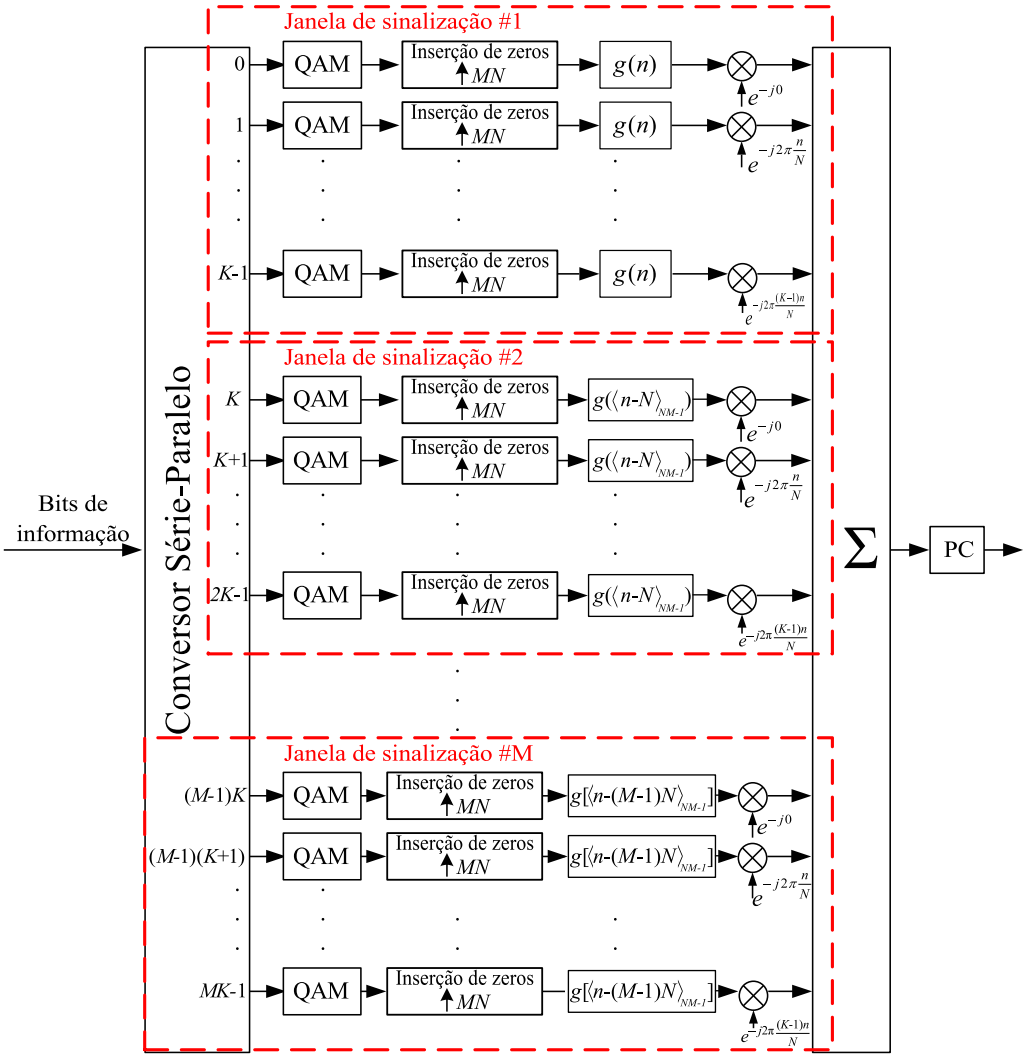


Figura 3.1: *Diagrama em blocos de um transmissor GFDM.*

dinâmica de acordo com as condições do canal para cada subportadora [26]. Neste esquema, M símbolos são transmitidos em um mesma subportadora utilizando M janelas de sinalização. Os símbolos complexos são organizados em um quadro GFDM da seguinte maneira:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{0,0} & s_{0,1} & s_{0,2} & \cdots & s_{0,M-1} \\ s_{1,0} & s_{1,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{1,M-1} \\ s_{2,0} & s_{2,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{2,M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{K-1,0} & s_{K-1,1} & s_{K-1,2} & \cdots & s_{K-1,M-1} \end{bmatrix}, \tag{3.1}$$

onde a k-ésima linha traz os símbolos transmitidos na k-ésima portadora e a m-ésima coluna apresenta os símbolos transmitidos na m-ésima janela de sinalização.

Cada símbolo $s_{k,m}$, $k = 0,\ 1 \ldots K-1$ e $m = 0,\ 1 \ldots M-1$, é sobreamostrado através da inserção de $MN-1$ zeros, sendo N um múltiplo inteiro de K. Isto resulta na sequência

$$s_{k,m}(n) = s_{k,m}\delta(n), \tag{3.2}$$

onde $n = 0, 1 \ldots MN-1$ e $\delta(n)$ é a função impulso unitário. Esta sequência é aplicada em um filtro de transmissão com resposta ao impulso $g_m(n)$ com comprimento $l = MN$ amostras. Se o processo de filtragem utilizasse convolução linear, o PC entre os quadros GFDM teria que ser maior que os espalhamentos do canal e dos filtros de transmissão e recepção para evitar interferência inter-quadros (IIQ). A Figura 3.2 mostra o espalhamento do filtro para um sistema com 3 janelas temporais. Um PC elevado acarretaria em uma desvantagem, pois reduziria consideravelmente a vazão e, consequentemente, a eficiência espectral. Entretanto, este problema pode ser evitado utilizando uma técnica conhecida como *tail-biting* [12], que consiste em utilizar a convolução circular ao invés da linear.

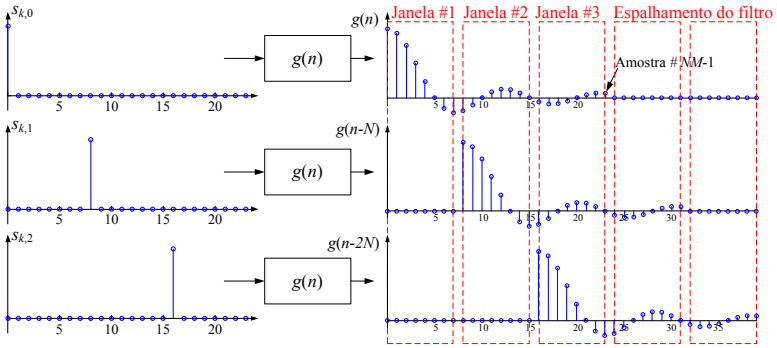


Figura 3.2: *Símbolo GFDM obtido através de convolução linear.*

Para que se possa utilizar a técnica de *tail-biting*, a resposta ao impulso do filtro deve possuir NM amostras como apresentado na Figura 3.3 [10] [12]. Isto permite que a cada janela temporal o filtro seja rotacionado de N amostras. Como $g(n)$ não precisa, necessariamente, gerar um conjunto de sinais ortogonais, pode haver a presença de Interferência Inter-Portadoras (IIP) em um quadro GFDM. Além disso, o filtro pode inserir Interferência Intersimbólica (IIS) entre os M símbolos transmitidos em uma dada subportadora. Em [27] o autor apresenta uma análise sobre a influência dos filtros cosseno elevado (CE), e raiz de cosseno elevado (RCE) no desempenho da taxa de erro de símbolo de sistemas GFDM. As principais conclusões são: i) se for utilizado filtro CE no transmissor e receptor, haverá uma maior IIS quando comparado ao uso do filtro RCE, porque o critério

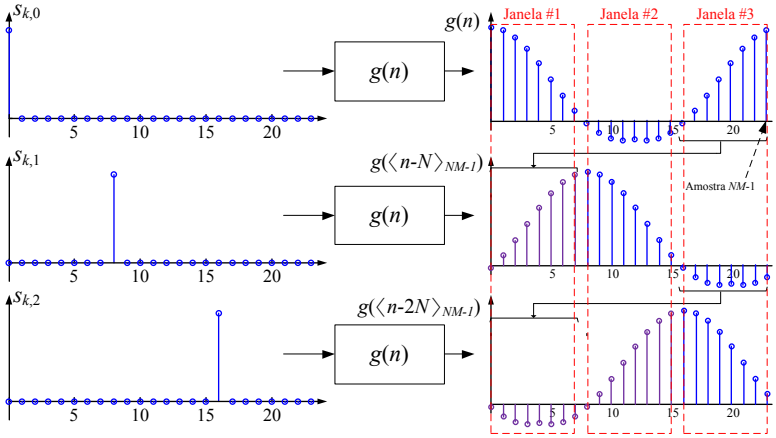


Figura 3.3: *Símbolo GFDM obtido através de convolução circular.*

de Nyquist não será atendido. Porém a IIP será menor devido ao decaimento mais abrupto do filtro e; ii) quanto menor o fator de decaimento do filtro, melhor será a SER do sistema devido à redução de IIP. Claramente há uma relação de compromisso entre IIS e IIP na escolha entre filtros CE e RCE. Os resultados apresentados em [27] mostram que a SER obtida com o uso do filtro CE é melhor que a SER obtida com o uso do filtro RCE, comprovando assim que a influência da IIP é maior que a influência da IIS.

Após o filtro, cada fluxo de dados modula uma portadora complexa definida por

$$p_k(n) = e^{-j2\pi\frac{k}{N}n}. \tag{3.3}$$

Neste ponto, é importante notar que no GFDM a separação das portadoras não é dependente do número de subportadoras K, mas do número de amostras utilizadas para representar uma janela de sinalização, N. Perceba que para atender ao critério de Nyquist, o critério $N = iK,\ i = 1, 2\ldots$ deve ser atendido [19].

Da Figura 3.1 pode-se concluir que o sinal GFDM sem o prefixo cíclico é dado por

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{K-1} s_{k,m}(n) \circledast g(\langle n - mN\rangle_{NM-1})\, p_k(n), \tag{3.4}$$

onde $\langle\cdot\rangle_N$ denota módulo. Como $s_{k,m}(n)$ é uma função delta discreta com amplitude $s_{k,m}$, (3.4) pode ser reescrita como

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{K-1} s_{k,m}\, g_m(n)\, p_k(n), \tag{3.5}$$

onde

$$g_m(n) = g\langle n - mN \rangle_{NM-1}). \tag{3.6}$$

Desta forma, (3.5) pode ser expressa por:

$$\mathbf{x} = \text{diag}(\mathbf{P}\,\mathbf{S}\,\mathbf{G}), \tag{3.7}$$

onde diag$(\cdot)$ retorna a diagonal principal de uma matriz,

$$\mathbf{P} = [p_0(n)^\intercal\, p_1(n)^\intercal \ldots p_{k-1}(n)^\intercal], \tag{3.8}$$

onde $(\cdot)^\intercal$ denota a operação transposto, é a matriz contendo K subportadoras complexas e

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0(n) \\ g_1(n) \\ g_2(n) \\ \vdots \\ g_{M-1}(n) \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

é a matriz contendo M versões rotacionadas de $g(n)$. Fazendo as devidas operações matriciais é posível representar o sinal GFDM como

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\,\mathbf{d}, \tag{3.10}$$

onde

$$\mathbf{d} = [s_{0,0}\ s_{1,0}\ \ldots\ s_{K-1,0}\ s_{0,1}\ s_{1,1}\ \ldots\ s_{K-1,M-1}]^\intercal \tag{3.11}$$

é o vetor serializado dos símbolos e

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} g_0(n)\, p_0(n) \\ g_0(n)\, p_1(n) \\ \vdots \\ g_0(n)\, p_{K-1}(n) \\ g_1(n)\, p_0(n) \\ \vdots \\ g_{M-1}(n)\, p_{K-1}(n) \end{bmatrix}^\intercal \tag{3.12}$$

é a matriz de transmissão.

A equação (3.10) é uma importante representação do sinal GFDM porque permite um clara interpretação da cadeia de recepção, apresentada na Seção 3.2.

3.1.1 Prefixo Cíclico

Assim como no OFDM, o GFDM utiliza um prefixo cíclico para evitar IIQ. Entretanto, o OFDM requer um PC a cada T segundos, onde T é a duração de uma janela de sinalização. Já o GFDM, necessita de um PC a cada MT segundos. A Figura 3.4 mostra a inserção de PC nos dois sistemas.

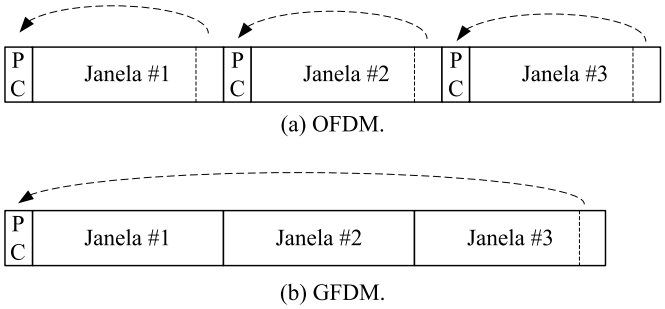


Figura 3.4: *Inserção de prefixo cíclico.*

A duração do PC é escolhida de acordo com o espalhamento temporal do canal. Portanto, considerando o mesmo canal, a duração do PC para o GFDM deve ser igual a duração do PC para o OFDM.

A vazão do OFDM é dada por

$$R_O = \frac{K}{T + T_{pc}} \log_2(J), \tag{3.13}$$

onde T é a duração de uma janela de sinalização e T_{pc} é a duração do prefixo cíclico. No GFDM a vazão é definida por

$$R_G = \frac{KM}{MT + T_{pc}} \log_2(J). \tag{3.14}$$

Portanto, o ganho de eficiência espectral do GFDM sobre o OFDM é dado por

$$\eta = \frac{R_G}{R_O} = \frac{1 + \frac{T_{pc}}{T}}{1 + \frac{T_{pc}}{MT}}. \tag{3.15}$$

Pode-se perceber que $R_G > R_O$, isso demonstra que, pelo fato do GFDM necessitar de um PC somente a cada M janelas de sinalização, sua eficiência espectral

é maior que a do OFDM.

3.2 Recepção do sinal GFDM

A Figura 3.5 apresenta um diagrama em blocos simplificado de um receptor GFDM.

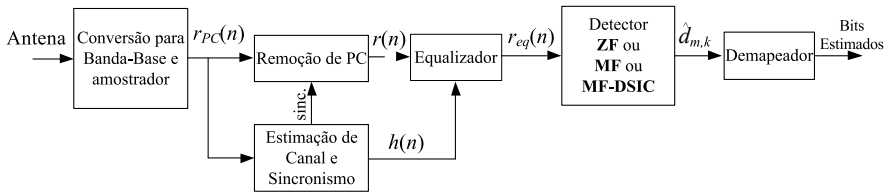


Figura 3.5: *Diagrama em blocos simplificado de um receptor GFDM.*

O sinal recebido da antena é convertido para banda base e amostrado, resultando em um sinal discreto $r_{pc}(n)$. Nesta dissertação, será considerado um canal invariante no tempo com resposta ao impulso $h(n)$ levando à

$$r_{pc}(n) = x_{pc}(n) * h(n) + w(n) \tag{3.16}$$

onde $x_{pc}(n)$ é o sinal transmitido com PC, $w(n)$ é um vetor de amostras de ruído com média zero e variância σ_ω^2 e $*$ denota a operação de convolução linear.

O sinal recebido é utilizado para sincronização e estimação da resposta do canal. A seguir, o PC é retirado. Assume-se aqui que a duração do PC é maior que o espalhamento do canal, o que significa que não há IIQ entre os quadros GFDM e o sinal pode ser equalizado via equalizador de apenas 1 coeficiente. [16].

Após a remoção do PC, o sinal deve ser equalizado para compensar a influência do canal no sinal recebido. Assim como no OFDM, se a largura de faixa de cada subportadora for menor que a banda de coerência do canal, o sinal pode ser equalizado no domínio da frequência [21]. Assumindo que o receptor é capaz de estimar a resposta ao impulso do canal, o vetor equalizado pode ser obtido por

$$r_{eq}(n) = \text{IFFT}\left\{\frac{\text{FFT}[r(n)]}{\text{FFT}[h(n)]}\right\}, \tag{3.17}$$

onde IFFT$(\cdot)$ é a Transformada Rápida de Fourier Inversa.

O sinal equalizado é então aplicado a um detector. Nesta dissertação três abordagens diferentes serão exploradas: ZFR, baseada na técnica de *zero-forcing*; MFR, solução que utiliza filtros casados e MFR-DSIC, que é uma combinação do

MFR com a técnica de cancelamento de IIP denominada *Double-Sided Interference Cancellation* (DSIC). As subseções seguintes apresentam as técnicas de recepção do GFDM em detalhes. Após a detecção, um demapeador QAM converte os símbolos estimados $\hat{s}_{k,m}$ em bits.

3.2.1 Receptor Zero-forcing

Analisando a representação matricial do sinal GFDM apresentado em (3.10), pode-se concluir que a matriz inversa de $\mathbf{A}$ pode ser utilizada para recuperar o vetor de dados, ou seja,

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{r}_{eq}, \tag{3.18}$$

onde $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}$ é o vetor de símbolos recuperado pelo ZFR, $\mathbf{A}^{-1}$ é a matriz inversa de $\mathbf{A}$ e $\mathbf{r}_{eq}$ é um vetor coluna com as amostras do sinal equalizado. Perceba que para que $\mathbf{A}^{-1}$ possa ser calculado, é necessário que a matriz $\mathbf{A}$ seja quadrada. Isso não é necessariamente verdade, visto que $\mathbf{A}$ é uma matriz com KM colunas por NM linhas, onde $N \geq K$. Se $\mathbf{A}^{-1}$ não puder ser calculado, é possível fazer a detecção utilizando a matriz pseudoinversa de $\mathbf{A}$, definida por

$$\mathbf{A}^{+} = \mathbf{A}^{\mathcal{H}}\left(\mathbf{A}\,\mathbf{A}^{\mathcal{H}}\right)^{-1}, \tag{3.19}$$

onde $\mathbf{A}^{\mathcal{H}}$ é a matriz Hermitiana de $\mathbf{A}$. Isto é possível pois $\mathbf{A}^{+}\mathbf{A} = \mathbf{I}_{NM}$ onde $\mathbf{I}_{NM}$ é a matriz identidade com dimensão NM. O ZFR é capaz de remover completamente as interferências resultantes da não ortogonalidade das portadoras. Porém, esta técnica apresenta a desvantagem de amplificar o ruído no sistema, como será visto a seguir.

Considere uma transmissão em canal AWGN, de modo que

$$\mathbf{r_{eq}} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}. \tag{3.20}$$

Para o ZFR, é necessário calcular a matriz inversa ou pseudoinversa de $\mathbf{A}$, dada por $\mathbf{A}^{+}$. Substituindo a equação (3.20) em (3.18), obtém-se

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = \mathbf{A}^{+}\left(\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}\right) = \mathbf{d} + \mathbf{A}^{+}\,\mathbf{w}. \tag{3.21}$$

Analisando a segunda parte de (3.21), percebe-se que a multiplicação da matriz inversa de $\mathbf{A}$ pelo ruído resultará em uma correlação das amostras do ruído. Porém, como [28]

$$\xi = \sum_{i=0}^{NM} |\mathbf{A}^{+}_{k,i}|^2 > 1 \tag{3.22}$$

para qualquer valor de k, o ruído será amplificado por ξ. No Capítulo 4, este

fator será utilizado para corrigir o valor da relação E/N_0 na estimativa teórica do desempenho da taxa de erro de símbolo para o GFDM com ZFR.

Um caso importante de se analisar é quando a matriz $\mathbf{A}$ é singular. Neste caso, o determinante da matriz é zero e sua inversa não pode ser computada, isto impossibilita a utilização do ZFR. Em [27] o autor define que quando M é ímpar, a matriz $\mathbf{A}$ não é singular.

3.2.2 Receptor de filtro casado

O MFR pode ser visto como K receptores de portadora única em paralelo, processando o sinal equalizado $r_{eq}(n)$. Como somente as amostras no instantes de tempo $n = mN$ são de interesse, o receptor MFR pode ser implementado com um banco de correlatores, como mostra a Figura 3.6, onde pode-se perceber que o símbolo recebido em uma subportadora k' e janela de sinalização m' é definido por

$$\hat{s}_{k',m'} = \sum_{n=0}^{NM-1} r_{eq}(n)[g_{m'}(n)p_{k'}(n)]^* \tag{3.23}$$

onde $(\cdot)^*$ denota a operação de conjugado complexo.

Desconsiderando o efeito do ruído e assumindo $h(n) = 1$, então $r_{eq}(n) = x(n)$ e substituindo (3.5) em (3.23), tem-se que

$$\begin{aligned}\hat{s}_{k',m'} = s_{k',m'} + \overbrace{\sum_{\substack{m=0\\m\neq m'}}^{M-1} s_{k',m} \sum_{n=0}^{NM-1} g_m(n)g^*_{m'}(n)}^{\text{IIS}} + \\ \overbrace{\sum_{\substack{k=0\\k\neq k'}}^{K-1} s_{k,m'} \sum_{n=0}^{NM-1} |g_{m'}(n)|^2 p_{k-k'}(n)}^{\text{IIP causada por símbolos na mesma janela temporal}} + \\ \overbrace{\sum_{\substack{m=0\\m\neq m'}}^{M-1} \sum_{\substack{k=0\\k-k'}}^{K-1} s_{k,m} \sum_{n=0}^{NM-1} g_m(n)g^*_{m'}(n)p_{k-k'}(n)}^{\text{IIP causada por símbolos de outras janelas temporais}},\end{aligned} \tag{3.24}$$

onde

$$p_{k-k'}(n) = p_k(n)p^*_{k'}(n) = \mathrm{e}^{-j2\pi\frac{k-k'}{N}n} \tag{3.25}$$

e foi considerado que o pulso de transmissão possui energia unitária.

Utilizando a representação matricial apresentada em (3.10) é possível realizar

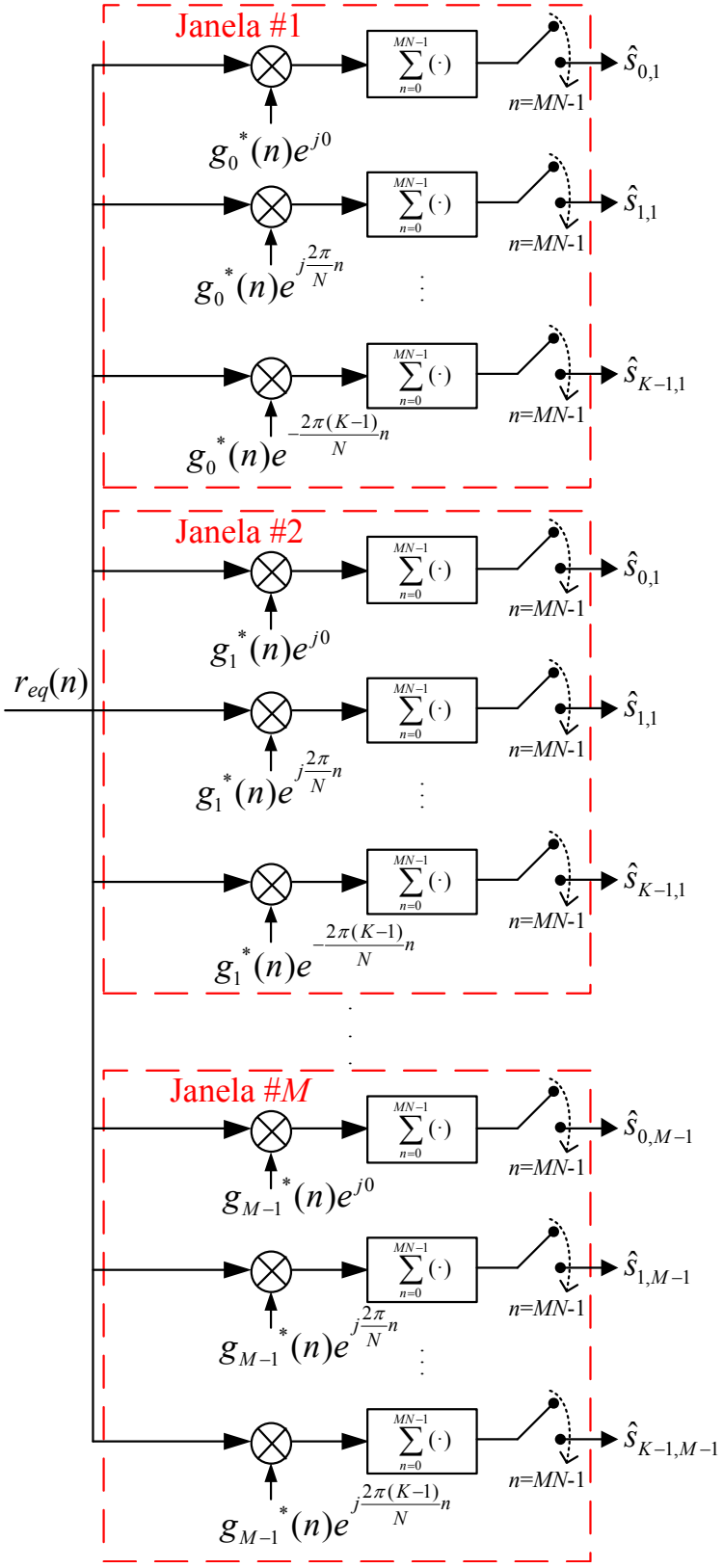


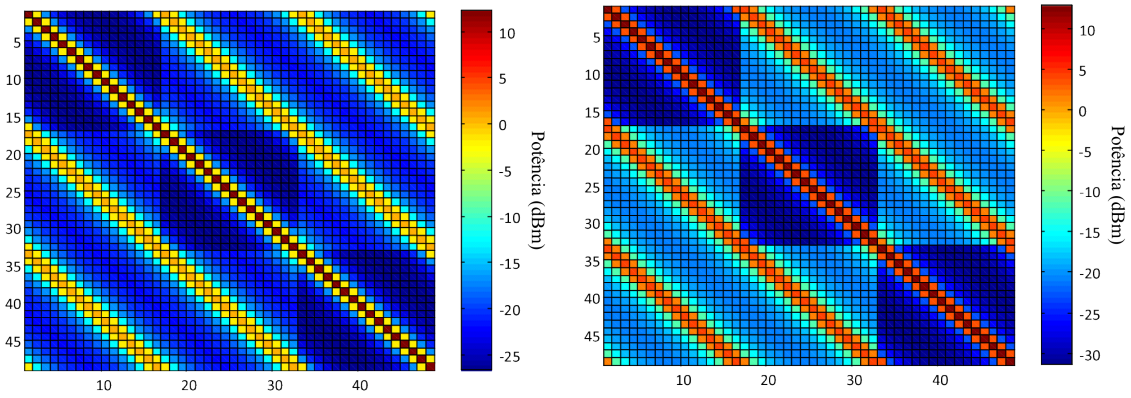
Figura 3.6: *Diagrama em blocos de um MFR implementado como correlator.*

o processo de recepção do MFR como

$$\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{A}^{\mathcal{H}}\mathbf{r}_{eq}, \tag{3.26}$$

onde $\hat{\mathbf{d}}_{MF}$ é o vetor de dados recebidos utilizando o MFR e $d_j = \hat{s}_{k,m}$ quando $j = k + m$.

Note que o produto $\mathbf{A}^{\mathcal{H}}\,\mathbf{A}$ pode ser utilizado para avaliar a influência da IIS e IIP no vetor recebido. A Figura 3.7 mostra a magnitude da interferência para $K = 16$, $M = 3$ e $N = K$. Neste caso, $g(n)$ é um filtro RCE com fator de decaimento $\alpha = 0,1$ e $\alpha = 0,75$ para as Figuras 3.7(a) e 3.7(b), respectivamente. A diagonal principal da matriz representa a informação desejada, e todos os outros valores são interferências na saída do MFR. De um modo geral, a conclusão que pode ser obtida analisando a Figura 3.7 é que valores mais altos para o fator de decaimento do filtro resultam em uma maior IIP, o que prejudica o desempenho do MFR. Portanto, enquanto a IIS pode ser minimizada escolhendo uma resposta ao impulso apropriada para o filtro, como o RCE ao invés do CE, a IIP pode ser reduzida escolhendo um menor fator de decaimento do filtro.



(a) $M = 3$, $K = 16$ e $\alpha = 0{,}1$. (b) $M = 3$, $K = 16$ e $\alpha = 0{,}75$.

Figura 3.7: *Interferência na saída do MFR.*

3.2.3 Receptor de filtro casado com DSIC

Na Figura 3.7 é possível observar que uma das principais fontes de interferência na saída do MFR é a interferência entre portadoras adjacentes. Esta alta IIP pode ser minimizada utilizando um algoritmo de cancelamento de IIP. A Figura 3.8 apresenta o diagrama básico do algoritmo DSIC (*Double Sided Serial Interference Cancellation*).

A idéia desta técnica é subtrair a IIP causada pelas subportadoras $(k-1)$ e $(k+1)$ do sinal recebido na k-ésima subportadora. Primeiro, o sinal equalizado

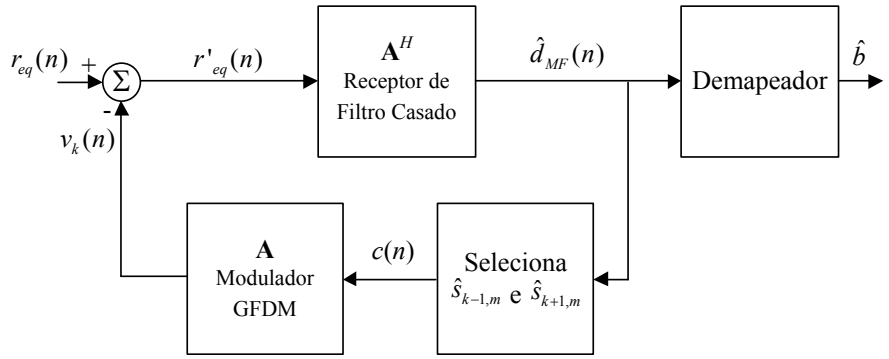


Figura 3.8: *Diagrama em blocos do MFR-DSIC.*

$r_{eq}(n)$ é aplicado a um receptor MFR, o que resulta no sinal corrompido por IIP, $\hat{d}_{MF}(n)$. Para eliminar a IIP do símbolo recebido na k-ésima subportadora será necessário utilizar $2M$ amostras de $\hat{d}_{MF}(n)$ correspondendo às informações transmitidas nas subportadoras $(k-1)$ e $(k+1)$ nas M janelas de sinalização.

Inicialmente, uma sequência $c(n)$ com $MN-1$ zeros é criada e depois atualizada apenas com as amostras de $\hat{d}_{MF}(n)$ correspondentes às portadoras $k-1$ e $k+1$ para todas as janelas temporais, ou seja,

$$c(n) = \begin{cases} \hat{d}_{MF}(MK-1) & \text{se } n = MK-1 \cap k = 0 \\ \hat{d}_{MF}(0) & \text{se } n = 0 \cap k = K \\ \hat{d}_{MF}(n) & \text{se } n = k \pm 1 + mK, \quad m = 0, \ldots, M-1 \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{3.27}$$

Observe que no caso $k = 0$ a IIP é gerada pelas portadoras de índice 1 e K. Da mesma forma, para o caso $k = K$ a IIP é gerada pelas portadoras de índice $K-1$ e 0.

Para gerar $c(n)$ existem duas possibilidades: a decisão abrupta, onde os símbolos do vetor $\hat{d}_{MF}(n)$ são primeiramente estimados usando um detector de máxima verossimilhança para então serem utilizados no vetor $c(n)$, ou a decisão suave, onde os símbolos são utilizados diretamente no vetor $c(n)$, sem a detecção. No Capítulo 4 será analisado o desempenho das duas formas de cancelamento.

A matriz de transmissão apresentada em (3.12) pode ser utilizada para gerar o quadro GFDM que carrega a IIP da k-ésima portadora, ou seja,

$$\mathbf{v}_k = \mathbf{A}\mathbf{c}, \tag{3.28}$$

onde $\mathbf{v}_k$ é o quadro GFDM com a informação de IIP da k-ésima subportadora e

$\mathbf{c}$ é o vetor que representa (3.27).

Uma nova versão do sinal equalizado é obtido através de

$$\mathbf{r}'_{eq} = \mathbf{r}_{eq} - \mathbf{v}_k \tag{3.29}$$

que apresenta baixa IIP para a k-ésima subportadora.

O símbolo obtido pela detecção de $\mathbf{r}'_{eq}$ é utilizado para gerar um novo vetor $\mathbf{c}$ para a remoção de IIP da próxima subportadora e o processo continua até a IIP ser reduzida para todas as subportadoras. Este ciclo pode ser repetido I vezes para obtenção de um melhor resultado. O anexo B apresenta o pseudocódigo para o DSIC.

3.3 Sumário

Neste capítulo foi detalhado os processos de geração e recepção para um sinal GFDM. O sinal GFDM pode ser gerado através da modulação de K subportadoras, o que pode ser representado de forma matricial, conforme apresentado em (3.10). A notação matricial é interessante pois permite uma forma conveniente de se obter os diferentes tipos de receptores a partir da matriz de modulação. O ZFR é capaz de remover completamente a IIP, mas apresenta a desvantagem de enfatizar o ruído. Esta desvantagem não aparece no MFR porém, este apresenta IIP. Neste caso, a IIP deve ser removida através de algum outro processamento, como o DSIC. Este processamento, no entanto, eleva a complexidade do receptor.

Pode-se perceber que o OFDM é uma configuração particular do GFDM, onde as portadoras são ortogonais entre si, os símbolos J-QAM são mapeados em apenas uma janela de sinalização, e o filtro utilizado possui uma resposta ao impulso retangular.

Capítulo 4

Análise da taxa de erro de símbolo de sistemas GFDM

Neste capítulo, o desempenho da taxa de erro de símbolo do GFDM é analisado. A análise é feita para sistemas GFDM utilizando filtros CE e RCE, além das três formas de recepção descritas no Capítulo 3, em canais planos e seletivos. Os resultados das simulações obtidos para o GFDM serão comparados com os resultados das simulações e com as curvas teóricas para o OFDM. Também foi traçada a curva levando em consideração o fator ξ apresentado em (3.22), responsável pela redução da relação sinal-ruído no GFDM com ZFR.

Os parâmetros utilizados nas simulações são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: *Parâmetros de simulações*

Parâmetro	Valor
Número de janelas temporais (M)	3
Número de subportadoras (K)	256
Fator de sobreamostragem (N)	256
Duração de uma janela/símbolo OFDM	256 μs
Espaçamento de subportadoras	3,91 kHz
Ordem da constelação (J)	4
Filtro de Transmissão (GFDM)	CE e RCE
Fator de decaimento (α)	0,5
Número de iterações para DSIC (I)	4

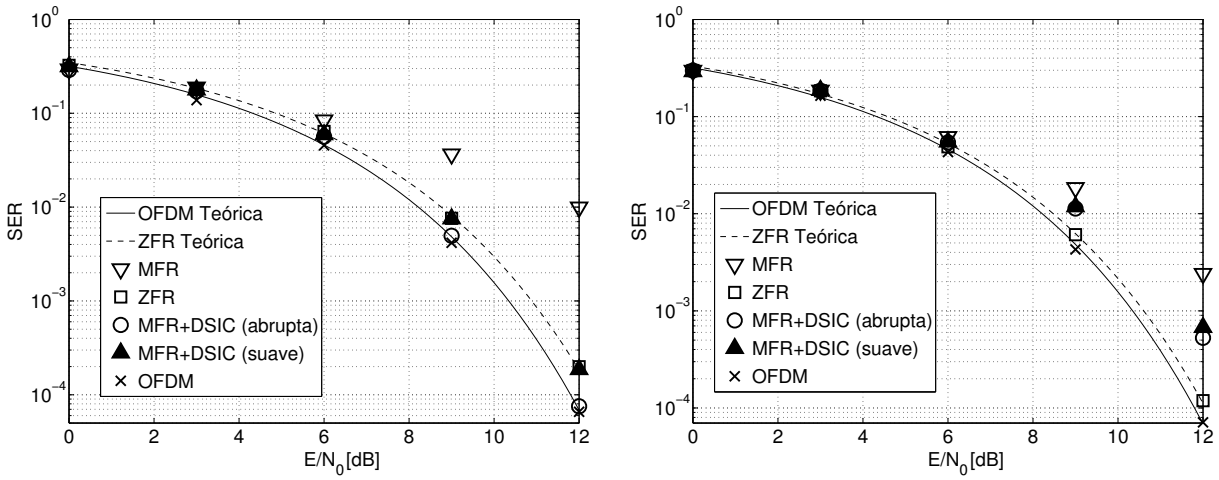
4.1 Análise da SER em canal AWGN

O objetivo desta seção é comparar o desempenho dos receptores GFDM com o OFDM considerando o canal AWGN. Esta análise permitirá determinar a influência da não-ortogonalidade do GFDM no desempenho das três propostas de receptores, em comparação com o sistema cujas subportadoras são ortogonais.

As Figuras 4.1(a) e 4.1(b) apresentam a SER do OFDM e GFDM em canal AWGN. A estimativa da probabilidade de erro para um sistema J-QAM OFDM foi definida em (2.15). A curva teórica do ZFR foi traçada considerando a ênfase do ruído, conforme vista em (3.22), ou seja,

$$P_{ZFR}[e] \approx \bar{\mu}\, Q\left(\sqrt{\rho \frac{E}{\xi N_0}}\right). \tag{4.1}$$

De acordo com os parâmetros da Tabela 4.1, pode-se calcular $\xi = 1,0618$ e $\xi = 1,1325$ quando os filtros utilizados são CE e RCE, respectivamente.



(a) (b)

Figura 4.1: *SER para OFDM e GFDM em canal AWGN.* (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.*

Pode-se notar na Figura 4.1(a) que o MFR possui o pior desempenho. Isto ocorre devido à elevada IIP presente na saída deste detector. O ZFR é capaz de eliminar a IIP e, portanto, supera o MFR. Entretanto, pode-se perceber que a ênfase do ruído introduzido pelo ZFR reduz o desempenho em $\xi = 1,1325$ para todos os valores de E/N_0. O MFR-DSIC com decisão abrupta é capaz de remover a IIP sem causar a ênfase de ruído e, portanto, seu desempenho se aproxima da curva teórica do OFDM em canal AWGN. No caso do MFR-DSIC com decisão

suave, devido à degradação inicial do sinal ser realimentada no cancelamento da IIP, o desempenho piora e se torna equivalente ao receptor ZF. Portanto, pode-se concluir que (2.15) torna-se um limitante inferior para a SER de um sistema GFDM quando os receptores ZFR e MFR-DSIC são empregados.

Na Figura 4.1(b), nota-se que o desempenho do ZFR condiz com (4.1) com $\xi = 1,0618$, o que demonstra que este receptor é capaz de eliminar tanto a IIP quanto a IIS, e a degradação observada é apenas devido à ênfase do ruído. No caso do MFR, quando comparado à Figura 4.1(a) pode-se peceber um melhora no desempenho, o que demonstra que a IIP possui uma influência maior no desempenho do que a IIS. O receptor MFR-DSIC, apresenta uma saída livre de IIP, porém seu desempenho é penalizado quando o filtro CE é utilizado devido à cadeia de transmissão não atender ao critério de Nyquist [29], gerando assim uma maior IIS.

4.2 Análise da SER em canais seletivos em frequência

A Tabela 4.2 lista os perfis de atraso que foram considerados para avaliar a SER em canais seletivos. A resposta em frequência dos canais é apresentada na Figura 4.2

Tabela 4.2: *Perfis de atraso utilizados nas simulações*

Canal A	Banda de coerência: 5,42 kHz					
Atraso (μs)	0	3	8	11	13	21
Ganho (dB)	0	-7	-15	-22	-24	-19
Canal B	Banda de coerência: 6,19 kHz					
Atraso (μs)	0	2	3	4	7	11
Ganho (dB)	0	-7	-6	-22	-16	-20
Canal C	Banda de coerência: 2,25 kHz					
Atraso (μs)	0	2	5	16	24	33
Ganho (dB)	0	-9	-19	-14	-24	-16
Canal D	Banda de coerência: 1,83 kHz					
Atraso (μs)	0	2	5	16	22	60
Ganho (dB)	0	-10	-22	-18	-21	-10

A expressão utilizada para estimar a SER do sistema OFDM em canais seletivos foi definida em (2.18). Porém, comparando a banda de coerência dos canais apesentados na Tabela 4.2 com o espaçamento das subportadoras utilizado nas simulações, pode-se concluir que os canais C e D não podem ser considerados planos para cada subportadora. É importante observar que (2.18) não abrange

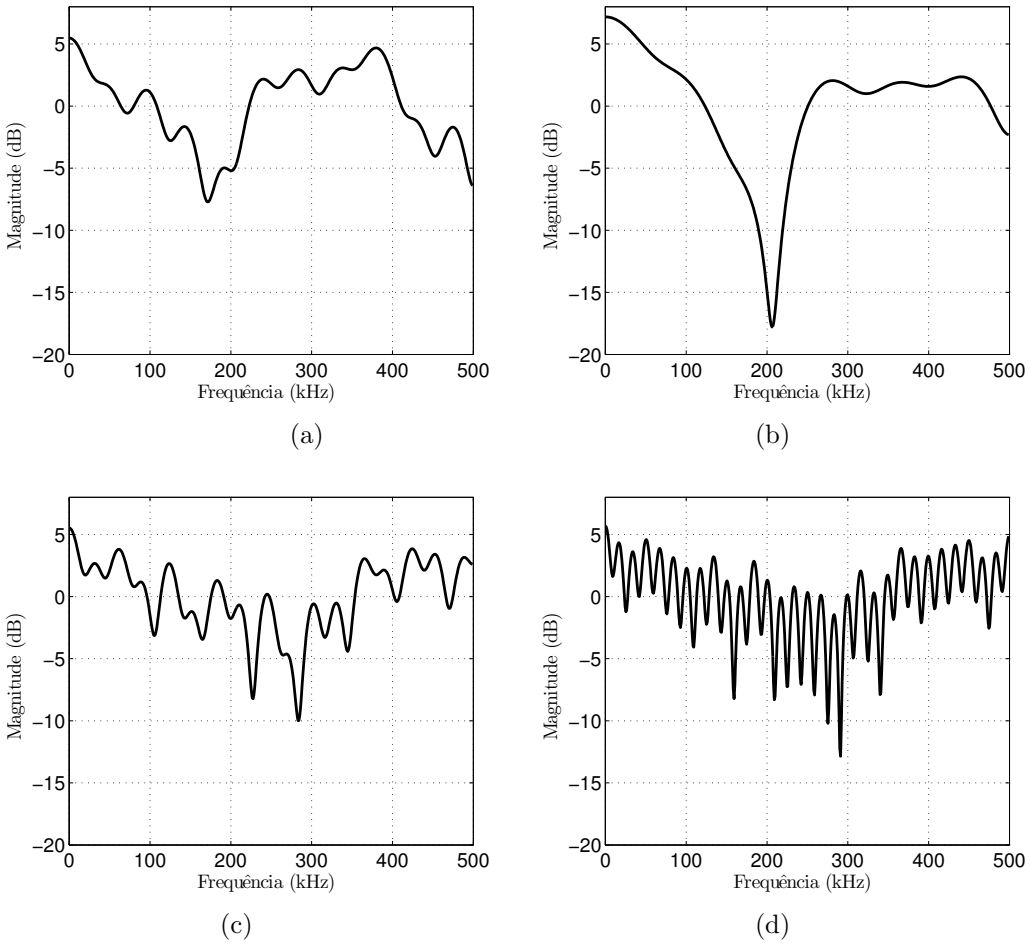


Figura 4.2: *Resposta em frequência para os canais utilizados nas simulações.* (a) *Canal A.* (b) *Canal B.* (c) *Canal C.* (d) *Canal D.*

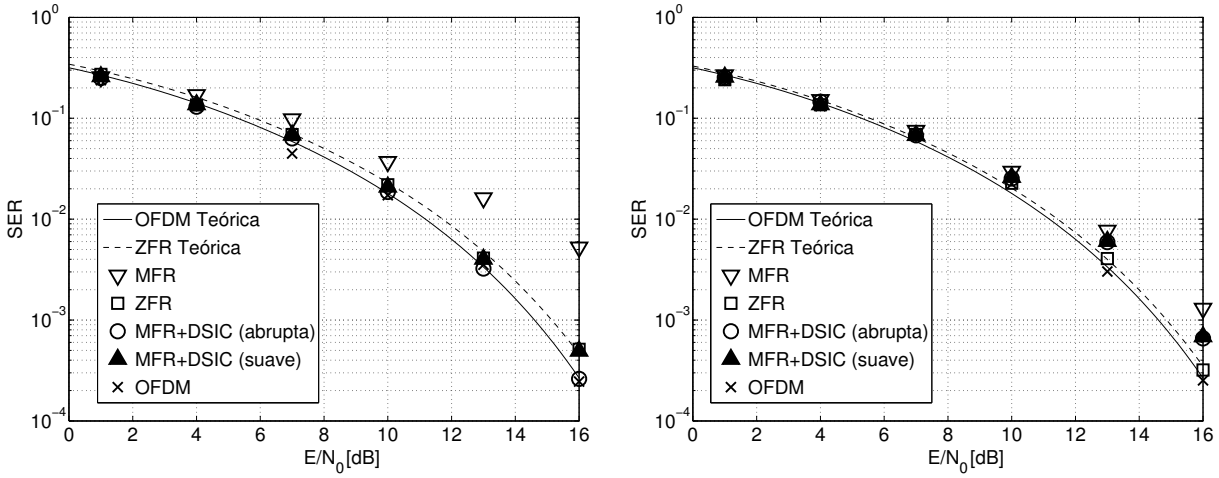
este caso, e o equalizador *zero-forcing* não é apropriado para estes canais.

A expressão (2.18) também pode ser modificada para considerar a ênfase de ruído presente no ZFR. Portanto, a curva teórica do ZFR é calculada por

$$P[e] \approx \frac{\bar{\mu}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Q\left(\sqrt{|H_k|^2 \rho \frac{E}{\xi N_0}}\right). \tag{4.2}$$

A Figura 4.3(a) apresenta a curva de desempenho da SER para o OFDM e GFDM com RCE no canal A. A primeira observação que pode ser feita, quando comparada à Figura 4.1 é que a seletividade do canal degrada o desempenho do sistema. O ZFR continua com o mesmo comportamento observado no canal AWGN, isto é, ele elimina todas as interferências e apresenta apenas a degradação devido à ênfase do ruído quando comparado ao OFDM. O MFR apresenta o pior desempenho devido a IIP. Porém, quando associado à técnica DSIC com decisão

abrupta, o seu desempenho é equivalente ao OFDM. O MFR-DSIC com decisão suave apresenta o mesmo desempenho que o ZFR. Já a Figura 4.3(b) apresenta a curva de desempenho para o canal A quando o filtro de transmissão utilizado é o CE. Aqui, novamente pode-se observar a degradação do MFR-DSIC devido à IIS. O ZFR possui um desempenho mais proxímo do OFDM devido à redução do ξ.

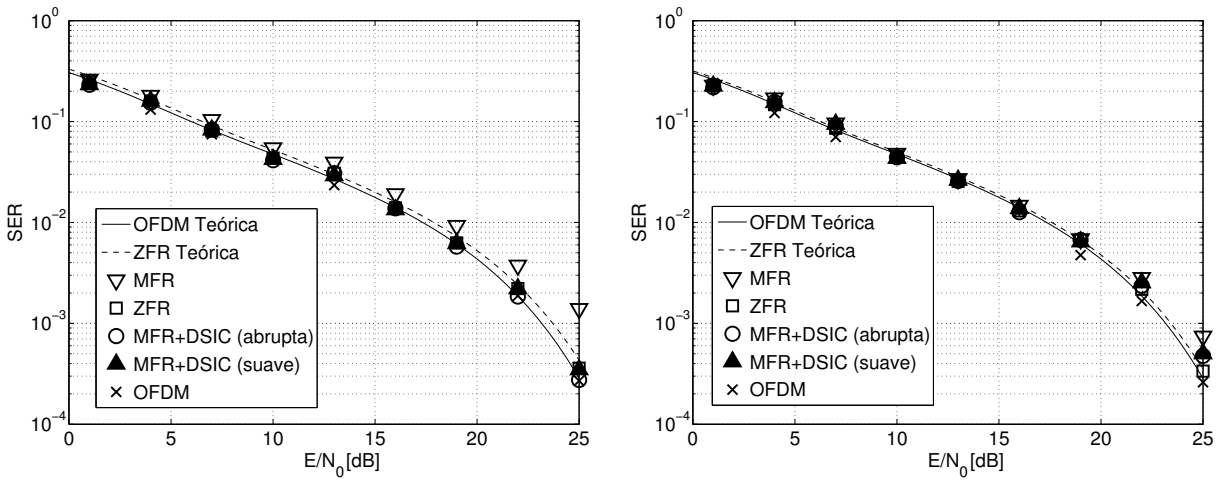


(a) (b)

Figura 4.3: *SER para OFDM E GFDM no canal A.* (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.*

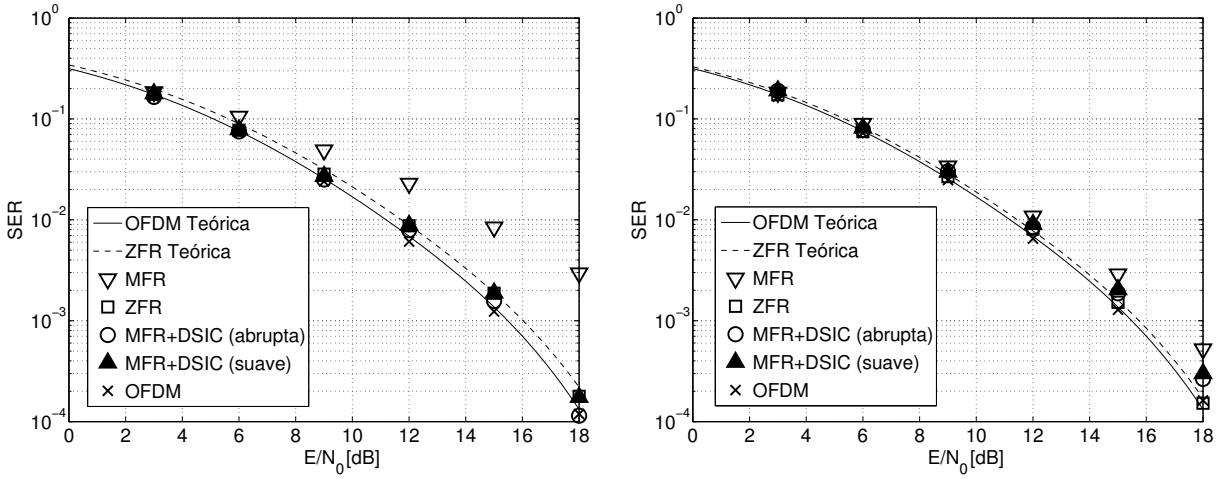
A Figura 4.4 apresenta a curva de desempenho da SER para o OFDM e GFDM para o canal B, que possui um nulo espectral dentro da banda de interesse, conforme pode ser visto na Figura 4.2(b). Pode-se observar que as distorções geradas pela não-ortogonalidade do GFDM não são tão expressivas quanto o efeito de amplificação de ruído causado pelo equalizador no domínio da frequência. Neste canal, todos os receptores possuem praticamente o mesmo desempenho, com exceção do receptor MFR quando utilizado o filtro RCE, que ainda apresenta uma maior degradação devido à IIP. Para valores de E/N_0 acima de 21 dB, com filtro CE, o desempenho assintótico em relação à SER do MFR-DSIC piora em aproximadamente 0,5 dB quando comparado ao ZFR.

As Figuras 4.5(a) e 4.5(b) apresentam a curva de desempenho para o OFDM e GFDM no canal C com filtro RCE e CE. Para E/N_0 maiores que 12 dB, pode-se observar que as curvas teóricas não condizem com o resultado da simulação. Isso já era esperado devido à banda de coerência do canal ser menor que o espaçamento entre as portadoras. Com o filtro CE o desempenho do ZFR ficou equivalente ao do OFDM.



(a) (b)

Figura 4.4: *SER para OFDM E GFDM no canal B.* (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.*

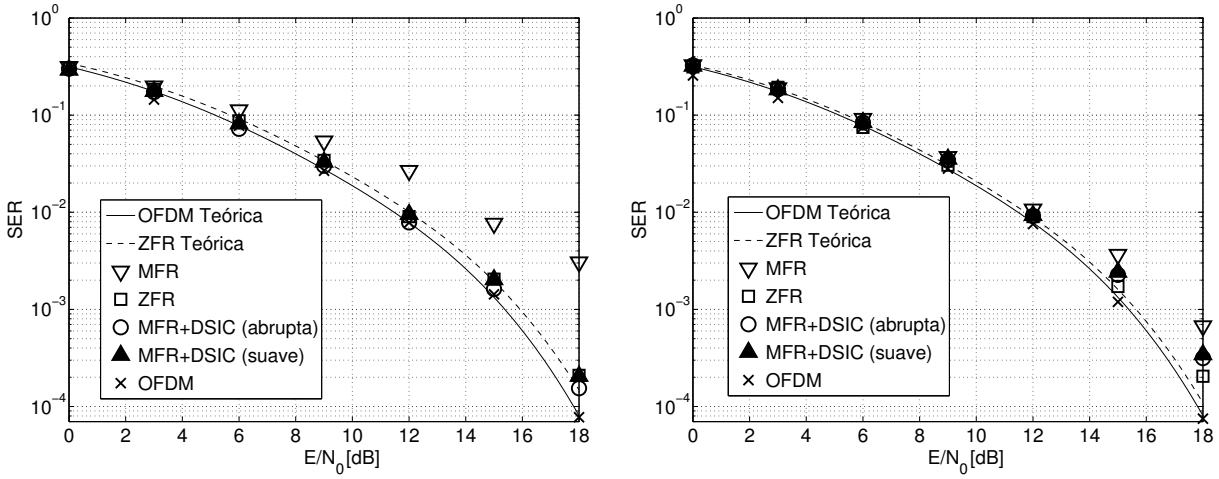


(a) (b)

Figura 4.5: *SER para OFDM E GFDM no canal C.* (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.*

As Figuras 4.6(a) e 4.6(b) apresentam a curva de desempenho para o OFDM e GFDM no canal D. Assim como no canal C, pode-se observar que a estimativa teórica diverge do resultado das simulações devido à banda de coerência do canal ser menor que a separação das subportadoras. Para valores de SNR menores que 15 dB o desempenho de todos os receptores foram equivalentes, com exceção do MFR com filtro RCE que chega a apresentar um desempenho 3 dB inferior para $E/N_0 = 12$ dB. Para valores maiores que 15 dB o desempenho do MFR-DSIC com decisão abrupta e filtro RCE apresentou um desempenho $0,2$ dB acima do

ZFR. Já com o filtro CE, o desempenho ficou $0,5$ dB abaixo para as mesmas relações E/N_0. Com $E/N_0 = 18$ dB o ZFR com ambos os filtros apresentou um desempenho aproximadamente 1 dB inferior ao OFDM.



(a) (b)

Figura 4.6: *SER para OFDM E GFDM no canal D.* (a) *GFDM com filtro RCE.* (b) *GFDM com filtro CE.*

4.3 Sumário

Com base nos resultados apresentados neste capítulo, podemos concluir que as expressões tóricas para o OFDM podem ser utilizadas como um limitante inferior para o GFDM quando a banda de coerência do canal for maior que o espaçamento entre as portadoras. Nessas condições, o GFDM com MFR-DSIC apresenta um desempenho equivalente ao OFDM quando um filtro RCE é utilizado. Entretanto, quando se utiliza um filtro CE, o desempenho do MFR-DSIC piora significativamente devido à IIS, enquanto o desempenho do ZFR melhora devido ao menor ξ. Isto sugere que o aumento na complexidade do receptor para utilização do MFR-DSIC não é justificada pelo seu desempenho. As Eq. (4.1) e (4.2) podem ser utilizadas para estimar o desempenho de um sistema GFDM utilizando o receptor ZFR. Porém, assim como no OFDM, essas expressões somente são válidas para situações onde a banda de coerência do canal são maiores que o espaçamento entre as portadoras.

Capítulo 5

WHT-GFDM

Conforme já mencionado, uma desvantagem do OFDM é a elevada PAPR. Em [11] os autores apresentam uma forma de dimunuir esse problema, através da utilização da transformada de Walsh-Hadammard (WHT) juntamente com OFDM. Além da redução da PAPR, outra vantagem do WHT-OFDM é o ganho de desempenho em canais seletivos em frequência devido ao espalhamento da informação em várias subportadoras. Com isso, um desvanecimento profundo não irá inviabilizar a recepção das informações transmitidas nas portadoras afetadas [11]. Neste capítulo é apresentado os princípios da WHT, as vantagens e desvatagens de sua utilização em um sistema de comunicação digital e propõe um sistema WHT-GFDM.

5.1 Transformada de Walsh-Haddamard

A WHT é obtida através do produto de um vetor $\mathbf{x}$ de comprimento K por uma matriz $K \times K$ dada por

$$\mathbf{\Omega}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_{K/2} & \mathbf{\Omega}_{K/2} \\ \mathbf{\Omega}_{K/2} & -\mathbf{\Omega}_{K/2} \end{bmatrix}, \tag{5.1}$$

onde K é um número de base 2 e $\mathbf{\Omega}_1 = [1]$. A WHT de um vetor $\mathbf{x}$ é dada por

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{x}\, \mathbf{\Omega}_K. \tag{5.2}$$

Analisando (5.1) e (5.2), pode-se concluir que cada amostra do vetor $\mathbf{y}$ é uma

combinação linear de todas as amostras do vetor $\mathbf{x}$, dada por

$$\mathbf{y}_i = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,i} \mathbf{x}_k \quad \forall \quad i = 1, 2 \ldots K, \tag{5.3}$$

onde $a_{k,i} = \pm 1$, dependendo da coluna da matriz $\mathbf{\Omega}_K$.

Para recuperar o vetor $\mathbf{x}$ a partir de $\mathbf{y}$, é realizada a transformada inversa de Walsh-Hadamard, cujo cômputo é idêntico ao da transformada direta, ou seja,

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{y}\, \mathbf{\Omega}_K. \tag{5.4}$$

5.2 WHT-OFDM

No WHT-OFDM, a WHT é normalmente realizada nos símbolos da constelação J-QAM a serem transmitidos em um símbolo OFDM. Isto significa que cada portadora irá carregar uma combinação linear de todos os símbolos QAM. Portanto, para utilizar a WHT juntamente com o OFDM, é necessário que o número de portadoras utilizadas seja um número de base 2 pois, por definição, C é um número de base 2. A Figura apresenta o diagrama em blocos de um sistema WHT-OFDM.

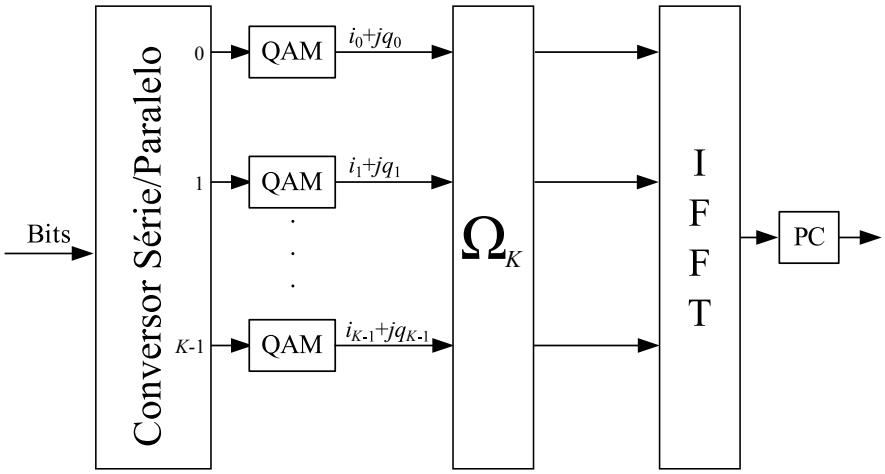


Figura 5.1: *Diagrama em blocos de um transmissor WHT-OFDM.*

Os símbolos seriais provindos de um mapeamento QAM entram em um bloco responsável pela execução da WHT. Os coeficientes resultantes da WHT seguem então para o modulador OFDM tradicional, onde é executada a IFFT dos coeficientes.

Duas grandes vantagens de se utilizar o WHT-OFDM é o melhor desempenho em canais seletivos e a redução da PAPR [11]. O melhor desempenho é devido ao fato de cada portadora transmitir uma parcela de todos os símbolos QAM. Quando um conjunto de portadoras sofre uma atenuação severa em função da resposta em frequência do canal, ao invés de poucos símbolos QAM sofrerem uma grande degradação, todos os símbolos QAM sofrem uma degradação mais amena [11]. Quanto à redução da PAPR, a soma em fase das componentes do sinal se dão com menor probabilidade [11]. A Figura 5.2 demonstra a função densidade de probabilidade da PAPR de um sistema WHT-OFDM e de um sistema OFDM.

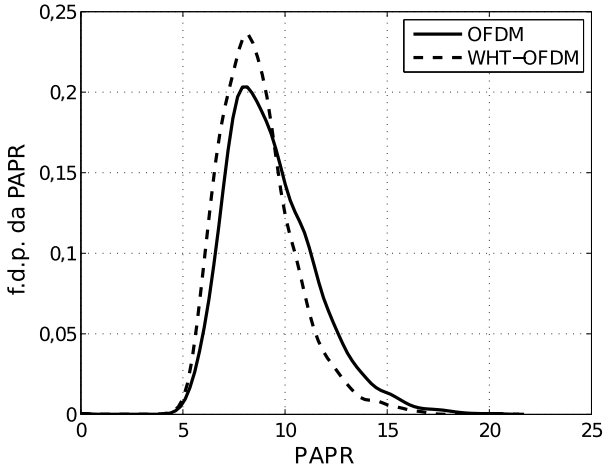


Figura 5.2: *Função densidade de probabilidade para PAPR do OFDM e WHT-OFDM.*

5.2.1 Análise de desempenho do WHT-OFDM

O desempenho do WHT-OFDM no canal plano é o mesmo que o do OFDM [11], uma vez que $H[k]$ em (5.5) é unitário para qualquer k. Porém em canais seletivos o WHT-OFDM apresenta um desempenho melhor. Neste caso, o canal de comunicação equivalente após a transformada inversa no receptor é dado por [11]

$$H_{mod} = \left(\sum_{k=0}^{K-1} \frac{1}{K|H[k]|^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \tag{5.5}$$

que é constante para todas subportadoras.

A Equação (2.17) pode ser utilizada para estimar o desempenho do WHT-OFDM, substituindo o valor de H_k por H_{mod}, ou seja, a probabilidade de erro de

símbolo para o WHT-OFDM é calculada por

$$P[e] \approx \bar{\mu} Q\left(\sqrt{|H_{mod}|^2 \rho \frac{E}{N_0}}\right). \tag{5.6}$$

5.3 WHT-GFDM

No Capítulo 3, foi comentado que, o número de janelas temporais no GFDM deve ser ímpar para garantir que a matriz A não seja singular. Esta condição acarreta em um vetor de dados $\mathbf{d}$ cujo comprimento não pode ser um número de base 2 e, portanto, não é apto para a WHT. Entretanto, se o número de subportadoras for escolhido de forma que $K = 2^i, i \in \mathbb{N}$, a WHT poderá ser realizada a cada K elementos do vetor $\mathbf{d}$. As Figuras 5.3(a) e 5.3(b) apresentam o diagrama em blocos do transmissor e do receptor WHT-GFDM.

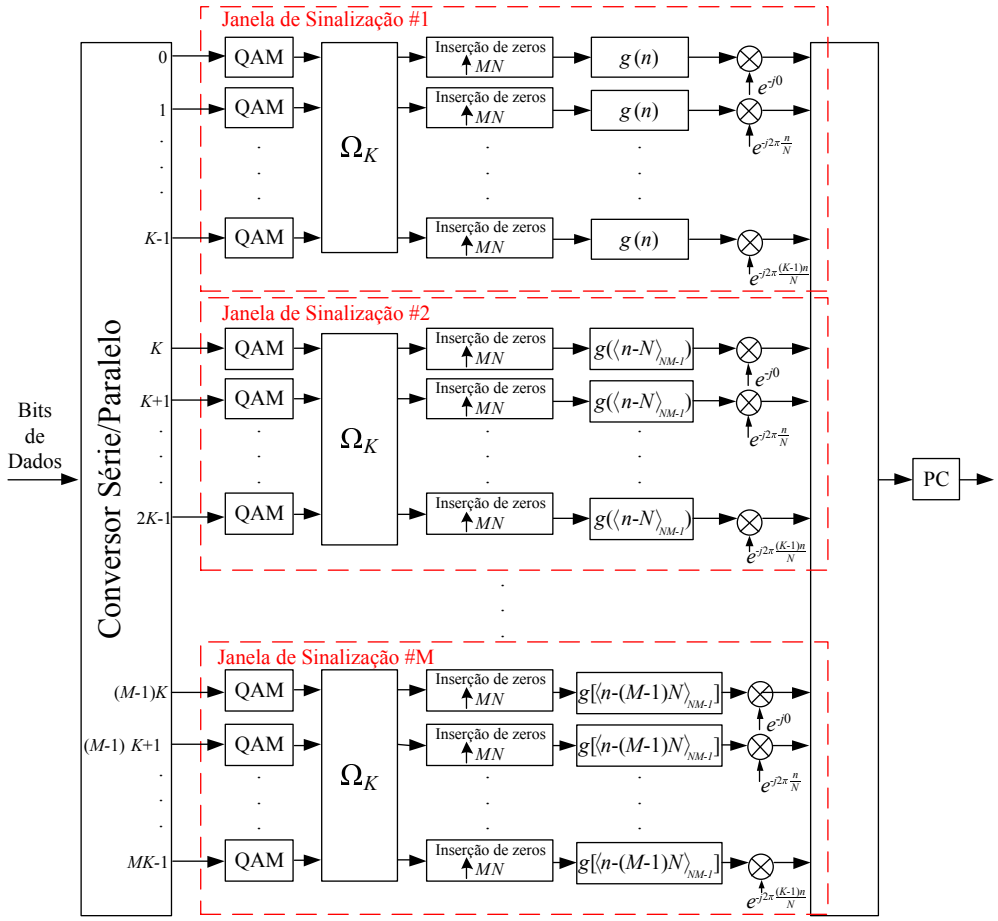
No transmissor, K símbolos QAM entram em um bloco responsável pela WHT, que gera K coeficientes que são sobreamostrados, filtrados e modulados, tal como no transmissor GFDM convencional. Claramente, (3.10) pode ser modificada para o WHT-GFDM:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{d}_{\Omega K}, \tag{5.7}$$

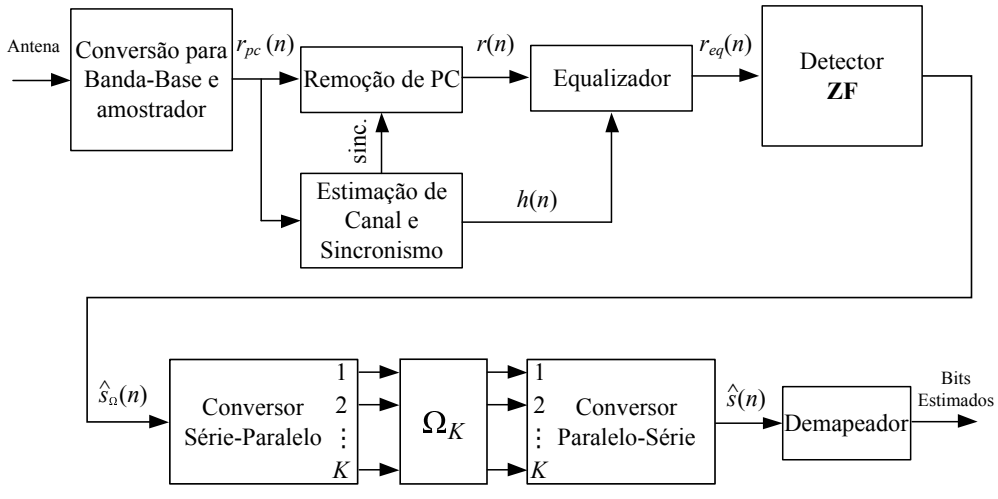
onde

$$\mathbf{d}_{\Omega K} = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[\boldsymbol{\Omega}_K \times \begin{bmatrix} \mathbf{d}_0 \\ \mathbf{d}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{K-1} \end{bmatrix}^{\intercal} \quad \boldsymbol{\Omega}_K \times \begin{bmatrix} \mathbf{d}_K \\ \mathbf{d}_K + 1 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{2K-1} \end{bmatrix}^{\intercal} \quad \dots \quad \boldsymbol{\Omega}_K \times \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{(M-1)K} \\ \mathbf{d}_{(M-1)K+1} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{MK-1} \end{bmatrix}^{\intercal} \right]^{\intercal} \tag{5.8}$$

O processo de recepção WHT-GFDM é similar ao do GFDM convencional. Porém, após a detecção, o vetor de coeficientes é separado em M vetores de K coeficientes que são multiplicados pela matriz $\boldsymbol{\Omega}_K$. Os vetores resultantes são então demapeados para que sejam estimados os bits transmitidos. Observe que a constelação efetivamente transmitida no WHT-GFDM não está restrita a J pontos, mas sim à combinação de K pontos da constelação J-QAM. Logo, neste caso, o cancelamento da IIP não é possível, o que inviabiliza o MFR-DSIC para o WHT-GFDM.



(a) Transmissor WHT-GFDM

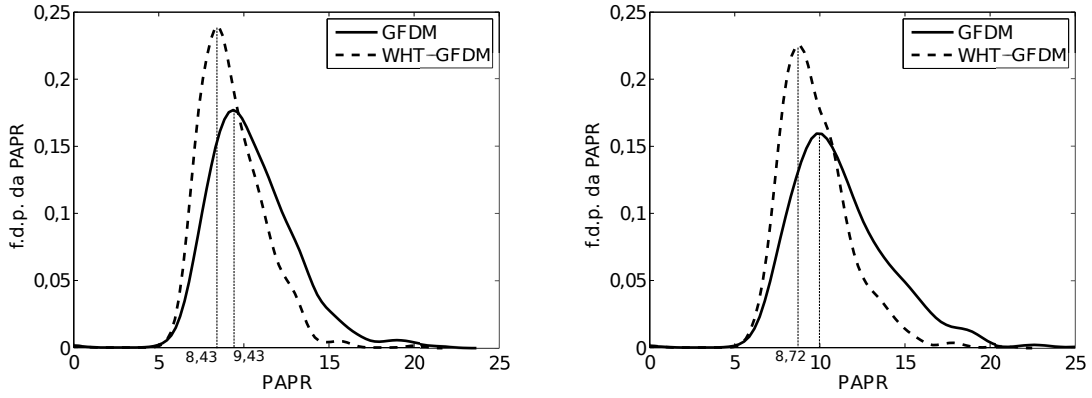


(b) Receptor WHT-GFDM

Figura 5.3: *Diagramas em bloco para o transmissor e receptor WHT-GFDM*

5.4 PAPR do sinal WHT-GFDM

A Seção 5.2 indicou como a dimunição da PAPR pode ser obtida para o OFDM quando este combina-se com a WHT. Para o GFDM, a PAPR depende do formato do filtro utilizado, como é demonstrado nas Figuras 5.4(a) e 5.4(b), onde é apresentada a PAPR para o GFDM e a redução causada pela WHT.



(a) (b)

Figura 5.4: *Função densidade de probabilidade para PAPR do GFDM e WHT-GFDM.* (a) *GFDM com filtro CE com fator de* roll-off *0,25.* (b) *GFDM com filtro CE com fator de* roll-off *0,9*

Pode-se observar que quando utilizado o filtro com $\alpha = 0,25$ a ocorrência de picos elevados foi menor do que quando utilizado $\alpha = 0,9$. No primeiro caso houve uma redução no valor da PAPR de 1 dB, no segundo caso, essa redução foi de aproximadamente $1,26$ dB.

5.5 Análise de Taxa de Erro de Símbolo

Esta seção apresenta a curva de desempenho da SER para o WHT-GFDM e WHT-OFDM, em canais AWGN e seletivos em frequência. As curvas de desempenho da SER são comparadas com as curvas teóricas do WHT-OFDM. A Equação 5.6 também foi utilizada para estimar o desempenho do WHT-GFDM, considerando a ênfase do ruído, portanto

$$P[e]_{GFDM} \approx \bar{\mu} Q\left(\sqrt{|H_{mod}|^2 \rho \frac{E}{\xi N_0}}\right), \tag{5.9}$$

define a expressão utilizada para estimar o desempenho da SER do WHT-GFDM.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros utilizados nas simulações.

Tabela 5.1: *Parâmetros de simulações para WHT-GFDM*

Parâmetro	Valor
Número de janelas temporais (M)	3
Número de subportadoras (K)	256
Fator de sobreamostragem (N)	256
Duração de uma janela/símbolo OFDM	256 μs
Espaçamento de subportadoras	3,91 kHz
Ordem da constelação (J)	4
Filtro de Transmissão (GFDM)	CE
Fator de decaimento (α)	0,5
Detector GFDM	ZF

5.5.1 Análise da SER em canal AWGN

A Figura 5.5 apresenta a curva de desempenho para o WHT-GFDM em um canal AWGN. Assim como no WHT-OFDM comparado ao OFDM, pode-se observar que a SER do WHT-GFDM é a mesma que do GFDM em canais planos. Para E/N_0 acima de 8 dB, o WHT-GFDM com filtro CE apresenta um desempenho superior ao WHT-GFDM com filtro RCE. Isto já era esperado devido ao maior ξ. Pode-se observar também que houve um desvio de 0,15 dB e 0,47 dB entre a estimativa teórica e o resultado da simulação para o WHT-GFDM com filtro CE e RCE, respectivamente, para E/N_0 igual a 12 dB. Este desvio tende à um comportamento assintótico.

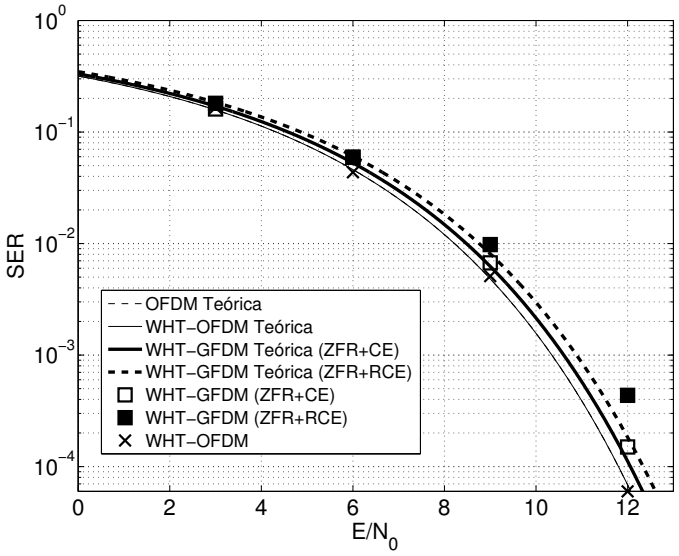


Figura 5.5: *SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal AWGN.*

5.5.2 Análise da SER em canais seletivos em frequência

Esta seção apresenta os resultados de simulações para o WHT-GFDM considerando os mesmos canais apresentados na Tabela 4.2. Para fins de comparação, também foram traçadas as curvas de desempenho do WHT-OFDM.

A Figura 5.6 apresenta a curva de desempenho para o canal A. Pode-se observar o ganho de aproximadamente 3 dB no desempenho em relação ao OFDM convencional, para SER de 10^{-3}. O desempenho do WHT-GFDM com filtro CE continuou apresentando um desvio de $0,15$ dB da estimativa teórica, enquanto que com o filtro RCE o desvio da estimativa foi de $0,52$ dB.

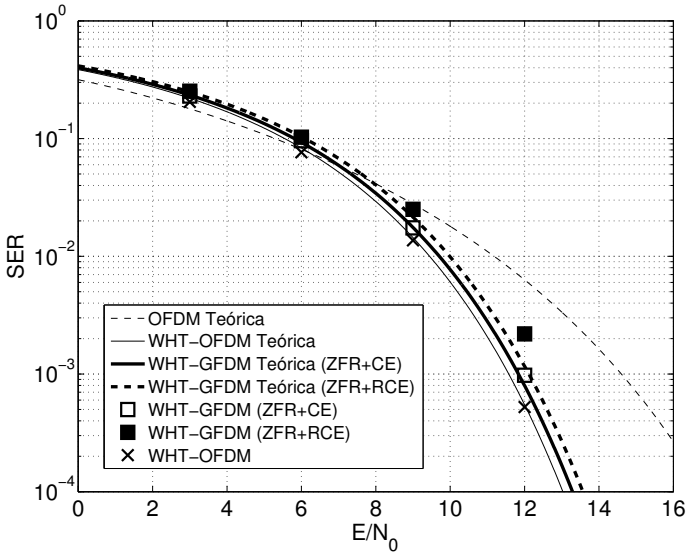


Figura 5.6: *SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal A.*

A Figura 5.7 apresenta a curva de desempenho para o WHT-GFDM no canal B. Conforme visto na Figura 4.2(b) este canal apresenta um nulo espectral. Entretanto, a WHT diminui a influência deste ao espalhar a informação em todas as subportadoras. Isto pode ser observado no ganho de aproximadamente 9 dB entre as curvas teóricas para valores de E/N_0 acima de 16 dB. Neste canal, o desvio da SER do WHT-GFDM com filtro CE da sua estimativa teórica é de $0,12$ dB e $0,2$ dB para valores de E/N_0 iguais a 12 e 16, respectivamente. Isto reforça a idéia que este desvio observado na curva de desempenho possui um comportamento assintótico. Para o WHT-GFDM com filtro RCE, os desvios observados para os mesmos valores de E/N_0 são respectivamente, $0,27$ dB e $0,55$ dB

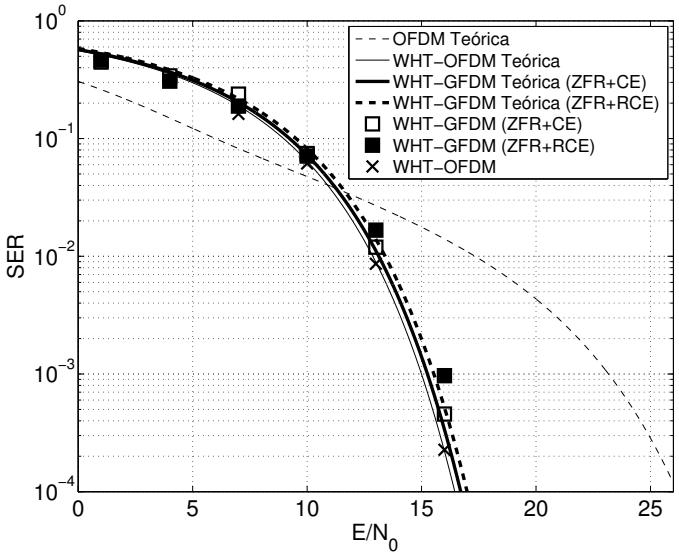


Figura 5.7: *SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal B.*

A Figura 5.8 apresenta a curva de desempenho para o canal C. O desempenho do WHT-OFDM com filtro CE apresentou um desvio de $0,2$ dB de sua estimativa teórica para SER igual a $10^{-}3$. O desempenho do WHT-GFDM com filtro RCE para SER igual 9 $10^{-}2$ apresentou um desvio de $0,47$ dB de sua estimativa teórica. Neste canal, já era esperado observar um desvio de sua estimativa teórica devido à banda de coerência do canal ser menor que o espaçamento entre as subportadoras, mas não é possível dizer se este desvio foi significativo, visto que mesmo em canais considerados planos para cada subportadora, foi observado um desvio da estimativa teórica.

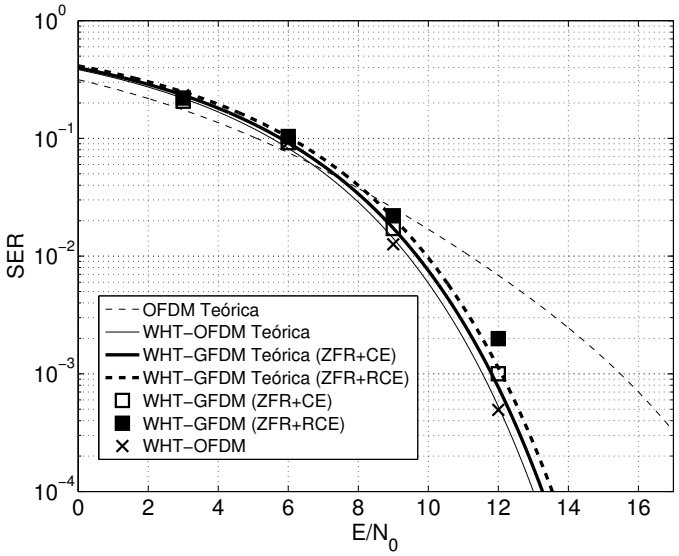


Figura 5.8: *SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal C.*

A Figura 5.9 apresenta a curva de desempenho para o canal D. O desempenho do WHT-OFDM possui um desvio de aproximadamente 0,1 dB da curva teórica para SER igual a $0,6\ 10^{-3}$. O desempenho do WHT-GFDM com filtro CE possui um desvio de aproximadamente 0,26 dB de sua estimativa para SER igual a $1,2\ 10^{-3}$. E o WHT-GFDM com filtro RCE apresenta um desvio de aproximadamente $0,64$ dB de sua estimativa teórica.

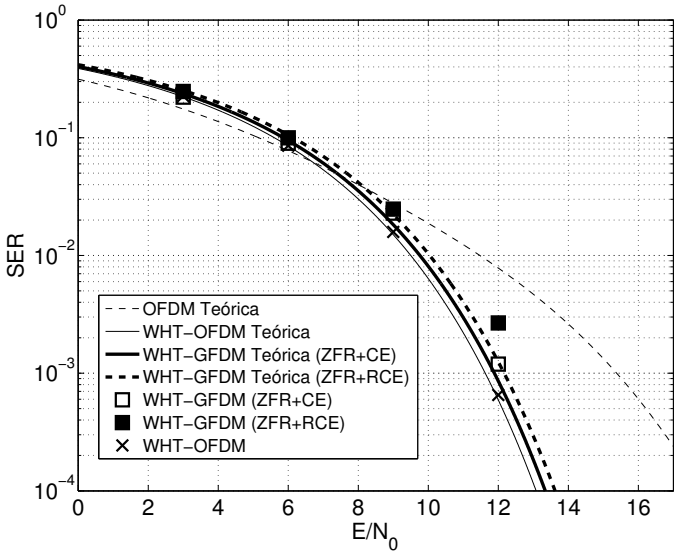


Figura 5.9: *SER para WHT-OFDM e WHT-GFDM no canal D.*

A equação da SER para o WHT-OFDM não pode ser utilizada para estimar o desempenho do WHT-GFDM, pois a WHT afeta o valor do fator de ênfase de ruído de maneira diferente para cada subportadora. Logo, uma nova expressão que leva em conta a distribuição do fator de amplificação do ruído em função da posição da subportadora no espectro de frequência deve ser desenvolvida. Em [30], os autores apresentam uma solução para o problema, considerando as combinações introduzidas pela WHT no cômputo do ξ_k, dado por

$$\xi_k = \sum_{i=0}^{MK-1} \left| \left[\mathbf{\Theta} \mathbf{A}^{-1} \right]_{k,i} \right|^2, \tag{5.10}$$

onde

$$\mathbf{\Theta} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{\Omega}_K, \tag{5.11}$$

$\mathbf{I}_M$ é a matriz identidade de ordem M e $\otimes$ denota o produto Kronecker.

Com isso, uma nova equação pode ser definida para estimar o desempenho do WHT-GFDM:

$$P[e]_{WHT-GFDM} \approx \frac{\bar{\mu}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Q\left(\sqrt{|H_{mod}|^2 \rho \frac{E}{\xi_k N_0}}\right), \tag{5.12}$$

5.6 Sumário

Pode-se concluir observando estes resultados, que vantagens do WHT-OFDM também possam ser aplicadas ao WHT-GFDM, pois a SER do WHT-GFDM é melhor que a SER do GFDM convencional em canais seletivos. Porém, (5.6) não podem ser utilizada para estimar com precisão o desempenho de um sistema WHT-GFDM. A redução da PAPR também é observada no WHT-GFDM, embora o valor dessa redução dependa da forma do filtro utilizado.

Capítulo 6

Conclusão

Redes de Rádio Cognitivo (RC) estão sendo apontadas como uma solução para mitigar o problema de ocupação espectral, permitindo o acesso à banda larga em áreas rurais. Como usuários primários deves ser protegidos de interferências geradas pelos usuários secundários, é importante que o RC apresente uma baixa emissão fora da faixa, e uma elevada flexibilidade para ocupar diferentes faixas de frequência. Portanto, o GFDM é uma solução interessante para essa aplicação.

Esta dissertação mostrou que o desempenho do GFDM pode se igualar ao desempenho do OFDM em canais seletivos em frequência quando a banda de coerência do canal é maior que a largura de banda de uma subportadora. Isto significa que a equação utilizada para estimar a SER de um sistema OFDM serve para estimar um limitante inferior para o desempenho do GFDM. Quando utilizado o detector ZFR, a ênfase do ruído existente no ZFR pode ser calculada e a equação teórica do OFDM pode ser adaptada para estimar o desempenho do GFDM com ZFR.

Também foi demonstrado que o GFDM com MFR-DSIC apresenta um desempenho equivalente ao do OFDM quando utilizado um filtro RCE porém, a sua utilização eleva a complexidade do receptor. Quando é utilizado um filtro CE, o desempenho MFR-DSIC piora significativamente enquanto o desempenho do ZFR melhora devido à redução do fator de ênfase do ruído.

Para o WHT-GFDM, foi demonstrado que algumas vantagens do WHT-OFDM também podem ser aplicadas ao WHT-GFDM. Como a redução da PAPR e a melhora de desempenho em relação à SER em canais seletivos, quando comparado ao GFDM convencional. Porém, a equação da SER para o WHT-OFDM não pode ser utilizada para estimar o desempenho do WHT-GFDM.

6.1 Trabalhos futuros

- sincronização para GFDM;
- estimação de canal;
- integração com MIMO;
- desempenho em canais variantes no tempo;
- técnicas de redução de complexidade;
- comparação de desempenho com outras técnicas de modulação com múltiplas portadoras;

Anexo A

Artigos publicados desta Dissertação

- ALVES, B; GASPAR, I.; GUIMARÃES, D.; MENDES L. ; *Performance of GFDM over Frequency-Selective Channels* em Revista Telecomunicações, vol 15, 2013
- ALVES, B; GASPAR, I.; GUIMARÃES, D.; MENDES L. ; *Performance of GFDM over Frequency-Selective Channels* em International Workshop of Telecommunications, Santa Rita do Sapucaí, Maio, 2013

Anexo B

Algorítmo DSIC

Entrada: rEqualizado: Sinal equalizado r_{eq},

A: matriz de modulação

`DetMV()`: Detector de Máxima Verossimilhança

Dec: Variável booleana para cancelamento com ou sem decisão.

Saída: s: Simbolos detectados sem IIP

```
1  s ← rEqualizado × Hermitiana(A);
2  para i ← 0 até Iterações faça
3      para k ← 0 até K − 1 faça
4          selecione k faça
5              caso k = 0
6                  ant = K;
7                  pos = 1;
8              caso k = K − 1
9                  ant = k − 1;
10                 pos = 0;
11             senão
12                 ant = k − 1;
13                 pos = k + 1;
```

```
14      para n ← 0 até MK − 1 faça
15          se MOD(n,K)= ant ou MOD(n,K)= pos então
16              se Dec então
17                  c[n]← DetMV(s[n]);
18              senão
19                  c[n]← s[n];
20          senão
21              c[n]← 0;
22      rIIP ← c × A;
23      rTemp ← rEquализado − rIIP;
24      sK ← rTemp × Hermitiana(A);
25      para n ← 0 até MK − 1 faça
26          se MOD(n,K)= k então
27              s[n]← sK[n];
```

Bibliografia

[1] COX, D.; *Fundamental limitations on increasing data rate in wireless systems*, *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, nº 12, dez. de 2008.

[2] HARRISON, K.; MISHRA, S. M.; SAHAI, A.; *How much white-space capacity is there?*, em Proceedings of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum, abr. de 2010.

[3] KARIMI, H. R.; *Geolocation databases for white space devices in the UHF TV bands: specification of maximum permitted emission levels*, em Proceedings of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, maio de 2011, pp. 443–454.

[4] MARSHALL, P.; *Analogue switch-off and its implications*, em Storage and Home Networks Seminar, 2004. The IEE, nov. de 2004, pp. 108–116.

[5] ARSLAN, H.; *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems*. 2007.

[6] MITOLA, J.; *Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications*, em Proceeding of IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, nov. de 1999.

[7] CORDEIRO, C.; CHALLAPALI, K.; BIRRU, D.; *IEEE 802.22: an introduction to the first wireless standard based on cognitive radios*, *Journal of Communications*, vol. 1, nº 1, 2006.

[8] *Ieee standard for local and metropolitan area networks part 16: air interface for broadband wireless access systems amendment 2: improved coexistence mechanisms for license-exempt operation*, *IEEE Std 802.16h-2010 (Amendment to IEEE Std 802.16-2009)*, pp. 1–223, jul. de 2010.

[9] KANG, H.; LEE, D.; JEONG, B.-J.; KIM, A. C.; *Coexistence between 802.22 and 802.11af over TV white space*, em Proceedings of International Conference on ICT Convergence, set. de 2011.

[10] MICHAILOW, N.; GASPAR, I.; KRONE, S.; LENTMAIER, M.; FETTWEIS, G.; *Generalized frequency division multiplexing: analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems*, em Proceedings of International Symposium on Wireless Communication Systems, ago. de 2012.

[11] MENDES, L.; BALDINI FILHO, R.; *Performance of wh-stc-ofdm in mobile frequency selective channel*, *Proceedings of the ITS 2010*, 2010.

[12] FETTWEIS, G.; KRONDORF, M.; BITTNER, S.; *GFDM - generalized frequency division multiplexing*, abr. de 2009.

[13] DATTA, R.; ARSHAD, K.; FETTWEIS, G.; *Analysis of spectrum sensing characteristics for cognitive radio GFDM signal*, em Proceedings of 8th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, ago. de 2012.

[14] DATTA, R.; FETTWEIS, G.; FUTATSUGI, Y.; ARIYOSHI, M.; *Comparative analysis on interference suppressive transmission schemes for white space radio access*, em Proceedings of IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), maio de 2012.

[15] MICHAILOW, N.; *Integration of a GFDM secondary system in an existing OFDM system*, tese de doutorado, Technische Universitat Dresden, jul. de 2010.

[16] BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R.; *Multi-carrier digital communications theory and applications of OFDM*. 1999.

[17] AHMAD BAHAI, ; SINGH, M.; GOLDSMITH, A.; SALTZBERG, B.; *A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems*, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5ª sér., vol. 20, no 5, nº 5, jun. de 2002.

[18] DATTA, R.; MICHAILOW, N.; LENTMAIER, M.; FETTWEIS, G.; *GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design*, em Proceedings of the 76th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall'12), vol. 1, set. de 2012.

[19] MICHAILOW, N.; DATTA, R.; KRONE, S.; LENTMAIER, M.; FETTWEIS, G.; *Generalized frequency division multiplexing: a flexible multi-carrier modulation scheme for 5th generation cellular networks*, em Proceedings of the German Microwave Conference (GeMiC'12), mar. de 2012.

[20] GIBSON, J. D.; *The communications handbook*. 2002.

[21] PROAKIS, J. G.; *Digital communications, 1995*.

[22] CHANG, R. W.; *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission*, *Bell System Technical Journal*, vol. 45, nº 10, pp. 1775–1796, 1966.

[23] MOHANI, S. P.; SUTAONE, M. S.; BAKULI, M.; *Side band power reduction in OFDM*, *International Journal of Computer Applications*, vol. 1, 2010.

[24] SHANKAR, P. M.; *Fading and Shadowing in Wireless Systems*, 2012 edition. dez. de 2011.

[25] RUMNEY, M.; *3gpp lte: introducing single-carrier fdma*, *Agilent Technologies White Paper*, 2008.

[26] SOARES, A.; MENDES, L.; SOUZA, R.; *Análise de desempenho do algoritmo de water-filling modificado para alocação de recursos em sistemas OFDMA*, em Anais do XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2012.

[27] MATTHÉ, M.; *Waveform design for generalized frequency division multiplexing*, diss. de mestrado, Technische Universität Dresden, 2013.

[28] MICHAILOW, N.; MATTHE, M.; GASPAR, I.; CALDEVILLA, A.; MENDES, L.; FESTAG, A.; FETTWEIS, G.; *Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks*, *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 62, nº 9, pp. 3045–3061, set. de 2014.

[29] GUIMARÃES, D. A.; *Digital Transmission*. 2010.

[30] MICHAILOW, N.; MENDES, L. L.; GASPAR, I.; MATTHÉ, M.; FESTAG, A.; FETTWEIS, G.; *Robust wht-gfdm for the next generation of wireless networks*, *Communications Letters, IEEE, submitted*,