Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

COMPARAÇÃO ENTRE TÉCNICAS DE REDUÇÃO DA PAPR EM SINAIS OFDM

GUILHERME PEDRO AQUINO

DEZEMBRO / 2011

Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM

Guilherme Pedro Aquino

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
2011

Aquino, Guilherme Pedro
A657c
Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM. / Guilherme Pedro Aquino. – Santa Rita do Sapucaí, 2011.
85 p.

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

1. Redução da PAPR 2. OFDM 3. SLM 4. PTS 5. WHT-OFDM 6. Engenharia de Telecomunicações. I. Mendes, Luciano Leonel Mendes. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____ / ____ / ____, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes / Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL)

Prof. Dr. Rausley Adriano Amaral de Souza / Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL)

Prof. Dr. Leonardo Silva Resende / Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes - Coordenador do Curso de Mestrado

"O sábio enquanto astrônomo – enquanto sentires as estrelas como algo que está por cima de ti, não possuis ainda o olhar do homem que sabe."

Friedrich Nietzsche

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao meu pai Gleno Laerte Aquino, um grande homem ao qual gostaria de mostrar toda minha admiração pelo seu caráter, honestidade e sabedoria. Ainda hoje me lembro quando me disse a seguinte frase quando eu estava preocupado com a parte financeira em meus estudos, "*filho, vai e faça sua parte, eu vou ficar aqui e fazer a minha*". Desde então, não deixei de fazer menos que o meu melhor. Agradeço também minha mãe Reduzina Pereira Sousa, excelente educadora, que passou para mim o gosto pela matemática e pelos estudos, e que não se esquece nem um dia de me colocar em suas orações. Fica minha gratidão ao meu irmão e amigo Henrique Pereira Aquino, um Gestaltista amante da Psicologia que, me mostra que eu não sou regido somente por números e equações matemáticas. Agradeço meu outro irmão e amigo Alexandre Pereira Aquino, exímio Administrador que, com nosso jeito peculiar de conversar, não me deixa esquecer que o mundo não para, e que sempre tenho que almejar conquistas maiores. Gostaria de agradecer também minha linda e doce namorada Jaqueline da Silva Rodrigues, por seu amor ter sido o pilar mais forte ao qual me segurei em alguns momentos difíceis. Agradeço também aos demais parentes e amigos pelo apoio e estímulo.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes, uma mente brilhante que dedicou seu conhecimento e tempo a esta obra. E a todos os professores que transmitiram seus conhecimentos para a elaboração deste trabalho, em especial o Prof. Msc. Marcelo Carneiro Paiva e Prof. Msc. Daniel Andrade Nunes. Agradeço também ao corpo gerencial do ICC (Inatel Competence Center) Prof. Msc. André Abbade e Prof. Rinaldo Duarte, pela compreensão, e por auxiliarem nesta difícil tarefa de conciliar trabalho e estudos. Por fim, agradeço a Deus por mais esta conquista.

A todos o meu sincero agradecimento.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURA ..... **viii**

LISTA DE TABELA ..... **xi**

LISTA DE ACRÔNIMOS ..... **xii**

LISTA DE SÍMBOLOS ..... **xiv**

1 Introdução **19**

2 Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM) **22**

2.1 Princípios do OFDM 22

2.2 Características do Símbolo OFDM 26

2.3 Canal Seletivo em Frequência 28

2.4 Prefixo Cíclico 31

2.5 Conclusão 33

3 Análise da PAPR do Sinal OFDM **34**

3.1 Estatística do sinal OFDM 34

3.2 Influência da alta PAPR no sinal OFDM 37

3.3 Técnicas de Redução da PAPR 39

3.4 Conclusão 41

4 Descrição das Técnicas de Redução da PAPR **42**

4.1 SLM-OFDM 43

4.1.1 Sequências Pseudoaleatórias 44

4.1.1.1 Sequência de Máximo Comprimento (Sequências – M) 44

4.1.1.2 Sequências de Walsh-Hadamard 46

4.1.2 Redução da PAPR com a técnica SLM-OFDM 47

4.1.3 Informação Explícita na Técnica SLM 49

4.2 PTS – Partial Transmission Sequence 50

4.2.1 Informação Explícita no PTS 53

4.3 PTS – Modificado 54

4.4 Transformada de Walsh-Hadamard (WHT-OFDM) 57

4.5 Conclusão 60
5 Desempenho em Canal Não-Linear com Ceifamento de Pico 62
5.1 Linearidade do amplificador de potência 62
5.2 Modelo de amplificador usado nas simulações 66
5.3 Desempenho das técnicas de redução da PAPR em canal Não-Linear 67
5.4 Conclusão 73
6 Conclusões Finais 75
7 Sugestões para Trabalhos Futuros 76
A Trabalhos Publicados Referentes à Dissertação 77
B Códigos Fonte das Simulações usadas no Trabalho 78
8 Referência Bibliográfica 79

LISTA DE FIGURA

Figura 2.1 - Diagrama em blocos de um transmissor e receptor OFDM. 23

Figura 2.2 – Diagrama em blocos de um sistema OFDM utilizando o método da IFFT. .. 25

Figura 2.3 - Representação do espectro de frequência do sinal OFDM. 27

Figura 2.4 - Símbolo OFDM no domínio do tempo. 28

Figura 2.5 - Resposta ao impulso de um canal com múltiplos percursos. 28

Figura 2.6 - Efeito do canal seletivo em sistemas SCM e MCM. 30

Figura 2.7 - Prefixo cíclico e Interferência Inter-Símbolica. 32

Figura 3.1 - Função densidade de probabilidade da parte real da amplitude do sinal OFDM. 36

Figura 3.2 - Função densidade de probabilidade do módulo da amplitude do sinal complexo OFDM. 38

Figura 3.3 - Classificação das técnicas de redução da PAPR. 40

Figura 4.1 - Diagrama em blocos de um sistema SLM-OFDM. 43

Figura 4.2 - Função de autocorrelação da sequência M. 44

Figura 4.3 - Circuito de geração de sequências M. 45

Figura 4.4 - Comparação entre SLM-OFDM e OFDM Convencional. 48

Figura 4.5 - Comparação entre SLM-M e SLM-C. 49

Figura 4.6 - Diagrama em blocos de um sistema PTS. 50

Figura 4.7 - (a) Partição entrelaçada, (b) Partição adjacente e (c) Partição pseudoaleatória. 51

Figura 4.8 - Bloco GFF V=4 com conjunto de fator de fase $bd \in \Phi$.....52

Figura 4.9 - Modificação proposta da técnica PTS-M.....55

Figura 4.10 - Diagrama em blocos do sistema PTS – Modificado.....56

Figura 4.11 - Comparação entre as fdps da PAPR do OFDM convencional com as técnicas PTS e PTS-M.....56

Figura 4.12 - Diagrama em blocos de um sistema WHT-OFDM.....58

Figura 4.13 - Comparação entre PAPR do símbolo OFDM convencional e do WHT-OFDM.....59

Figura 5.1 - Ponto de compressão de 1 dB.....63

Figura 5.2 – Vetor erro de modulação provocado pelo ceifamento de pico.....64

Figura 5.3 – Probabilidade de ceifamento de pico.....65

Figura 5.4 - Curva da resposta de amplitude de saída em função da amplitude de entrada de um canal com ceifamento de pico.....67

Figura 5.5 - Desempenho das técnicas SLM-M e SLM-H em comparação com o OFDM convencional.....68

Figura 5.6 - Desempenho da técnica PTS e PTS-M em comparação com o OFDM convencional.....69

Figura 5.7 - Comparação entre PTS-M e PTS convencional com estimação perfeita.....70

Figura 5.8 - Desempenho da técnica WHT-OFDM em comparação com o OFDM convencional.....71

Figura 5.9 - Erro de modulação do OFDM convencional e WHT-OFDM.....72

Figura 5.10 - fdp do erro na componente real dos símbolos OFDM convencional e WHT-OFDM.....72

Figura 5.11 - Probabilidade do erro de modulação ultrapassar determinado limiar ε para WHT-OFDM e OFDM convencional. 73

LISTA DE TABELA

Tabela 4.1 – Valores de PAPR no mapeamento seletivo com sequências de Hadamard. ..47

Tabela 4.2 – Estatísticas da fdp da PAPR para os esquemas baseados em SLM. 48

Tabela 4.3 – Comparação entre as estatísticas da fdp da PAPR para SLM-M e SLM-C. ..49

Tabela 4.4 - Estatísticas da fdp da PAPR para os esquemas baseados em PTS. 57

Tabela 4.5 – Comparação entre as técnicas de redução da PAPR. 60

Tabela 5.1 - Valores usuais para Λ e λ para amplificadores classes A e B.....66

Tabela 5.2 - Parâmetros usados nas simulações. 67

LISTA DE ACRÔNIMOS

ADSL	-	*Asymmetric Digital Subscriber Line* – Linha Digital de Assinante Assimétrica.
AWGN	-	*Additive White Gaussian Noise* – Ruído Gaussiano Branco Aditivo
BER	-	*Bit Error Rate* – Taxa de Erro de *Bit*.
CDMA	-	*Code Division Multiple Access* – Acesso Múltiplo por Divisão no Código.
CO-OFDM	-	*Coherent Optical OFDM* – OFDM Óptico Coerente.
CP	-	*Cyclic Prefix* – Prefixo Cíclico.
DFT	-	*Discrete Fourier Transform* – Transformada Discreta de Fourier.
DVB	-	*Digital Video Broadcasting* – Radiodifusão de Vídeo Digital.
FDC	-	Função Densidade Cumulativa.
fdp	-	Função Densidade de Probabilidade.
FFT	-	*Fast Fourier Transform* – Transformada Rápida de Fourier.
Gbps	-	Gigabit por segundo.
GFF	-	Gerador de Fator de Fase.
HAN	-	*Home Access Network* – Rede de Acesso Doméstica.
ICI	-	*Intra Carrier Interference* – Interferência entre Portadoras.
IDFT	-	*Inverse Discrete Fourier Transform* – Transformada Discreta de Fourier Inversa.
IEEE	-	*Institute of Electrical and Electronic Engineers.*
IFFT	-	*Inverse Fast Fourier Trasnform* – Transformada Rápida de Fourier Inversa.
IIS	-	Interferência Inter-Simbólica.
ISDB-T	-	*Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial* – Serviços Integrados para Radiodifusão Digital Terrestre.
ITU	-	*International Telecommunication Union* – União Internacional de Telecomunicações.
IWHT	-	*Inverse Walsh-Hadamard Transform* – Transformada Inversa de Walsh-Hadamard.
LED	-	*Light Emitting Diode* – Diodo Emissor de Luz.
LTE	-	*Long Term Evolution* – Evolução de Longo Termo.
Mbps	-	Megabit por segundo.
MCM	-	*Multi-Carrier Modulation* – Modulação com Múltiplas Portadoras.
MLS	-	*Maximum Length Sequence* – Sequência de Máximo Comprimento.
MMSE	-	*Minimum Mean Square Error* – Mínimo Erro Médio Quadrático.
OFDM	-	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* – Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais.
PAPR	-	*Peak to Average Power Ratio* – Relação entre a potência de pico e a potência média.
PLC	-	*Power Line Communication* – Comunicação via Rede Elétrica.
PN	-	*Pseudo Noise* – Pseudoaleatório.
PTS	-	*Partial Transmission Sequence* – Sequência de Transmissão Parcial.
PTS-M	-	PTS-Modificado.
QAM	-	*Quadrature Amplitude Modulation* – Modulação em Amplitude e Quadratura.

QPSK	-	*Quadrature Phase Shift Keying* – Modulação por chaveamento em fase e quadratura.
RF	-	Rádio Frequência.
S/P	-	Serial / Paralelo.
SCM	-	*Single Carrier Modulation* – Modulação com Única Portadora.
SER	-	*Symbol Error Rate* – Taxa de Erro de Símbolo.
SIM-OFDM	-	*Subcarrier Index Modulation OFDM.*
SLM	-	*Selective Mapping* – Mapeamento Seletivo.
SLM-H	-	SLM usando códigos Hadamard.
SLM-M	-	SLM usando sequências M.
SNR	-	*Signal to Noise Ratio* – Relação Sinal-Ruído.
SS	-	*Spread Spectrum* – Espalhamento Espectral.
SSPA	-	*Solid State Power Amplifier* – Amplificador de Potência de Estado Sólido.
UWB	-	*Ultra Wide Band* – Banda Ultra Larga.
V.A.	-	Variável Aleatória.
WHT	-	*Walsh-Hadamard Transform* – Transformada de Walsh-Hadamard.
Wi-Fi	-	*Wireless Fidelity* – Fidelidade Sem Fio.
Wi-Gig	-	*Wireless Gigabit* – Gigabit Sem Fio.
WiMAX	-	*Worldwide Interoperability for Microwave Access* – Interoperabilidade Global para Acesso por Microondas.

LISTA DE SÍMBOLOS

$|\cdot|$ - Módulo de $(\cdot)$.
$\lceil \cdot \rceil$ - Menor inteiro maior ou igual a $(\cdot)$.
α - Fator de decaimento do filtro cosseno elevado.
β_i - i-ésima amplitude de um percurso.
$\gamma_c(f)$ - Relação sinal-ruído de cada subportadora.
$\delta(t)$ - Função impulso unitário.
Δ_f - Espaçamento entre duas subportadoras adjacentes.
Δ_p - Diferença de potência.
ε - Limiar de erro de modulação.
η - Eficiência energética do amplificador de potência.
θ - Fase da subportadora.
Λ - Fator de eficiência do amplificador de potência.
λ - Fator de eficiência do amplificador de potência.
μ - Media da distribuição Gaussiana.
μ_a - Valor médio de A
μ_s - Valor médio das amostras do símbolo OFDM.
ν - Ganho do amplificador de potência.
ξ - Fator de suavidade do ganho do amplificador de potência.
$\rho(\cdot)$ - Autocorrelação aperiódica de $(\cdot)$.
σ - Desvio padrão da distribuição gaussiana.
σ_τ - Desvio padrão do espalhamento temporal.
σ_r - Desvio padrão das variáveis gaussianas ortogonais que geram a variável Rayleigh.
σ^2 - Variância da distribuição gaussiana.
${\sigma_a}^2$ - Variância de A.
${\sigma_b}^2$ - Variância de B.
${\sigma_s}^2$ - Variância das amostras do símbolo OFDM.
τ_i - i-ésimo atraso de propagação de um percurso.
$\tau_{máx}$ - Máximo atraso de propagação.
Φ - Conjunto de fatores de rotação de fase.
$\Phi(z)$ - Função distribuição cumulativa de uma variável aleatória normal com média nula e variância unitária.
Φ_V - Fator de rotação de fase aplicado ao V-ésimo sub-bloco do PTS.
Φ_w - w-ésimo fator de rotação de fase.
φ - Erro de fase devido ao ceifamento do canal.
Ω_{2^k} - Matriz de Hadamard quadrada com comprimento 2^k.
$\Omega_{2_n^k}$ - n-ésima linha da matriz de Hadamard Ω_{2^k}.
Ω^{-1} - Inversa da matriz de Hadamard.
Ω^{T} - Matriz transposta de Hadamard.
ω_n - Frequência angular da n-ésima subportadora do sistema OFDM.
A - Amplitude da componente em fase do símbolo OFDM.
$A(t)$ - Sinal de entrada do amplificador de potência.
$A_{máx}$ - Amplitude máxima do símbolo OFDM.
arg $min(\cdot)$ - Argumento que minimiza $(\cdot)$.

B - Amplitude da componente em quadratura do símbolo OFDM.
Bw_c - Banda de coerência.
Bw_{OFDM} - Largura de faixa ocupada pelo sinal OFDM.
Bw_s - Largura de faixa de um sistema com portadora única.
Bw_{sinal} - Largura de faixa de um sinal qualquer.
Bw_{sp} - Largura de faixa da subportadora.
b_k - k-ésimo *bit* da fonte de transmissão.
$\hat{b}_k$ - Estimação do k-ésimo *bit* recebido.
$b_d^{(V)}$ - V-ésimo valor do vetor de rotação de fase do sinal candidato d.
b_{off} - Recuo de potência (*back-off*).
$clip$ - Amplitude de saturação do amplificador de potência.
c_n - n-ésimo símbolo serial complexo.
$\hat{c}_n$ - Estimação do n-ésimo símbolo serial complexo recebido.
$\vec{c}_n$ - Vetor que representa o símbolo serial complexo.
D - Número de sinais candidatos na técnica PTS.
$d(x)$ - Polinômio irredutível.
$E[\cdot]$ - Valor médio $(\cdot)$.
E_s - Energia de símbolo.
f - Frequência.
$\mathcal{F}(\cdot)$ - Transformada de Fourier de $(\cdot)$.
$G(f)$ - Resposta em frequência do equalizador.
$g[A(t)]$ - Função de transferência de potência do amplificador modelo RAPP.
$H(f)$ - Resposta em frequência do canal.
$H^*(f)$ - Complexo conjugado da resposta em frequência do canal.
$h(t)$ - Resposta ao impulso do canal.
I - Número de percursos de um canal.
$IFFT(\cdot)$ - Transformada rápida de Fourier $(\cdot)$.
$I_{máx}$ - Máximo valor em fase de um símbolo serial.
i_n - Parte real do n-ésimo símbolo serial complexo.
$\hat{i}_n$ - Estimação da parte real do n-ésimo símbolo serial recebido.
$\Im(\cdot)$ - Parte imaginária de $(\cdot)$.
j - Unidade imaginária.
k - Limiar de ceifamento normalizado em relação ao desvio padrão do símbolo OFDM.
k_B - Fator de redução da banda de coerência do canal.
L - Comprimento da sequência M.
M - Ordem de modulação.
$max(\cdot)$ - Valor máximo do vetor $(\cdot)$.
N - Número de subportadoras do sistema OFDM.
N_0 - Densidade espectral de potência de ruído.
$PAPR(\cdot)$ - Valor da PAPR de $(\cdot)$.
PN_R - Sequência usada no processo de recepção do mapeamento seletivo.
PN_u - u-ésima sequência utilizada no processo de mapeamento seletivo.
$p(\cdot)$ - Função densidade de probabilidade da variável $(\cdot)$.
p^k - Probabilidade de ocorrência de k ceifamentos de pico no símbolo OFDM.
$Q_{máx}$ - Máximo valor em quadratura de um símbolo serial.
q_n - Parte imaginária do n-ésimo símbolo serial complexo.
$\hat{q}_n$ - Estimação da parte imaginária do n-ésimo símbolo serial recebido.

$\overrightarrow{R\Omega}$ - Vetor resultante do processo da FFT no sistema WHT-OFDM.
R_{ap} - Quantidade de bits necessária para representar a informação explícita.
R_b - Taxa de bit.
R_s - Taxa de símbolo.
R_{sp} - Taxa de símbolo da subportadora.
r - Variável aleatória com distribuição Rayleigh.
$r\Omega$ - Sinal WHT-OFDM recebido.
$r_{OFDM}(t)$ - Símbolo OFDM recebido.
$\Re[\cdot]$ - Parte real de $(\cdot)$.
S - Vetor das amostras do sinal OFDM.
$\overrightarrow{S\Omega}$ - Vetor resultante da transformada de Walsh-Hadamard.
$s\Omega$ - Sinal WHT-OFDM transmitido no domínio do tempo.
$\vec{s}_n$ - Vetor que representa a saída do processo da IFFT.
$s_{OFDM}(t)$ - Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo.
T_g - Tempo de guarda.
T_{OFDM} - Período do sinal OFDM.
T_s - Tempo de símbolo.
t - Tempo.
U - Número de sequências usadas no processo de mapeamento seletivo.
U_{mim} - Sequência SLM que gera o símbolo OFDM com menor PAPR.
V - Número de sub-blocos usados no PTS.
$VAR[\cdot]$ - Variância de $(\cdot)$.
W - Número de fatores de rotação de fase dentro do conjunto Φ.
X - Variável aleatória.
X_k - Vetor de símbolos seriais no PTS.
$\hat{X}_k$ - Estimação do sinal OFDM recebido no PTS
$X_k^{(V)}$ - V-ésimo subvetor depois do particionamento do PTS.
X_{norm} - Variável aleatória com distribuição normal.
$x_n^{(V)}$ - V-ésimo subvetor após a IFFT no processo PTS.
$x_{d,n}$ - Sinal candidato na saída do processo do PTS.
z - Grau do polinômio irredutível.

RESUMO

G. P. Aquino, “Comparação entre técnicas de redução da PAPR em sinais OFDM,” Dissertação de mestrado, Engenharia Elétrica, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2011.

O objetivo deste trabalho é apresentar uma comparação de desempenho de um conjunto de técnicas de redução da PAPR. As técnicas analisadas são baseadas em esquemas de mapeamento seletivo (SLM), transmissão de sequência parcial (PTS) e transformada de Walsh-Hadamard (WHT). Ao todo, três derivações de esquemas SLM são avaliadas: SLM usando sequências de máximo comprimento, SLM usando sequências de Hadamard e SLM usando sequências com valores complexos. Além de avaliar o PTS convencional, este trabalho apresenta, como contribuição, uma técnica de redução da PAPR, que consiste da junção das técnicas PTS e SLM, doravante denominada PTS-Modificado. Desta forma, um total de seis técnicas são avaliadas neste trabalho.

No trabalho existe uma descrição detalhada de cada uma destas técnicas de controle da PAPR e, também, é apresentada a eficiência de redução da PAPR das mesmas. Isto é feito através do estudo da função densidade de probabilidade da PAPR, levantadas por meio de simulação computacional para cada caso. Além da redução da PAPR, este trabalho também analisa o efeito destas técnicas na probabilidade de erro de símbolo em canais AWGN não-lineares.

Palavras-chave: Redução da PAPR, OFDM, SLM, PTS, WHT-OFDM, Canal não-linear.

ABSTRACT

G. P. Aquino, “Comparison between PAPR reduction techniques of OFDM signals,” M.S. thesis, Elec. Eng., Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brazil, 2011.

The aim of this research is to present a performance comparison of series PAPR reduction techniques. The analyzed techniques are based in selective mapping schemes (SLM), partial transmission sequence (PTS) and Walsh-Hadamard transform (WHT). Altogether, three SLM derivations are evaluated: SLM using maximum length sequences, SLM using Hadamard sequences and SLM using sequences with complexes values. This research presents, as contribution, a technique for reducing PAPR, which consist in a junction of the PTS and SLM techniques, henceforth referred to as PTS-Modified. Thus, a total of six techniques are evaluated in this study.

In this study, there is a detailed description of each these techniques for PAPR control and also, is presented the efficiency of reduction of PAPR in each technique. This is done by study of probability density function of PAPR, acquired by computer simulation for each case. Further of PAPR reduction, this study also analyses the effect of these techniques in symbol error probability in non-linear AWGN channels.

Keywords: PAPR reduction, OFDM, SLM, PTS, WHT-OFDM, non-linear channel.

Capítulo 1

Introdução

A técnica de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [1] está sendo cada vez mais empregada nos sistemas de comunicações digitais. Já existem vários padrões que empregam essa técnica para prover serviços com altas taxas de transmissão, desde sistemas de comunicação sem fio até aplicações em fibras ópticas [2]. Pode-se citar dentre os sistemas de comunicações sem fio o padrão IEEE 802.15-3a (UWB – *Ultra Wide Band*) [3], que visa prover taxas de até 1024 Mbps (Megabits por segundo) de transferência de dados. Recentes estudos sugerem o uso do OFDM em redes de transmissão de dados sobre o espectro da luz visível [4]. Utilizando lâmpadas de LED (*Light Emitting Diode*) e modulação SIM-OFDM (*Subcarrier Index Modulation*) [5] já se consegue transmitir dados a taxas maiores que 80 Mbps [4]. O padrão IEEE 802.11ad (Wi-Gig – *Wireless Gigabit*) [6] prevê taxas de transmissão de até 7 Gbps (Gigabits por segundo) utilizando OFDM. Dentre os padrões de redes cabeadas, que prevêem o uso do OFDM, pode-se citar o padrão para HAN (*Home Area Network*) ITU-T G.hn [7], além de aplicações em sistemas de transmissão de dados sobre a rede elétrica convencional (PLC – *Power Line Communications*) [8]. O uso do OFDM vem obtendo sucesso com aplicações em redes ópticas, onde já existe caso de transmissão de 1 Tbps (Terabits por segundo) em um simples canal dentro de uma fibra óptica monomodo padrão (SSMF – *Standard Single Mode Fiber*) [9] usando CO-OFDM (*Coherent Optical*- OFDM) [10].

O uso do OFDM é motivado, em muitos casos, por duas de suas características mais interessantes: eficiência espectral e robustez frente a canais seletivos em frequência [1]. No entanto, existem algumas desvantagens no uso da técnica. Pode-se citar a vulnerabilidade a erros de sincronismos de fase e frequência, além da alta relação entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR – *Peak to Average Power Ratio*) [1]. Esta última desvantagem é o foco de diversos estudos sobre o tema [11-17].

O objetivo deste trabalho é analisar e comparar técnicas que possibilitam diminuir a PAPR do sinal OFDM, visando minimizar as distorções não-lineares causadas pelo processo de amplificação do sinal. Basicamente, cinco técnicas são avaliadas: SLM (*Selective Mapping*) [15] usando sequências MLS (*Maximum Length Sequence*) [18], SLM usando códigos de Hadamard [19], SLM utilizando sequências complexas, PTS (*Partial Transmission Sequence*) [14] e WHT (*Walsh-Hadamard Transform*) [16]. Além destas técnicas, este trabalho também apresenta uma nova proposta para reduzir o impacto do ceifamento em sinais OFDM, que consiste da integração das técnicas SLM e PTS, doravante denominada de PTS-Modificado (PTS-M). Os resultados de simulações confirmam uma elevada redução da PAPR e, também, uma redução do patamar de erro de símbolo resultante do ceifamento do sinal.

As comparações são feitas quanto à redução da PAPR e quanto à taxa de erro de símbolo (SER – *Symbol Error Rate*), frente a um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) não-linear [20], onde os picos do sinal OFDM podem ser ceifados devido à saturação do amplificador de potência. Comparações apresentadas previamente na literatura visam apresentar a redução da probabilidade de ceifamento ao invés de analisar a probabilidade de erro de símbolo resultante das não-linearidades do canal [21]. As simulações presentes neste trabalho foram feitas usando-se a ferramenta computacional MATLAB R2009a® com programação por linha de comando (.m).

Para atingir os objetivos apresentados, este trabalho está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta os princípios da técnica OFDM, abordando os métodos de geração do símbolo OFDM mais conhecidos, e enfatiza seu desempenho frente a canais com desvanecimento seletivo em frequência em comparação com os sistemas de modulação em portadora única. O Capítulo 3 apresenta um estudo sobre a estatística do sinal OFDM, mostrando o problema da alta PAPR nos símbolos gerados. Além disso,

apresenta algumas técnicas de redução de PAPR subdivido-as em grupos de acordo com suas características.

No Capítulo 4 há uma descrição do funcionamento das técnicas de redução da PAPR que foram selecionadas para comparação. Além disso, são apresentados os resultados das simulações que comparam estas três técnicas quanto à eficiência em reduzir a PAPR. Neste capítulo também é apresentada a técnica denominada PTS-M, mostrando as modificações implementadas na técnica PTS original. O Capítulo 5 traz uma discussão sobre a questão da linearidade e da eficiência dos amplificadores de potência. Além disso, apresenta o desempenho de cada técnica analisada frente ao canal AWGN com ceifamento de pico, por meio dos resultados das simulações feitas para comparar a taxa de erro de símbolo de cada uma das técnicas. Por fim, o Capítulo 6 traz as conclusões deste trabalho.

Capítulo 2

Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM)

Os mais recentes sistemas de comunicação sem fio operam com larguras de faixa elevadas, o que resulta em maior probabilidade de seletividade em frequência do canal [22]. Em um sistema com portadora única (SCM – *Single Carrier Modulation*) [23], o aumento da ordem da modulação, ou seja, do número de *bits* por símbolo da constelação, permite a redução da largura de faixa ao custo (muitas vezes proibitivo) da potência de transmissão [24]. Pois, tipicamente, na modulação M-QAM o aumento da eficiência espectral em 1 bps/Hz requer um aumento da ordem de 3dB na SNR (*Signal-Noise Ratio*), mantendo a mesma SER [18]. Uma alternativa a este problema é utilizar sistemas multiportadoras (MCM – *Multi-Carrier Modulation*) [23], entre os quais se destaca a técnica OFDM.

2.1 Princípios do OFDM

Em um sistema OFDM, o feixe de dados a ser transmitido é dividido em N feixes paralelos que, por sua vez, modulam N portadoras ortogonais entre si. As N subportadoras moduladas são somadas, gerando-se um símbolo OFDM definido como

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) - q_n \operatorname{sen}(\omega_n t)] \,, \tag{2.1}$$

onde i_n e q_n são, respectivamente, a parte real e imaginária do símbolo da constelação empregada e ω_n é a frequência angular da n-ésima subportadora. A Figura 2.1 apresenta o diagrama em blocos do sistema de transmissão e recepção OFDM [25].

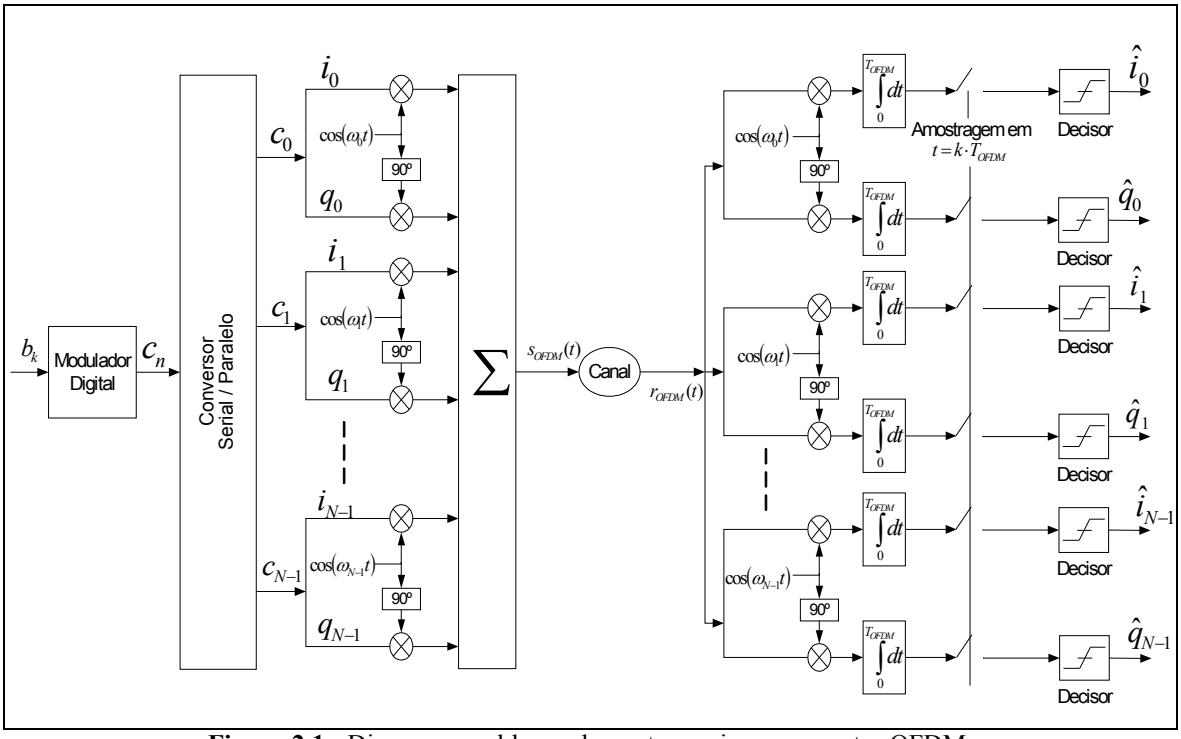


Figura 2.1 - Diagrama em blocos de um transmissor e receptor OFDM.

Após passar pelo modulador digital, o vetor de dados de entrada, b_k, forma o símbolo serial complexo $c_n = i_n + jq_n$. O símbolo serial passa por um conversor serial/paralelo que irá separar este sinal em N feixes de dados. Estes N feixes irão multiplicar N subportadoras complexas, formadas por uma função seno e uma função cosseno de mesma frequência angular. A soma destas subportadoras moduladas resulta em um símbolo OFDM como descrito em (2.1), desde que a separação em frequência das subportadoras seja igual a

$$\frac{1}{T_{OFDM}} \,, \tag{2.2}$$

onde T_{OFDM} é o tempo de símbolo OFDM [1]. Esta forma apresentada de criar o símbolo OFDM é conhecida como método de Força Bruta [26]. A decodificação do sinal OFDM

recebido, $r_{OFDM}(t)$, é feita por um banco de N correlatores complexos [27], onde cada correlator complexo é responsável por receber a informação da respectiva subportadora. Para um canal plano com elevada relação sinal-ruído, pode-se demonstrar que a informação recebida na n-ésima portadora real do símbolo OFDM ($\hat{\imath}_n$) é igual à informação transmitida (i_n) precedida da constante $T_{OFDM}/2$ [28].

$$\hat{\imath}_n = \int_0^{T_{OFDM}} r_{OFDM}(t)\cos(\omega_n t)\,dt = \frac{T_{OFDM}}{2} i_n\,. \tag{2.3}$$

Nos sistemas de comunicações atuais que utilizam OFDM existe a necessidade do emprego de um elevado número de subportadoras, pois assim o sistema OFDM se torna menos susceptível à ação da Interferência Inter-Simbólica [24]. No ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) [29], o canal reservado para serviços de dados, permite um máximo de 255 subportadoras ($N = 33 \cdots 255$). Nos padrões de televisão digital DVB (*Digital Video Broadcasting*) [30] e ISDB-T (*Integrated Service Digital Broadcasting*) [31] são previstas 2048, 4096 e 8192 subportadoras. Já na tecnologia de 4ª geração de telefonia móvel LTE (*Long Term Evolution*) [32], o número de subportadoras previstas varia entre 128 e 2048. Pode ser citado também o padrão de comunicação sem fio IEEE 802.11a (Wi-Fi – *Wireless Fidelity*) [33] que prevê um número de 64 subportadoras, sendo 52 ativas. Já o padrão IEEE 802.16a (WiMAX – Worldwide interoperability for Microwave Access) [34] pode operar com um número de subportadoras que pode variar entre 128 e 2048.

No caso de uma implementação pelo método da força bruta, o número de subportadoras complexas, N, determina o número de osciladores necessários tanto na transmissão quanto na recepção. Portanto, a construção de um circuito com elevado valor de N utilizando este método torna-se inviável, devido à complexidade existente em se manter o sincronismo de fase entre os osciladores. Uma alternativa a este problema é utilizar a Transformada Inversa de Fourier Discreta (IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*) [35] no lugar do banco de osciladores na transmissão, e a DFT (*Discrete Fourier Transform*) [35] no lugar do banco de correlatores na recepção, uma vez que, o símbolo OFDM pode ser visto como uma Série de Fourier truncada de N elementos, onde os coeficientes da série correspondem à informação a ser transmitida em fase e quadratura. Portanto, pode-se reescrever (2.1) da seguinte forma:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re\left(c_n e^{j\omega_n t}\right), \tag{2.4}$$

onde $\Re(\cdot)$ representa a parte real de $(\cdot)$.

A Equação (2.4) mostra que o resultado da IDFT gera um sinal complexo, onde a informação transmitida está contida tanto na parte real quanto na parte imaginária do símbolo. Devido ao requerimento de um elevado número de portadora, esta abordagem é utilizada nos sistemas de comunicações digitais que utilizam o OFDM na camada física.

A Figura 2.2 ilustra o diagrama em blocos de um sistema que utiliza a transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) [35] como método de geração do símbolo OFDM. A FFT é um algoritmo usado para o cálculo da DFT que diminui a complexidade computacional da transformada. Por este fato, os sistemas de comunicação digital utilizam a FFT na implementação do circuito ao invés da DFT.

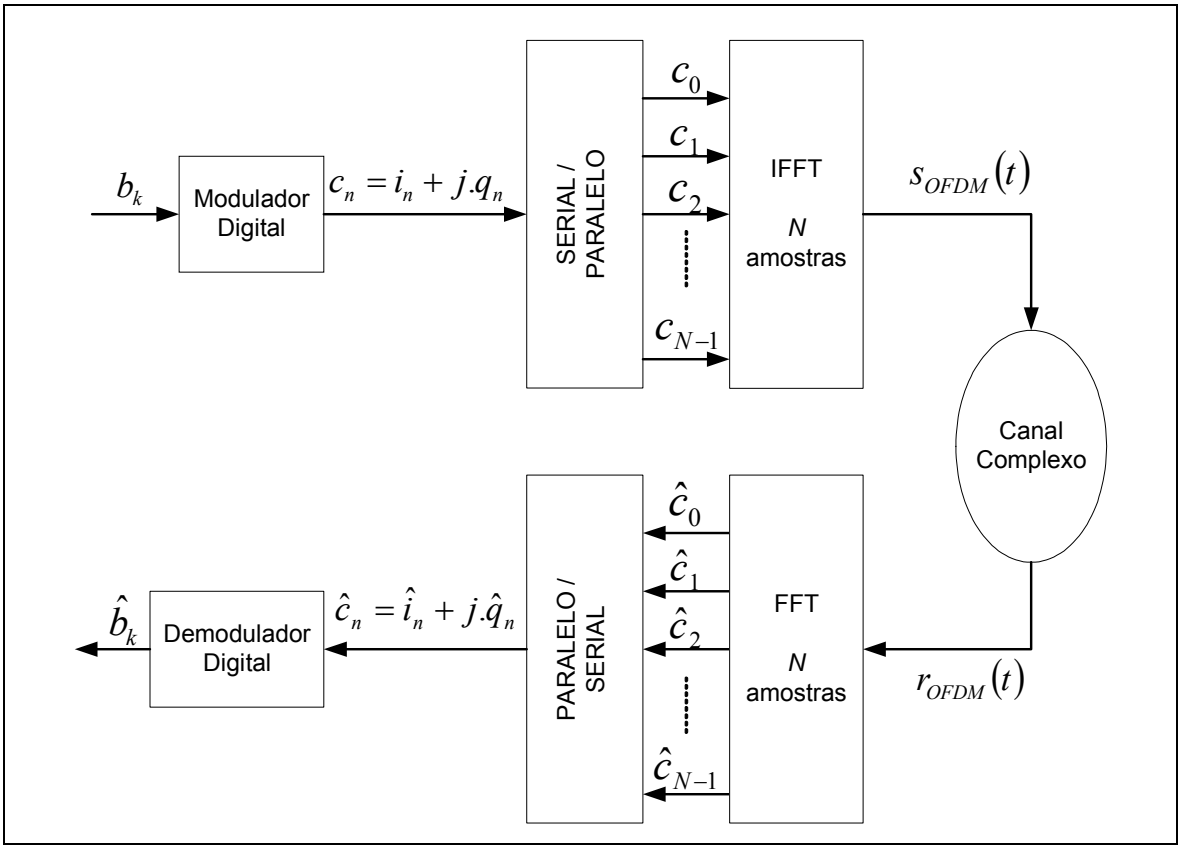


Figura 2.2 – Diagrama em blocos de um sistema OFDM utilizando o método da IFFT.

2.2 Características do Símbolo OFDM

O método da força bruta e o método da IFFT são equivalentes do ponto de vista da geração do símbolo OFDM. Nos dois métodos têm-se um sinal criado pela soma de senos e cossenos cujas amplitudes são as componentes de informações que se deseja transmitir. Desta forma, cada símbolo serial na saída do modulador digital será transportado por uma subportadora. Este processo faz com que a taxa de símbolo do sistema, R_s, seja dividida entre as N subportadoras, logo a taxa de sinalização de cada subportadora é dada por

$$R_{sp} = \frac{Rs}{N}. \tag{2.5}$$

A condição necessária para que haja ortogonalidade entre duas subportadoras quaisquer (f_i, f_k) é dada por

$$\int_0^{T_{OFDM}} \cos(2\pi f_i + \theta) \cdot \cos(2\pi f_k)\, dt = 0\ , \tag{2.6}$$

onde a expressão é válida para qualquer $i \neq k$. A variável θ denota um valor de fase qualquer, com distribuição uniforme entre $-\pi$ e $+\pi$. Portanto, para o sistema OFDM, a separação entre duas subportadoras adjacentes é dada por

$$f_{i+1} - f_i = \frac{k}{T_{OFDM}}, \tag{2.7}$$

onde o menor valor de k é a unidade [26]. Desta forma, pode-se afirmar que

$$\Delta_f = \frac{1}{T_{OFDM}} = R_{sp}\ . \tag{2.8}$$

A condição mostrada em (2.8), $\Delta_f = R_{sp}$, faz com que a largura de faixa ocupada pelo sinal OFDM seja quase igual à largura de faixa ocupada por um sistema com modulação em única portadora. A banda ocupada pelo OFDM pode ser calculada por

$$Bw_{OFDM} = \frac{N+1}{N} \cdot Bw_s\ , \tag{2.9}$$

onde Bw_s representa a banda ocupada pelo sinal modulado em única portadora com modulação M-QAM, e seu valor é dado por

$$Bw_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} \cdot (1 + \alpha)\,, \tag{2.10}$$

onde R_b é a taxa de transmissão de *bits* do sistema, M é a ordem de modulação empregada e α é o fator de decaimento do filtro cosseno elevado [27]. Como já dito anteriormente, a banda ocupada pelo sistema de portadora única é dividida entre as N subportadoras do sistema, logo

$$Bw_{sp} = \frac{Bw_s}{N}. \tag{2.11}$$

A Figura 2.3 representa o espectro de um sinal OFDM composto por N subportadoras, enquanto que, a Figura 2.4 mostra a representação do sinal OFDM no domínio do tempo. Para gerar o símbolo presente na Figura 2.4 foi utilizado um sistema com oito subportadoras e o tempo do símbolo serial (T_s) igual a 1ms.

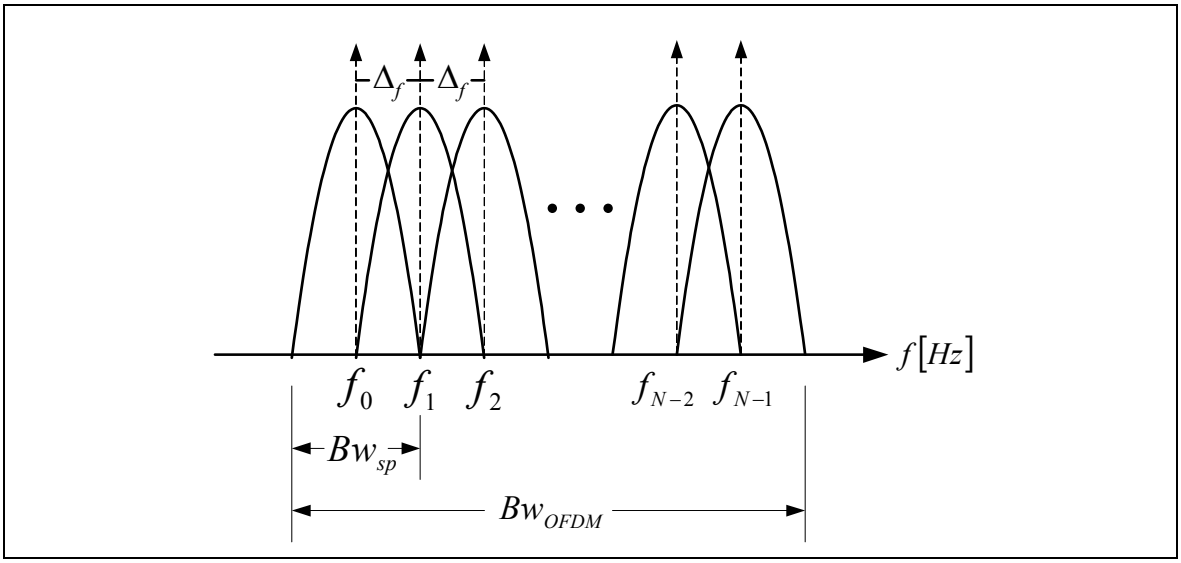


Figura 2.3 - Representação do espectro de frequência do sinal OFDM.

Na Figura 2.4 nota-se que o tempo do símbolo OFDM é N vezes maior que o tempo do símbolo serial. O longo tempo do símbolo OFDM é uma das vantagens desta técnica, pois isto pode resultar em elevada robustez frente aos múltiplos percursos do canal de comunicação [36].

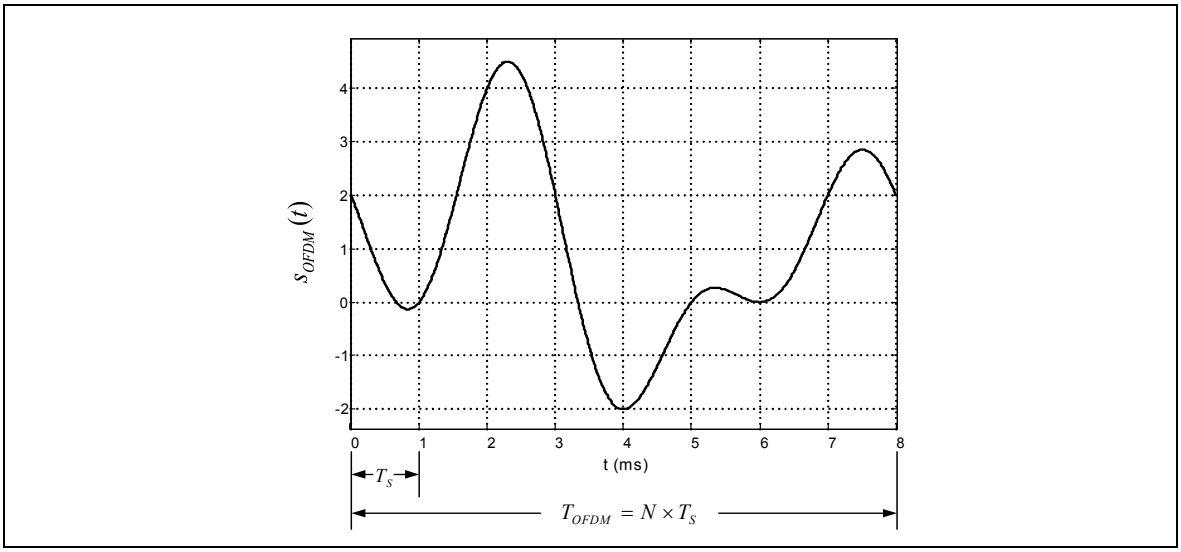


Figura 2.4 - Símbolo OFDM no domínio do tempo.

2.3 Canal Seletivo em Frequência

A propagação em múltiplos percursos é um fenômeno que ocorre devido às características de propagação da onda eletromagnética no ambiente de rádio, onde componentes do sinal transmitido chegam ao receptor após inúmeras reflexões, refrações e difrações. A Figura 2.5 apresenta uma resposta ao impulso típica de um canal de comunicação com I percursos diferentes, onde β_i representa o ganho de amplitude do sinal recebido no i-ésimo percurso, e τ_i representa o atraso de propagação do i-ésimo percurso [37].

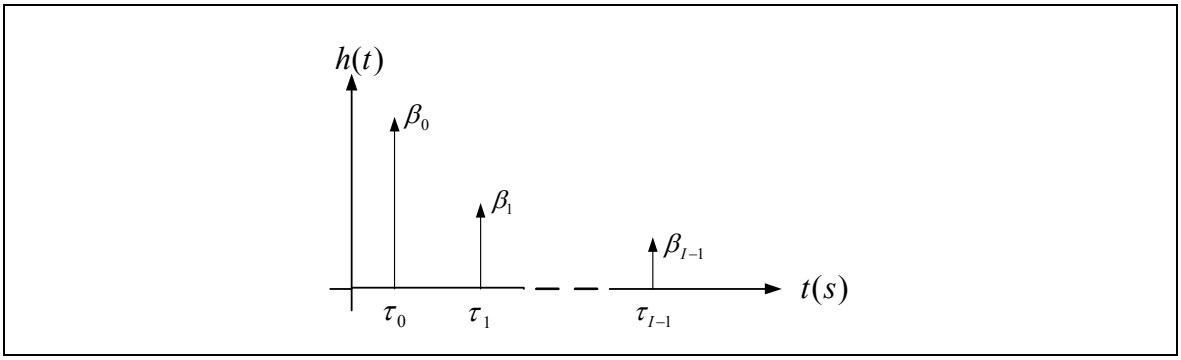


Figura 2.5 - Resposta ao impulso de um canal com múltiplos percursos.

Portanto, a resposta ao impulso do canal com múltiplos percursos é dada por

$$h(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \delta(t - \tau_i)\,. \tag{2.12}$$

A resposta em frequência deste canal é dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso $h(t)$. Sendo assim, pode-se escrever que

$$H(j\omega) = \mathcal{F}\{h(t)\} = \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i e^{-j\omega\tau_i} . \tag{2.13}$$

Analisando a resposta em frequência deste canal pode-se notar que algumas frequências sofrem maior atenuação que outras [38]. Este fenômeno é conhecido como seletividade em frequência do canal. Esse tipo de canal proporciona uma degradação no sinal transmitido, que pode variar de acordo com a atenuação e o atraso de cada percurso [26]. Um sinal sofre desvanecimento seletivo ao propagar em um canal com múltiplos percursos se

$$Bw_{sinal} > Bw_c , \tag{2.14}$$

onde Bw_c é a banda de coerência do canal [38] [39]. A banda de coerência pode ser definida como sendo a medida estatística da faixa de frequências em que o canal pode ser considerado plano [38]. O critério comumente aceito para o cálculo da banda de coerência é dado por

$$Bw_c = \frac{1}{k_B \cdot \sigma_\tau} , \tag{2.15}$$

onde k_B é uma constante que depende da correlação de amplitudes no domínio da frequência [37], e σ_τ é o desvio padrão do espalhamento temporal, dado por

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} , \tag{2.16}$$

onde

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i {\beta_i}^2 \tau_i}{\sum_i {\beta_i}^2} \qquad \text{e} \tag{2.17}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_i {\beta_i}^2 {\tau_i}^2}{\sum_i {\beta_i}^2} \tag{2.18}$$

são, respectivamente, o primeiro e o segundo momento do espalhamento temporal.

A Figura 2.6 é uma representação da diferença entre um sistema SCM e o sistema OFDM, com relação ao desvanecimento seletivo em frequência. No sistema com única portadora cada símbolo ocupa toda a banda de transmissão durante um intervalo de tempo de sinalização. Desta forma, uma seletividade em frequência afeta a informação presente em todos os símbolos, prejudicando significamente o desempenho do sistema. Para minimizar este efeito será necessário utilizar um equalizador adaptativo capaz de identificar e cancelar as interferências introduzidas pelos múltiplos percursos do canal.

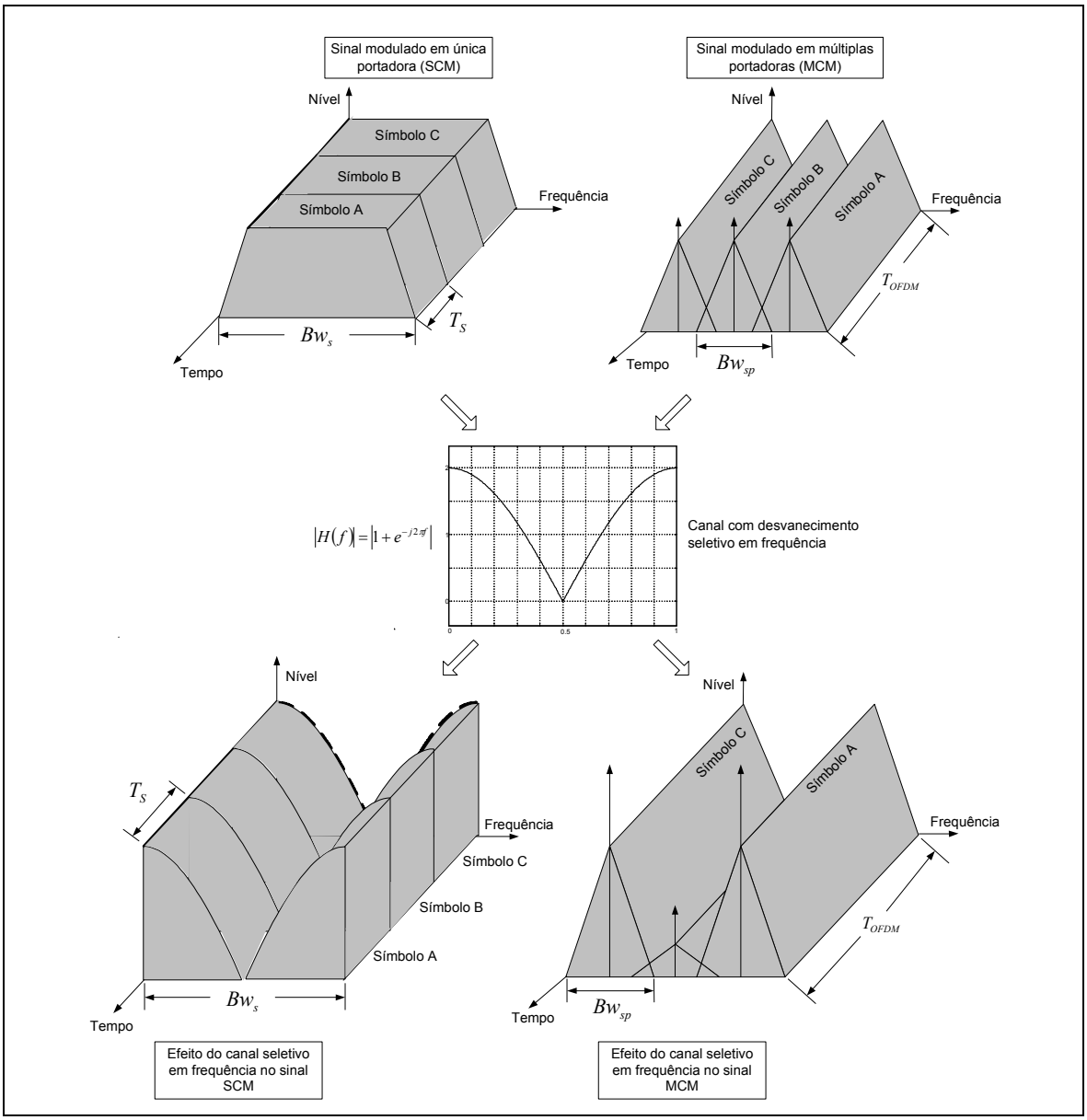


Figura 2.6 - Efeito do canal seletivo em sistemas SCM e MCM.

Já em um sistema com múltiplas portadoras, como o OFDM, são usadas várias subportadoras, cada uma ocupando uma pequena banda, o que torna a função de transferência do canal para esta banda praticamente constante. Esse fato permite que seja

feita uma estimativa das condições do canal de forma mais simples. Para tal, são enviadas de tempos em tempos subportadoras de amplitude e fase conhecidas tanto pelo transmissor quanto pelo receptor. O receptor pode, então, determinar quais as correções devem ser feitas, simplesmente analisando a atenuação sofrida por estas subportadoras, denominadas de portadoras piloto [40].

É desejável em um sistema OFDM que o desvanecimento sofrido por uma subportadora seja plano. Desta forma, para um determinado canal, deve-se calcular qual a quantidade mínima de subportadoras para que o canal seja plano dentro da largura de faixa ocupada por uma subportadora. Logo, os valores de N que atendem esta condição são

$$N > k_B \cdot \sigma_\tau \cdot R_s \, . \tag{2.19}$$

2.4 Prefixo Cíclico

Embora o uso do OFDM já seja uma forma de eliminar a interferência causada pela seletividade em frequência do canal, os atrasos de propagação do canal podem ainda causar interferência entre símbolos OFDM sucessivos. Uma forma de contornar este efeito é introduzir um tempo de guarda (T_g) entre dois símbolos consecutivos. Porém, esta medida somente se torna efetiva quando o tempo de guarda for maior ou igual ao maior atraso provocado pelo canal [39], ou seja,

$$T_g \geq \tau_{máx} \, . \tag{2.20}$$

Desta forma garante-se que as amostras atrasadas do sinal transmitido sejam eliminadas na recepção, uma vez que toda e qualquer informação recebida durante o tempo de guarda não representa nenhuma informação útil para o sistema.

No sinal OFDM é usado o conceito de prefixo cíclico (CP – *Cyclic Prefix*) [41] durante o tempo de guarda. Prefixo cíclico é a repetição da parte final de um símbolo OFDM no início do mesmo símbolo, fazendo com que a duração total do símbolo OFDM seja aumentada devido ao acréscimo deste prefixo. Logo, a duração total do símbolo OFDM é dado por

$$T_{total} = (N \cdot T_s) + T_g \, , \tag{2.21}$$

onde T_g é a duração do prefixo cíclico. Esta extensão do símbolo aumenta a robustez frente à interferência inter-simbólica, mas reduz a eficiência espectral do sistema, uma vez que há redução da vazão com a introdução do tempo de guarda. A Figura 2.7 apresenta um símbolo OFDM com o prefixo cíclico e o efeito deste tempo de guarda na eliminação da IIS.

É possível observar na Figura 2.7 que a interferência do símbolo transmitido anteriormente apenas afeta o tempo de guarda do símbolo atual. Como o tempo de guarda é descartado, então essa interferência é eliminada, evitando-se assim a interferência inter-simbólica.

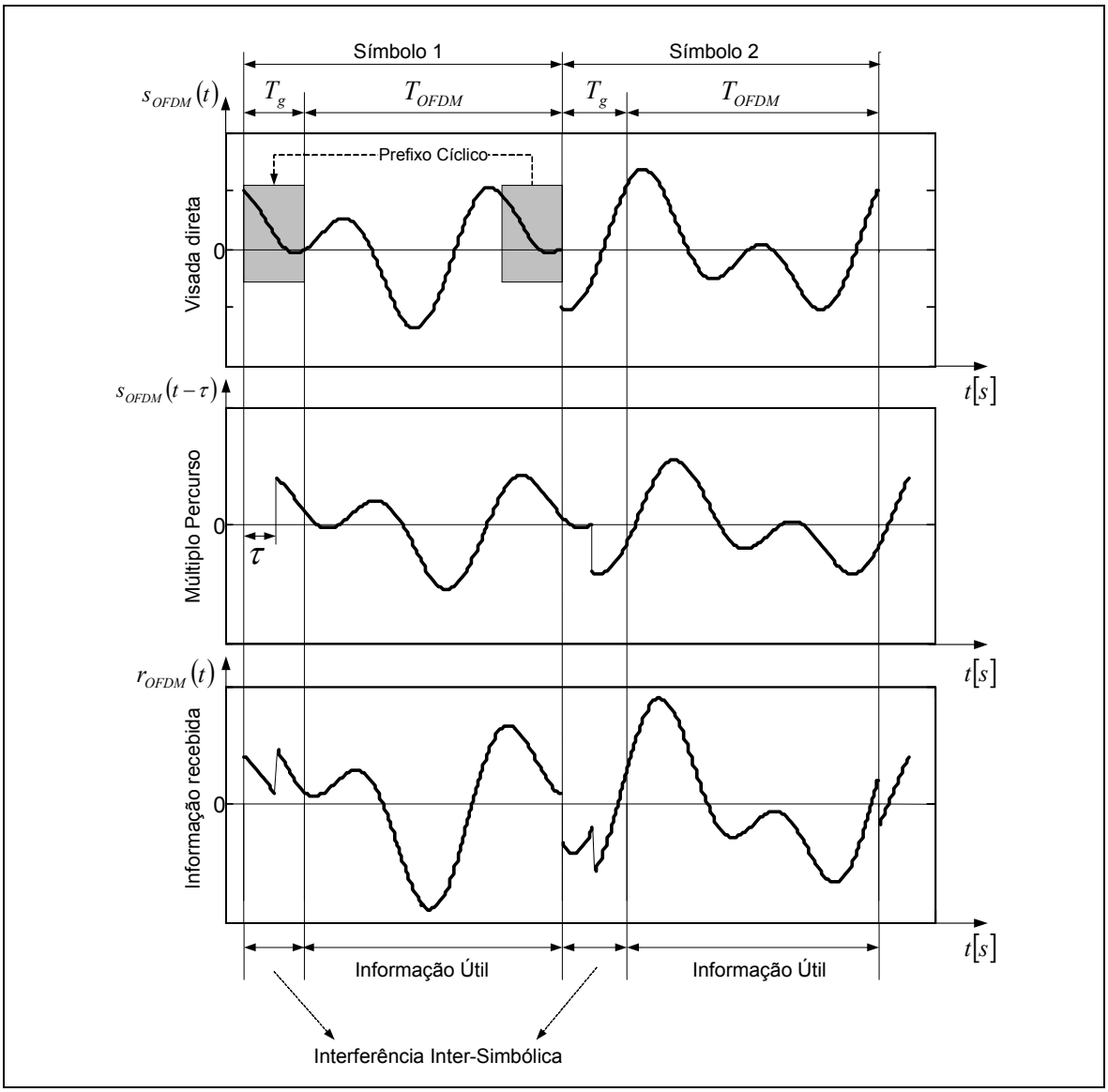


Figura 2.7 - Prefixo cíclico e Interferência Inter-Símbolica.

2.5 Conclusão

Existem vantagens significativas quando se usa o OFDM em canais com desvanecimento seletivo em frequência. O fato de se usar o prefixo cíclico contribui para aumentar a robustez do sistema frente à interferência inter-simbólica. Para um canal com desvanecimento seletivo em frequência, se o valor de N for grande o bastante para fazer com que a banda ocupada por cada subportadora seja menor que a banda de coerência do canal, cada subportadora irá sofrer um desvanecimento plano em frequência. Isto simplifica o processo de equalização, pois cada subportadora precisa apenas ser ponderada pelo inverso da resposta em frequência do canal.

Os sistemas atuais de comunicação digital que utilizam OFDM possuem um grande número de subportadoras, o que inviabiliza o uso da técnica baseada na Força Bruta. Portanto, o método da IFFT/FFT é usado nos sistemas atuais. O prefixo cíclico usado no sinal OFDM permite que ocorra pequenas variações no instante de amostragem na recepção. Portanto, isto torna a técnica menos susceptível ao *Jitter* na amostragem quando comparada com um sistema SCM. Por tudo isso, a técnica de modulação em múltiplas portadoras OFDM se desponta como uma proposta robusta e eficiente, e cada vez mais, ganha espaço em aplicações de sistemas de transmissão digital em banda larga.

Capítulo 3

Análise da PAPR do Sinal OFDM

O sistema OFDM apresenta vantagens, mostradas no Capítulo 2, que o faz despontar como solução para sistemas de transmissão digital banda larga. O sistema OFDM apresenta também algumas desvantagens, dentre as quais pode-se destacar a alta PAPR dos símbolos OFDM. Devido às características de geração do símbolo OFDM, este apresenta potência de pico que pode vir a ser muito maior que a potência média do sinal. Portanto, é importante conhecer os mecanismos que provocam esta alta relação e conhecer técnicas que possam diminuir a influência deste fenômeno, minimizando os efeitos indesejáveis relacionados aos elevados picos de potência.

3.1 Estatística do sinal OFDM

De acordo com (2.1), pode-se observar que o aparecimento de picos elevados no sinal OFDM depende de uma combinação de fases entre as componentes senoidais e cossenoidais que formam o símbolo OFDM. A máxima amplitude de um símbolo OFDM pode ser calculada por [42]

$$A_{máx} \approx \left(\sqrt{{I_{máx}}^2 + {Q_{máx}}^2}\right) \cdot N\,, \tag{3.1}$$

onde $I_{máx}$ e $Q_{máx}$ representam os valores máximos em fase e quadratura do símbolo da constelação *M*-QAM empregada.

É interessante estudar as estatísticas do sinal OFDM, uma vez que, estas são importantes para o desenvolvimento do amplificador de potência [43]. Sendo assim, assumindo que a sequência de *bits* a ser transmitida seja aleatória, independente e equiprovável, então o símbolo OFDM pode ser visto como a soma de N variáveis aleatórias. Logo, as amostras do sinal OFDM podem ser modeladas como um processo estocástico [44]. Considere que,

- $\vec{c}_n = [c_0 \;\; c_1 \;\; c_2 \;\; c_3 \;\; \cdots \;\; c_{N-1}]$ é o vetor de N símbolos produzidos pela fonte de dados, e;
- $\vec{s}_n = IFFT[\vec{c}_n] = [s_0 \;\; s_1 \;\; s_2 \;\; s_3 \;\; \cdots \;\; s_{N-1}]$ é o vetor com N amostras complexas na saída da IFFT.

Uma vez que a fonte de informação é equiprovável, pode-se modelar um sinal OFDM como sendo um processo gaussiano ergódico [45] com média e variância dadas por

$$E[\vec{s}_n] = \sum_{n=0}^{N-1} E[s_n] = N\mu_s$$
$$VAR[\vec{s}_n] = \sum_{n=0}^{N-1} VAR[s_n] = N{\sigma_s}^2 \;\; , \tag{3.2}$$

onde $E[\cdot]$ e $VAR[\cdot]$ representam, respectivamente, o valor médio e a variância de $(\cdot)$.

De acordo com o Teorema do Limite Central [44], a soma de N variáveis aleatórias independentes com função densidade de probabilidade (fdp) $p(x_i)$, com média μ_i e variância ${\sigma_i}^2$, finitas e com $\mu_i \neq \sigma_i$, resulta em uma variável aleatória com distribuição Gaussiana de média nula e variância unitária, dada por

$$X_{norm} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} x_n - \sum_{n=0}^{N-1} \mu_n}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} {\sigma_n}^2}}. \tag{3.3}$$

O vetor $\vec{s}_n$ apresenta os valores da amplitude complexa do sinal OFDM no domínio do tempo ($S = \Re\{s_n\} + j\Im\{s_n\}$). Fazendo $A = \Re\{s_n\}$, pode-se definir a função de

distribuição cumulativa (fdc) de probabilidade da parte real da amplitude do símbolo OFDM como

$$F_A(a) = \Phi\left(\frac{a - N\mu_a}{\sqrt{N{\sigma_a}^2}}\right), \tag{3.4}$$

onde $\Phi(z)$ denota a função de distribuição cumulativa de uma variável aleatória Gaussiana com média nula e variância unitária. Portanto, a amplitude do sinal OFDM exibe uma fdp (função densidade de probabilidade) que se aproxima de uma distribuição Gaussiana complexa (ou bidimensional) [23]. Sendo assim, a fdp da componente real (A) da amplitude do sinal OFDM pode ser escrita da seguinte forma

$$p(a) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi N{\sigma_a}^2}} \cdot e^{-\frac{(a-N\mu_a)^2}{2N{\sigma_a}^2}}. \tag{3.5}$$

Esta mesma análise se estende para a parte imaginária da amplitude do sinal OFDM. Portanto, sendo $B = \Im\{s_n\}$, pode-se escrever que $p(b) = p(a)$. A Figura 3.1 apresenta a fdp da parte real da amplitude do sinal OFDM normalizada, juntamente com a fdp de uma V.A. Gaussiana de média nula e desvio padrão igual a $1/\sqrt{2}$. Tal normalização é feita para que as variâncias da parte real e imaginária da amplitude do símbolo sejam ${\sigma_a}^2 = {\sigma_b}^2 = 1/2$, visando simplificar a análise da PAPR, conforme será apresentado em maiores detalhes na Seção 3.2 deste trabalho.

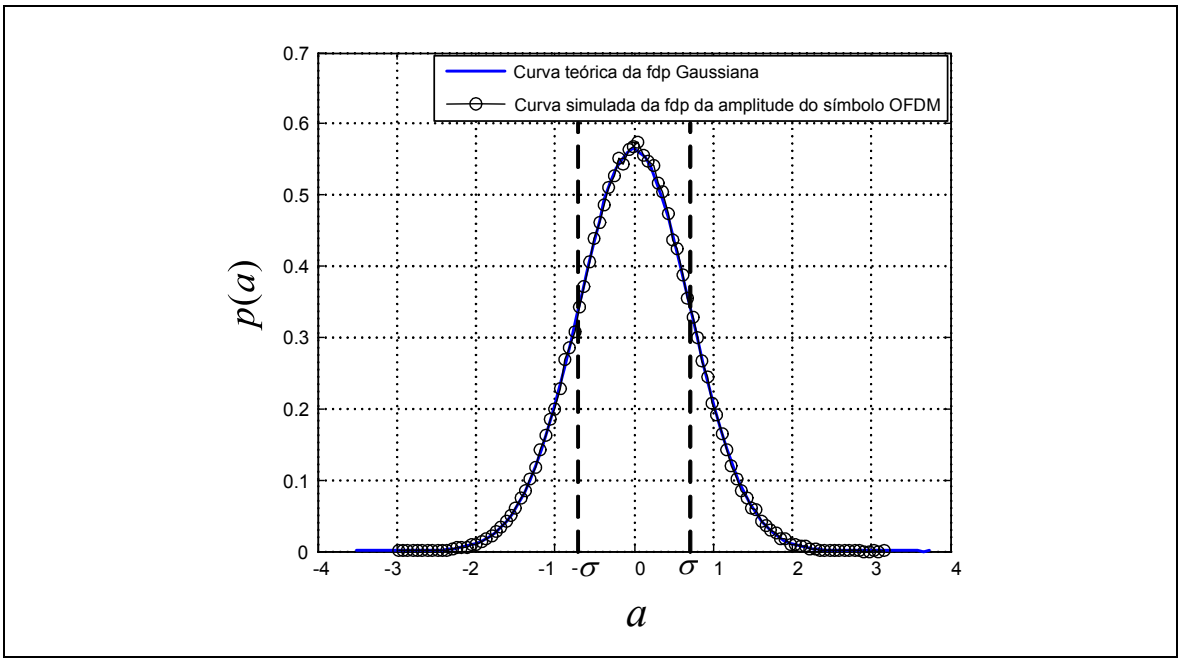


Figura 3.1 - Função densidade de probabilidade da parte real da amplitude do sinal OFDM.

Pelo fato da distribuição das amplitudes, real e imaginária, do sinal OFDM ser Gaussiana, é possível que valores elevados de amplitude ocorram, elevando a relação entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR).

Como a distribuição da amplitude das componentes em fase e quadratura do sinal OFDM converge para uma Gaussiana, o módulo da amplitude do sinal OFDM segue uma distribuição de Rayleigh [46] com valor médio e variância iguais a [47]

$$E[r] = \sigma_r \sqrt{\frac{\pi}{2}} \tag{3.6}$$

$$VAR[r] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) {\sigma_r}^2 , \tag{3.7}$$

onde σ_r é o desvio padrão das variáveis gaussianas que geram a variável Rayleigh ($\sigma_r = \sigma_a = \sigma_b$). A Figura 3.2 apresenta a função densidade de probabilidade do módulo da amplitude do sinal complexo OFDM normalizado para qualquer valor de N, e compara com a fdp de uma distribuição Rayleigh com $\sigma_r = 1/\sqrt{2}$. A escala superior do gráfico da Figura 3.2 apresenta os valores da PAPR em escala logarítmica.

3.2 Influência da alta PAPR no sinal OFDM

A PAPR de um sinal OFDM, $s_{OFDM}(t)$, é dada por [42]

$$PAPR[s_{OFDM}(t)] = \frac{max(|s_{OFDM}(t)|^2)}{E[|s_{OFDM}(t)|^2]} , \tag{3.8}$$

onde

$$E[|s_{OFDM}(t)|^2] = VAR[|s_{OFDM}(t)|] + E[|s_{OFDM}(t)|]^2 , \tag{3.9}$$

sendo $VAR[|s_{OFDM}(t)|]$ e $E[|s_{OFDM}(t)|]^2$, respectivamente, a potência AC e a potência DC do sinal OFDM.

Como o desvio padrão do módulo da amplitude do símbolo OFDM foi normalizado, então o valor do denominador de (3.8) é igual à unidade. Sendo assim, a PAPR depende somente do módulo ao quadrado do pico do sinal OFDM.

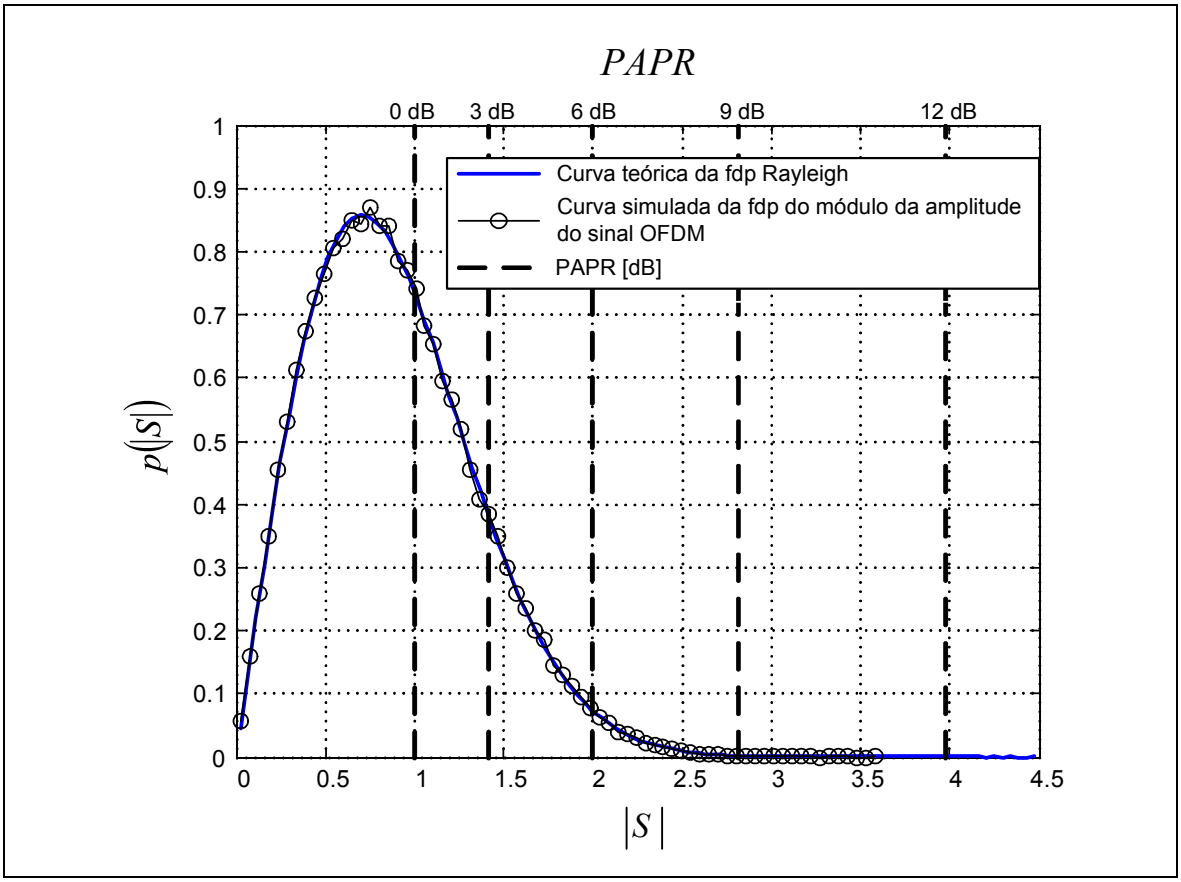


Figura 3.2 - Função densidade de probabilidade do módulo da amplitude do sinal complexo OFDM.

Os picos de potência do sinal OFDM podem levar o amplificador de potência à saturação, o que resulta em ceifamento do sinal de saída. Estas distorções introduzem interferências tanto dentro quanto fora da banda do sinal. A interferência dentro da banda causa a ICI (*Intra Carrier Interference*) e eleva a taxa de erro de *bit* (BER – *Bit Error Rate*), enquanto que a interferência fora da banda aumenta a interferência no canal adjacente.

Portanto, para não haver ceifamentos, o sinal com alta PAPR exigirá que os amplificadores possuam um *back-off* [48] elevado, o que reduz seu desempenho energético e aumenta o custo do sistema. Uma alternativa eficiente é utilizar uma técnica de redução da PAPR. Estas técnicas têm por função diminuir a ocorrência de picos que levam o amplificador à saturação.

3.3 Técnicas de Redução da PAPR

Existem diversas técnicas para a redução da PAPR em sinais OFDM. Dentre as técnicas mais conhecidas, as seguintes merecem destaque:

1. *Hard* e *Soft-Clipping* [11] [12];
2. Técnicas de controle de PAPR baseadas em códigos corretores de erro [13];
3. Técnicas baseadas em esquemas probabilísticos PTS [14] e SLM [15];
4. Transformada de Walsh-Hadamard (WHT – *Walsh-Hadamard Transform*) [16];
5. Técnicas de pré-distorção do sinal OFDM [17].

Estas técnicas podem ser divididas em duas categorias principais. A primeira categoria engloba as técnicas que causam distorções no sinal OFDM, enquanto que a segunda compreende as técnicas que trabalham com o embaralhamento (*scrambling*) da informação a fim de reduzir a PAPR. As técnicas que fazem parte do primeiro grupo reduzem a PAPR causando distorções no sinal OFDM antes do processo de amplificação. A forma mais fácil de conseguir este efeito é limitando, abruptamente, as amplitudes do sinal a patamares menores que o limiar de ceifamento do amplificador de potência. Esta técnica recebe o nome de *Hard-Clipping*. Este processo causa interferências dentro e fora da banda alocada para o sinal. Porém, formas menos agressivas podem ser utilizadas a fim de diminuir a degradação do sinal, como as técnicas *Peak Windowing* [49], *Peak Cancelation* [50] e *Soft-Clipping* [51], dentre outras.

No grupo das técnicas que não causam distorção ao sinal OFDM existem técnicas que exigem que o receptor conheça a codificação usada na transmissão para reduzir a PAPR, o que significa que o receptor precisa receber informações do transmissor para que o processo de recuperação da informação possa ser realizado. Há, ainda, outro grupo de técnicas de redução de PAPR que não necessitam que o receptor tenha informações extras sobre o processo de codificação empregado na transmissão.

As técnicas baseadas em codificação utilizam códigos que limitam ou eliminam os símbolos com alta PAPR [13]. Contudo, este tipo de técnica aumenta o número de subportadoras adicionais. Soluções mais práticas, como o SLM e o PTS, criam

vários sinais diferentes, porém com a mesma informação, e seleciona, dentre esses, o sinal com menor PAPR. Portanto, estas técnicas são classificadas no subgrupo dos esquemas probabilísticos.

A Figura 3.3 ilustra a classificação das diversas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura científica, e que são focos de estudos constantes para o aprimoramento das mesmas.

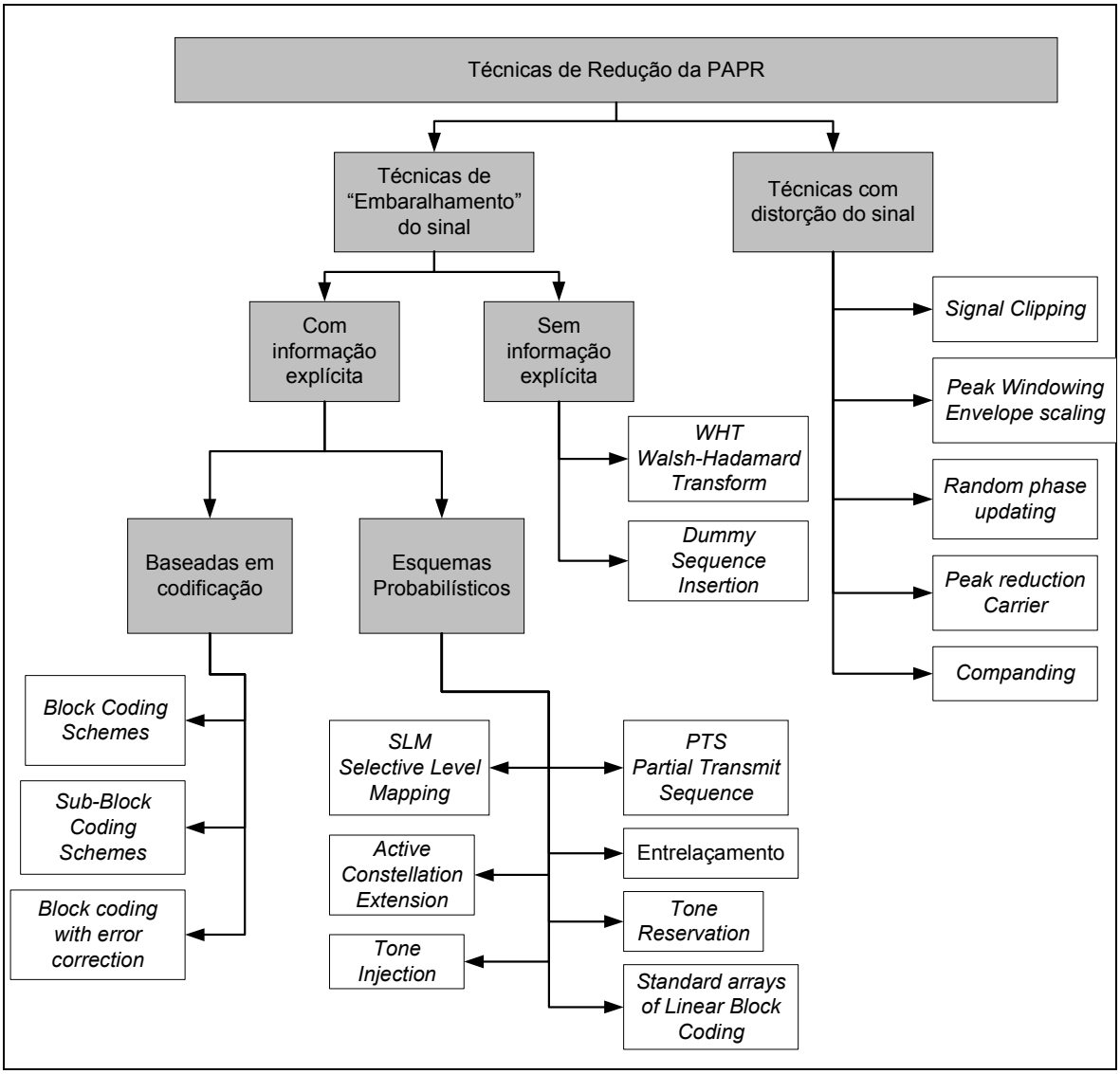


Figura 3.3 - Classificação das técnicas de redução da PAPR.

O surgimento de novas técnicas e/ou o aprimoramento das técnicas existentes podem demandar uma atualização na classificação apresentada na Figura 3.3. Por exemplo, já existem métodos que possibilitam o uso do SLM sem a necessidade de transmissão da informação explícita [52]. A proposta apresentada neste trabalho, PTS-Modificado, também não necessita de envio da informação explícita.

3.4 Conclusão

A forma pela qual o sinal OFDM é gerado faz com que eventualmente apareçam picos instantâneos com valor muito maior que o nível médio do sinal. Isto caracteriza uma alta PAPR nos símbolos OFDM. Esta alta relação é um problema para o sistema com múltiplas portadoras. Por isso, a redução da PAPR é foco de estudos constantes. É interessante que haja uma classificação das várias técnicas de redução da PAPR, uma vez que cada técnica utiliza um artifício diferente para tal redução. A escolha da técnica de redução da PAPR se torna uma tarefa nada trivial. Pode-se usar técnicas que causam uma distorção no sinal dentro e fora da banda, ou usar técnicas que não distorcem o sinal, mas que reduzem a vazão do sistema. Portanto, deve-se sempre levantar os prós e os contras de cada técnica e, assim, fazer a escolha da técnica que melhor se encaixa ao cenário do sistema de transmissão. O Capítulo 4 apresenta os princípios das técnicas SLM, PTS e WHT-OFDM, além de apresentar a eficiência quanto à redução da PAPR de cada uma dessas técnicas.

Capítulo 4

Descrição das Técnicas de Redução da PAPR

Cada técnica de redução da PAPR apresenta vantagens e desvantagens que as diferem entre si. Portanto, uma das motivações deste trabalho é apresentar e comparar o desempenho de algumas destas técnicas. Para tal comparação serão escolhidas as técnicas abaixo:

1. SLM-M (SLM usando sequências do tipo M) [53];
2. SLM-H (SLM usando sequências de Hadamard) [19];
3. SLM-C (SLM usando sequência aleatória com fatores de rotação de fase complexos) [54];
4. PTS Convencional [55];
5. PTS-M (PTS-Modificado);
6. WHT-OFDM (Transformada de Walsh-Hadamard) [56];

A escolha do SLM se deve pela quantidade de contribuições científicas relacionadas a esta técnica encontradas na literatura [15] [19] [52]. A técnica PTS foi escolhida devido ao seu melhor desempenho, quanto à redução de PAPR, quando comparada com a técnica SLM [21]. Já o WHT-OFDM foi escolhido por se apresentar como uma interessante alternativa quando o canal é seletivo em frequência [56]. As técnicas selecionadas serão detalhadas nas próximas seções.

4.1 SLM-OFDM

A técnica conhecida por mapeamento seletivo (SLM – *Selective Mapping*) consiste em multiplicar o vetor de dados por várias sequências distintas entre si, criando um conjunto de sinais diferentes que carregam a mesma informação [53]. Um seletor fica responsável por determinar qual é o sinal com a menor PAPR e transmiti-lo. A informação sobre qual sequência PN (*Pseudo Noise*) foi empregada para a geração do sinal é incluída em portadoras auxiliares, de modo que o receptor esteja apto a decodificar os dados de forma adequada. Esta informação adicional é tratada como informação explícita [52].

A Figura 4.1 apresenta o diagrama em blocos de um sistema SLM-OFDM, sendo b_k a sequência de *bits* a ser transmitida, $c_n = i_n + jq_n$ representa a sequência de símbolos seriais na saída do modulador *M*-QAM, enquanto PN_u representa a u-ésima sequência utilizada no processo do mapeamento seletivo. A notação "^" denota a estimativa da informação recebida.

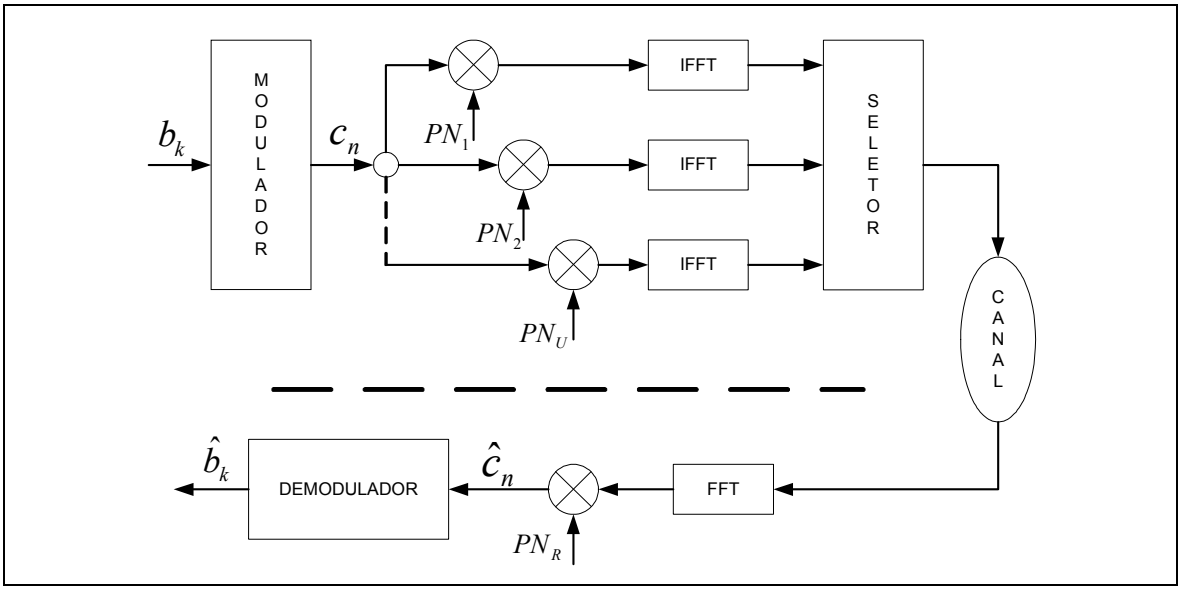


Figura 4.1 - Diagrama em blocos de um sistema SLM-OFDM.

Pode-se observar que esta técnica necessita de U blocos no transmissor para o cálculo da IFFT. Quanto maior for o valor de U maior será o custo de implementação, porém, maior é a probabilidade de encontrar um símbolo com PAPR baixa [52]. No receptor existirá apenas um bloco para o cálculo da FFT, pois a sequência usada na recepção, PN_R, assume o mesmo valor da sequência PN_u utilizada na transmissão.

Existem várias maneiras de criar uma sequência PN. Entre as formas mais conhecidas destacam-se a sequência de máximo comprimento (Sequências M) [24], a sequência Gold [18] e a sequência de Walsh-Hadamard [57].

4.1.1 Sequências Pseudoaleatórias

Esta subseção apresenta informações sobre as características das sequências M e Walsh-Hadamard. Estas duas sequências serão comparadas a fim de descobrir se o uso de diferentes sequências no esquema SLM provoca uma maior redução na PAPR e um melhor desempenho em termos da SER.

4.1.1.1 Sequência de Máximo Comprimento (Sequências – M)

As sequências de máximo comprimento (MLS – *Maximum Length Sequence*) [58] ou simplesmente sequências M são muito utilizadas em sistemas de telecomunicações [59] [60] [61]. Certas propriedades desta sequência a torna interessante em termos práticos para sistemas de telecomunicações, como por exemplo, sua função de autocorrelação, o comprimento da sequência, o comportamento aleatório dentro de um período da sequência, etc. [27]. A Figura 4.2 mostra a função de autocorrelação da sequência M, $R_c(\tau)$, onde L e T_c são, respectivamente, o comprimento e o tempo de *chip* da sequência [18].

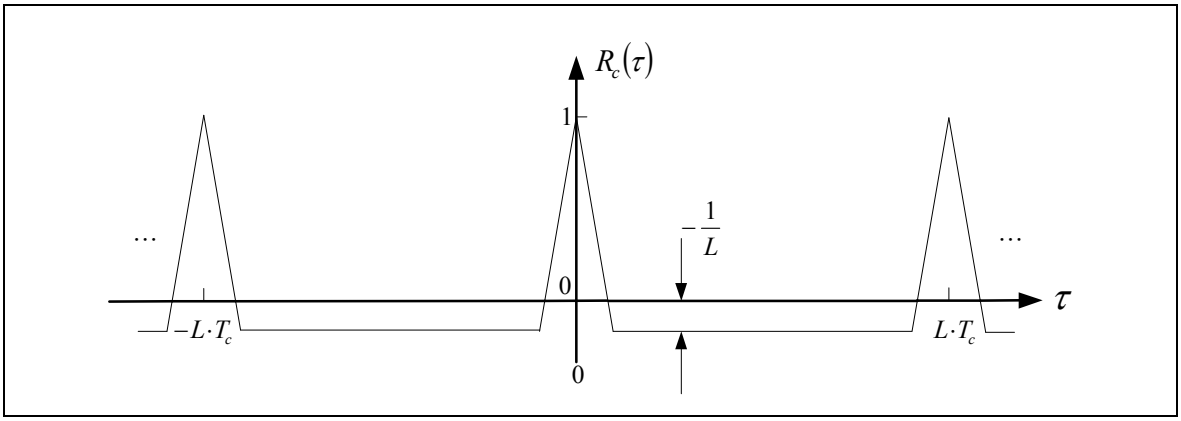


Figura 4.2 - Função de autocorrelação da sequência M.

Pode-se notar através da Figura 4.2 que há uma baixa correlação entre duas sequências M diferentes. Este fato é interessante para a técnica SLM, uma vez que serão criados U sinais com baixa correlação no transmissor, aumentando assim, a probabilidade de se encontrar um sinal com baixa PAPR a ser transmitido.

Para criar uma sequência de máximo comprimento é necessário um circuito com registradores de deslocamento (*Shift Registers*), portas "OU exclusivo" e uma malha de realimentação [62]. A Figura 4.3 ilustra o diagrama em blocos de um circuito gerador de sequências MLS. Este circuito é montado com base em polinômios irredutíveis [27]. A quantidade de registradores de deslocamento (z) depende do grau do polinômio, e a construção da lógica de realimentação dependerá do polinômio escolhido. Um relógio de sincronismo é responsável pelos deslocamentos dos registradores.

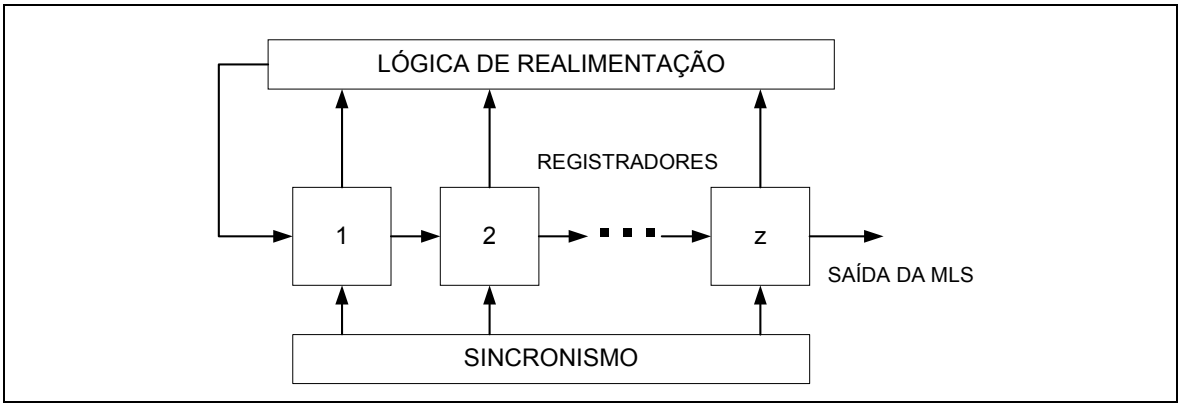


Figura 4.3 - Circuito de geração de sequências M.

Para gerar diferentes sequências M basta mudar o polinômio gerador por outro polinômio irredutível de mesma ordem. Também, pode-se empregar diferentes sementes para gerar outras sequências M [27]. O comprimento deste tipo de sequência é dado por

$$L = 2^z - 1\,. \tag{4.1}$$

As sequências M empregadas para as simulações presentes neste trabalho foram geradas a partir do polinômio irredutível dado por

$$d(x) = x^{12} + x^6 + x^4 + x + 1\,. \tag{4.2}$$

A escolha de outro polinômio irredutível de mesma ordem não altera a eficiência da técnica, uma vez que a função de autocorrelação da sequência M não se altera quando é utilizado outro polinômio irredutível [27]. O comprimento máximo da sequência gerada pelo polinômio $d(x)$ é 4095, mas como apenas 2048 subportadoras estão sendo empregadas nas simulações, a sequência foi truncada nas primeiras 2048 amostras.

4.1.1.2 Sequências de Walsh-Hadamard

As sequências de Walsh-Hadamard, ou simplesmente sequência de Hadamard [18], são ortogonais entre si, ou seja, o produto interno entre duas sequências distintas de uma mesma matriz é nulo, logo

$$\underset{i}{\Omega_{2^k}} \cdot \underset{j}{\Omega_{2^k}}^{T} = 0 \ ; \ \forall \ i \neq j \ , \tag{4.3}$$

onde $\underset{i}{\Omega_{2^k}}$ refere-se à i-ésima linha da matriz de Hadamard Ω_{2^k}. Esta propriedade a torna atrativa para o uso em alguns sistemas de comunicações móveis [59] [60].

As sequências de Hadamard são conseguidas a partir da matriz quadrada de Hadamard $N \times N$ criada a partir de

$$\Omega_{2^k} = \begin{bmatrix} \Omega_{2^{k-1}} & \Omega_{2^{k-1}} \\ \Omega_{2^{k-1}} & -\Omega_{2^{k-1}} \end{bmatrix}, \tag{4.4}$$

onde $k = 1, 2, 3 \ldots$, e $\Omega_{2^0} = [1]$. As Equações (4.5) e (4.6) mostram duas matrizes de Hadamard (Ω_4 e Ω_8) e ilustram como estas sequências são geradas.

$$\Omega_4 = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$\Omega_8 = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 \\ -1 & -1 & +1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \tag{4.6}$$

Note que a matriz Ω_{2^k} é criada a partir de quatro matrizes $\Omega_{2^{k-1}}$. Cada linha, ou cada coluna, da matriz forma uma sequência de Hadamard de comprimento 2^k.

É interessante mostrar que o uso de duas sequências de Hadamard conseguintes gera o mesmo valor de PAPR para um dado símbolo OFDM. A Tabela 4.1 mostra alguns valores da PAPR obtidas por meio de simulação computacional para um símbolo OFDM

com 2048 portadoras. Este comportamento foi observado para matrizes de Hadamard Ω_4 até Ω_{2048}.

Tabela 4.1 – Valores de PAPR no mapeamento seletivo com sequências de Hadamard.

Sequência	PAPR	Sequência	PAPR
Ω^{2048}_{1}	8,3151	Ω^{2048}_{199}	6,9336
Ω^{2048}_{2}	8,3151	Ω^{2048}_{200}	6,9336
Ω^{2048}_{3}	7,0119	Ω^{2048}_{2047}	7,8758
Ω^{2048}_{4}	7,0119	Ω^{2048}_{2048}	7,8758

De acordo com a Tabela 4.1, nota-se que é possível utilizar apenas as linhas ímpares ou apenas as linhas pares da matriz de Hadamard no processo de redução da PAPR por mapeamento seletivo.

4.1.2 Redução da PAPR com a técnica SLM-OFDM

A Figura 4.4 compara a fdp da PAPR obtida para as duas técnicas de geração de sequências PN vistas anteriormente, e as compara com a fdp da PAPR obtida com o OFDM convencional. Considerou-se um sistema com 2048 subportadoras, constelação 16-QAM, $U = 4$ e também, $U = 200$.

Observando a Figura 4.4, é possível concluir que ambas as sequências usadas na técnica SLM resultam em redução da PAPR, com uma pequena vantagem para a técnica SLM-M (Sequências M) sobre a técnica SLM-H (Sequências de Hadamard), quantificada na Tabela 4.2.

O aumento no valor de U resulta em valores menores para a PAPR, o que já era esperado uma vez que com o aumento no número de sequências aumenta-se a probabilidade de se encontrar um valor menor de PAPR. Porém, o aumento no valor de U aumentará a complexidade do sistema pelo fato de existir U IFFTs. Além disso, diminuirá

a vazão de dados do sistema devido o aumento da informação explícita, que indica, na recepção, qual foi a sequência PN empregada na transmissão.

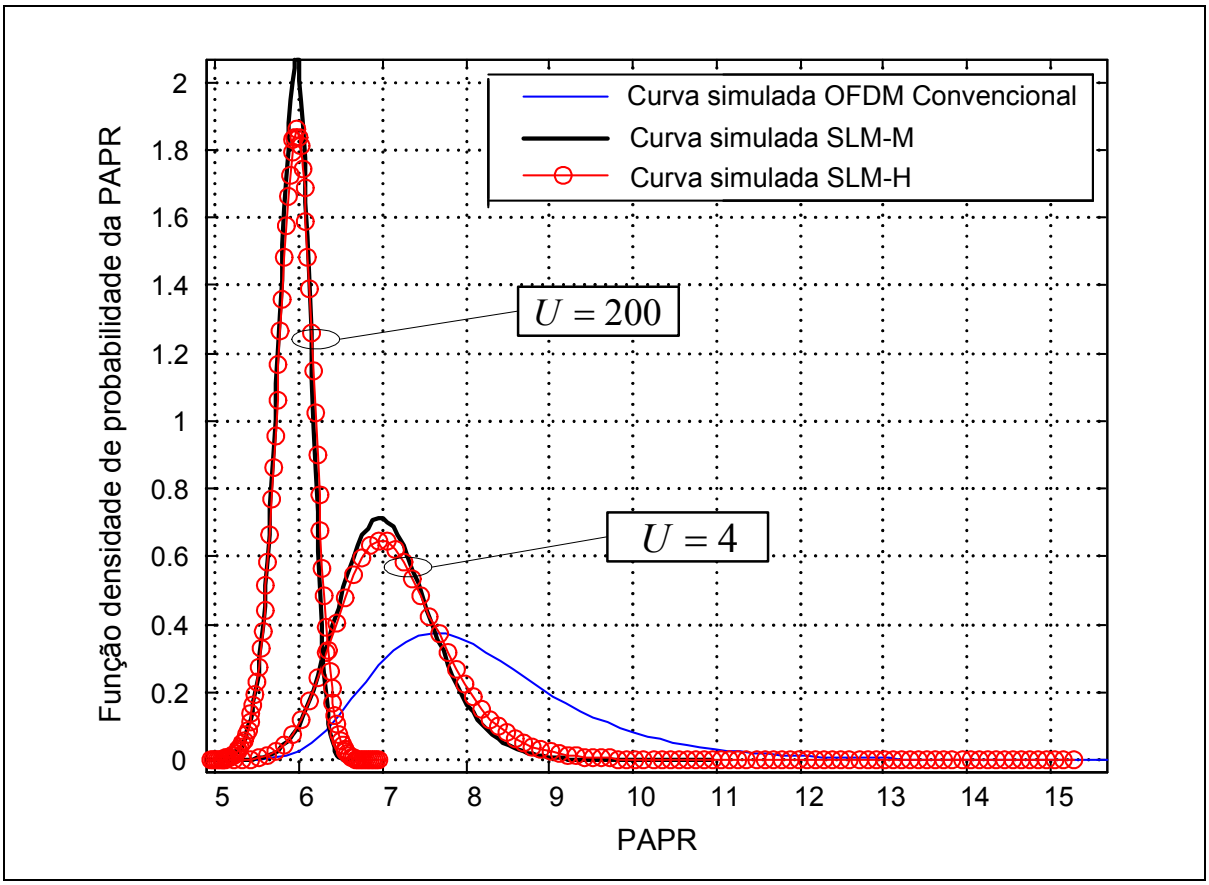


Figura 4.4 - Comparação entre SLM-OFDM e OFDM Convencional.

Tabela 4.2 – Estatísticas da fdp da PAPR para os esquemas baseados em SLM.

	OFDM Convencional	SLM-M $U = 4$	SLM-H $U = 4$	SLM-M $U = 200$	SLM-H $U = 200$
$E[\text{PAPR}]$	8,2047	7,0686	7,1558	5,9226	5,9484
$VAR[\text{PAPR}]$	1,6160	0,3314	0,4394	0,0391	0,0480

As técnicas SLM-M e SLM-H empregam sequências reais, cuja amplitude assume valores de $x \in \{-A, +A\}$. Uma proposta para a implementação do SLM, denominada de SLM-C, consiste em empregar sequências complexas, cuja amplitude x pode pertencer tanto a $\{-A, +A\}$ quanto a $\{-jA, +jA\}$. A Figura 4.5 apresenta a comparação entre a fdp da PAPR obtida com o SLM-M com sequências reais e a fdp da PAPR obtida com o SLM-C usando sequências complexas.

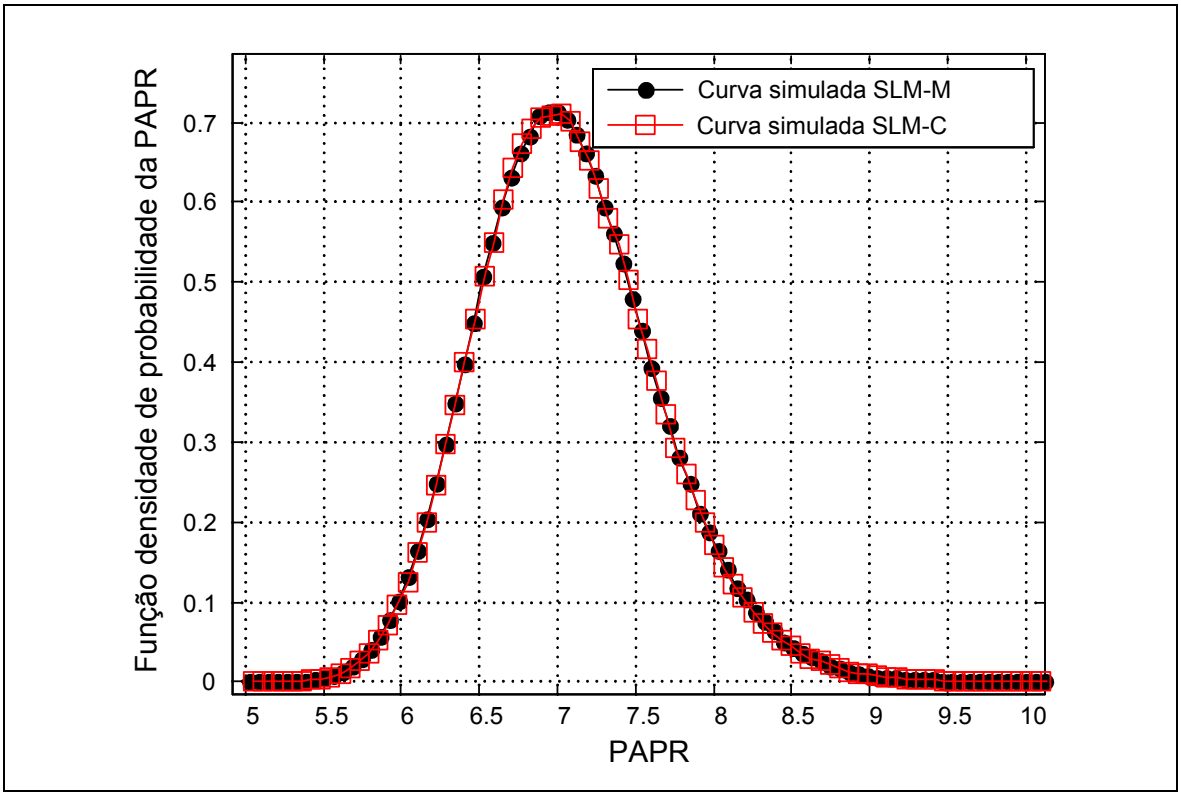


Figura 4.5 - Comparação entre SLM-M e SLM-C.

Observando a Figura 4.5 é possível concluir que não há ganho de redução da PAPR com o uso de sequências complexas, de modo que apenas as sequências reais serão empregadas nas análises posteriores. A Tabela 4.3 comprova esta observação.

Tabela 4.3 – Comparação entre as estatísticas da fdp da PAPR para SLM-M e SLM-C.

	SLM-M	SLM-C
E[PAPR]	7,0686	7,0685
VAR[PAPR]	0,3314	0,3312

4.1.3 Informação Explícita na Técnica SLM

Técnicas, como o SLM e o PTS, criam vários sinais diferentes que carregam a mesma informação. Assume-se, para o SLM, que existam U sinais alternativos e estatisticamente independentes que representam a mesma informação. O sinal com menor PAPR é codificado por uma sequência U_{min} que deve ser conhecida pelo receptor. Para a transmissão da informação adicional será necessário enviar *bits* de informação que indicam

qual sequência deve ser gerada na recepção para fazer a decodificação adequada. Portanto, a quantidade de *bits* necessária para representar esta informação é dada por

$$R_{ap} = \lceil log_2(U) \rceil , \tag{4.7}$$

onde $\lceil \cdot \rceil$ retorna o menor inteiro maior ou igual a $(\cdot)$.

4.2 PTS – Partial Transmission Sequence

Para reduzir a PAPR na técnica PTS o vetor de transmissão X_k com N amostras é segmentado em uma quantidade de V sub-blocos. A IFFT com N pontos é aplicada aos vetores presentes em cada sub-bloco, onde apenas N/V pontos são não nulos. Os demais pontos da IFFT são nulos. Depois de aplicada a IFFT, as fases dos vetores de cada sub-bloco são modificadas por um conjunto de fatores de rotação de fase para encontrar os menores valores possíveis da PAPR. A principal diferença entre SLM e PTS é que a primeira técnica aplica rotações independentes para todas as subportadoras, enquanto que o segundo método aplica rotações apenas em grupos de subportadoras.

A Figura 4.6 apresenta o diagrama em blocos da etapa de transmissão empregando a técnica PTS. No primeiro bloco, o vetor de dados é segmentado [14], sendo que X_k representa a sequência de *bits* a ser transmitida e $X_k^{(v)}$ representa o v-ésimo subvetor do sinal depois de segmentado. Após a IFFT ser aplicada, cada bloco é multiplicado por um fator de fase, onde vários sinais candidatos ($x_{d,n}$) são criados, sendo $x_n^{(v)}$ o v-ésimo subvetor do sinal após a IFFT e $b_d^{(v)}$ o v-ésimo vetor de fase. No último estágio do sistema, o sinal com menor PAPR entre os candidatos é selecionado.

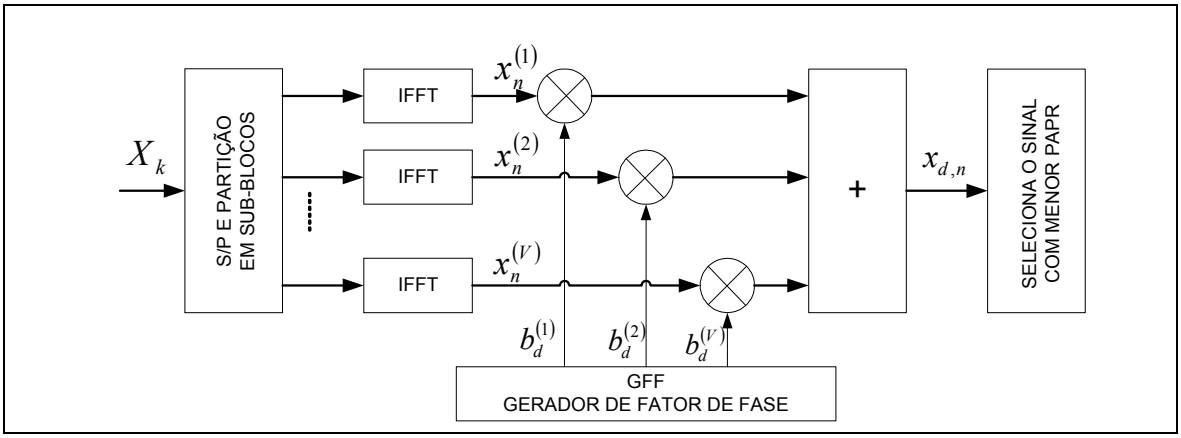


Figura 4.6 - Diagrama em blocos de um sistema PTS.

Pode-se notar que o primeiro estágio do sistema consiste de um bloco responsável pela partição das informações de entrada. Existem basicamente três modos diferentes de construção deste bloco: (i) partição entrelaçada, (ii) partição adjacente e (iii) partição pseudoaleatória [14]. A partição adjacente consiste em organizar as N/V subportadoras subsequentes dentro do mesmo sub-bloco. Na partição entrelaçada as subportadoras com distância V são alocadas no mesmo sub-bloco. Já na partição pseudoaleatória, cada subportadora poderá ser disposta dentro de qualquer sub-bloco seguindo uma sequência PN. É importante ressaltar que não há sobreposição entre a posição das N/V amostras não nulas nas V IFFTs, tal como mostra a Figura 4.7, que ilustra os três tipos de partição.

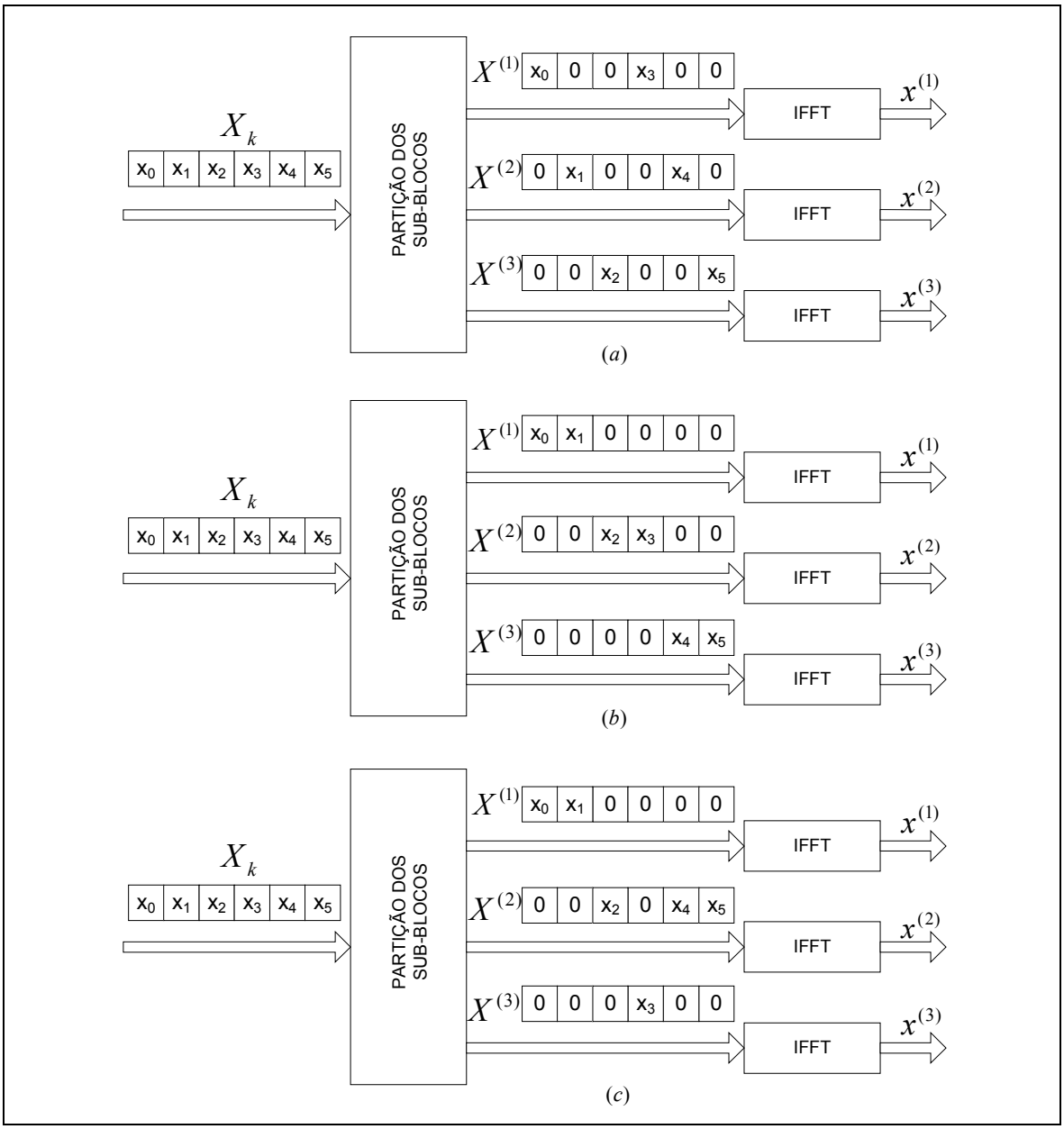


Figura 4.7 - (a) Partição entrelaçada, (b) Partição adjacente e (c) Partição pseudoaleatória.

A escolha do esquema de partição tem impacto direto na redução da PAPR. A maior redução ocorre em sistemas que utilizam a partição pseudoaleatória, enquanto que a menor redução resulta da escolha da partição entrelaçada [14] [55]. Para reduzir a complexidade de implementação, as simulações utilizadas neste trabalho utilizaram o esquema de partição entrelaçada. Após o bloco de partição, é aplicada a IFFT em cada um dos sub-blocos. O vetor de saída de cada IFFT é multiplicado por um conjunto de fatores de rotação de fase. O ideal, neste caso, é que se consiga uma combinação de fatores que influencie na redução da PAPR. Este conjunto é formado pelo bloco GFF (Gerador de Fator de Fase), sendo os valores de rotação de fase obtidos do conjunto $\Phi_w \in [0,2\pi)$ [14] [55], onde Φ_w é o w-ésimo fator de rotação de fase do conjunto Φ.

Para a construção do GFF é necessário estipular o conjunto de fatores de fase. Neste trabalho foi usado um conjunto com valores discretos $\Phi = \{1, -1, j, -j\}$. A quantidade de fatores de rotação de fase que compõe o conjunto Φ é simbolizada por W. Portanto, para o conjunto Φ usado no trabalho, $W = 4$. A escolha dos valores que compõe o conjunto Φ influencia diretamente na redução da PAPR. Quanto mais valores dentro do conjunto maior a probabilidade de se encontrar símbolos com baixas PAPR [63]. No PTS, os fatores de fase gerados são $b_d^{(v)} = e^{j\Phi_d^{(v)}}$. Para diminuir a complexidade computacional do sistema convencionou que $b^1 = 1$, fazendo com que o sub-vetor do primeiro sub-bloco nunca seja rotacionado. Desta forma, em um esquema com $V = 4$ e $W = 4$ pode-se diminuir a quantidade de sinais candidatos ($x_{d,n}$) de 256 para 64, sem nenhuma perda de desempenho na redução da PAPR [63]. A Figura 4.8 ilustra a construção de um GFF para a situação descrita.

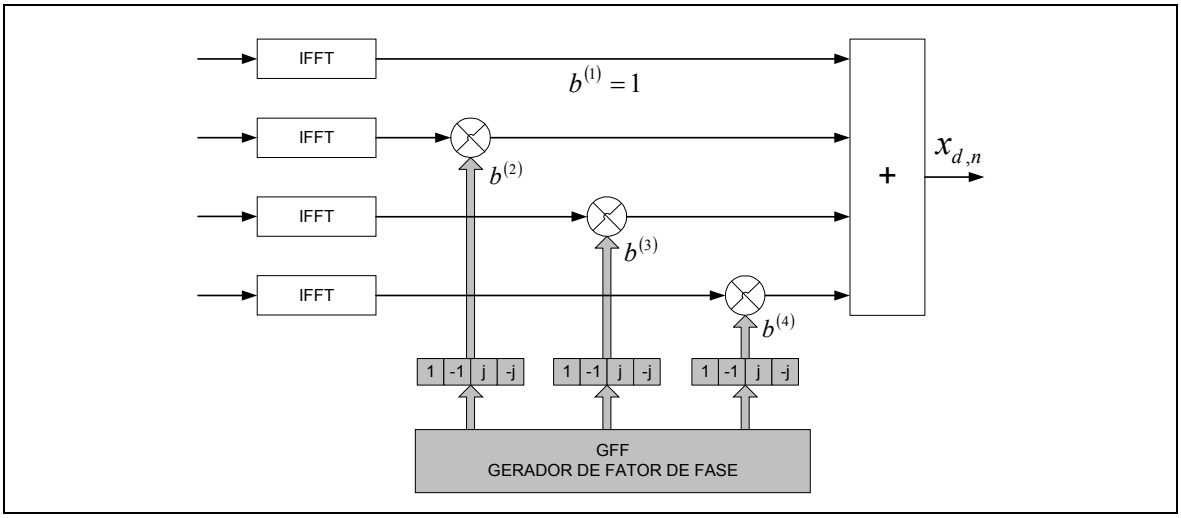


Figura 4.8 - Bloco GFF V=4 com conjunto de fator de fase $b_d \in \Phi$.

Dos D sinais candidatos gerados a partir do GFF ($D \leq W^{V-1}$), apenas um sinal será escolhido e transmitido. Esta tarefa é desempenhada pelo último bloco representado na Figura 4.6. Existem alguns critérios de seleção que podem influenciar no valor final da PAPR do sinal transmitido. A forma convencional de selecionar o candidato ótimo é justamente escolhendo o conjunto de rotações de fase (Φ) que minimize a PAPR do sinal OFDM. Desta forma, o sinal transmitido terá um conjunto Φ de acordo com

$$[\Phi_2, \Phi_3, \cdots, \Phi_V] = \arg \quad min_{[\Phi_2,\Phi_3,\cdots,\Phi_V]} \frac{max_{0\leq n\leq N}\left(\left|x_{d,n}\right|^2\right)}{E\left[\left|x_{d,n}\right|^2\right]}. \tag{4.8}$$

Outra forma, menos convencional, de selecionar o sinal de transmissão consiste em escolher um conjunto de fatores de fase que minimize a autocorrelação aperiódica de $x_{d,n}$ [64]. Portanto, de acordo com este critério, o sinal escolhido terá um conjunto Φ de acordo com

$$[\Phi_2, \Phi_3, \cdots, \Phi_V] = \arg \quad min_{[\Phi_2,\Phi_3,\cdots,\Phi_V]} \sum_{n=1}^{N-1} \left|\rho\left(x_{d,n}\right)\right|, \tag{4.9}$$

sendo $\rho(\cdot)$ a autocorrelação aperiódica de $(\cdot)$.

O segundo método de escolha do sinal candidato é mais eficiente que o primeiro em se tratando da redução da PAPR. Porém, para sistemas práticos, o método baseado em (4.9) é mais complexo que a solução proposta em (4.8) [64].

4.2.1 Informação Explícita no PTS

Na técnica PTS, o receptor deve conhecer o vetor com todos os fatores de rotação de fase $b_d^{(V)}$, usados na transmissão. Portanto, assume-se que a quantidade de *bits* necessária para transmitir esta informação pode ser calculada por (4.10), somente se as amostras transmitidas no primeiro sub-bloco nunca forem rotacionadas, como mostra a Figura 4.8. Logo, tem-se que

$$R_{ap} = \lceil (V-1) log_2(W) \rceil . \tag{4.10}$$

A informação explícita deve ser recebida de forma inequívoca, uma vez que, se a sequência empregada no receptor for diferente daquela empregada no transmissor, o símbolo OFDM na recepção será processado de forma indevida, resultando em uma SER elevada.

4.3 PTS – Modificado

Uma nova proposta de redução da PAPR consiste em modificar a técnica PTS, integrando-a com a técnica SLM. Conforme visto anteriormente, a técnica SLM consiste em multiplicar os símbolos de cada uma das subportadoras por uma amplitude $x \in \{-A, +A\}$. Já na técnica PTS, um bloco de *N* subportadoras é multiplicado por um conjunto de fases $\Phi_w \in [0,2\pi)$. A proposta de junção destas duas técnicas, denominada de PTS-Modificado, consiste em multiplicar cada subportadora (tal como no SLM) por um fator de ajuste de fase $\Phi_w \in [0,2\pi)$ (tal como no PTS). O critério de escolha das fases possui duas restrições: i) a alteração de fase ao longo da frequência deve ser suave, de modo que o esquema de estimação de canal possa ser capaz de estimar as rotações de fase introduzidas e, ii) a potência instantânea máxima não pode ultrapassar o limiar de ceifamento estabelecido.

Neste trabalho, empregou-se um processo de escolha das amostras de fase de forma exaustiva, até que se encontrasse um conjunto que atendesse as restrições impostas. Esta busca exaustiva não visa atingir a menor PAPR possível, mas sim definir um conjunto de amostras de fase que resultem em um valor de pico máximo instantâneo menor do que o limiar de ceifamento definido, diferentemente dos critérios mostrados em (4.8) e (4.9). Caso o tempo disponível para a busca das amostras seja atingido, pode-se definir como critério o conjunto de amostras que resulta na menor PAPR dentre aquelas analisadas no algoritmo. Isso permite definir uma relação de compromisso entre complexidade de implementação e redução da PAPR. A Figura 4.10 ilustra a modificação proposta para a técnica PTS que resulta na técnica PTS-Modificado. É interessante notar que a alteração visa modificar a forma como é combinado os fatores de rotação de fase para diminuição da PAPR do símbolo OFDM. Ao invés de rotacionar a fase do sub-bloco (PTS convencional), o PTS-M emprega rotação em cada amostra de amplitude de cada sub-bloco do sistema.

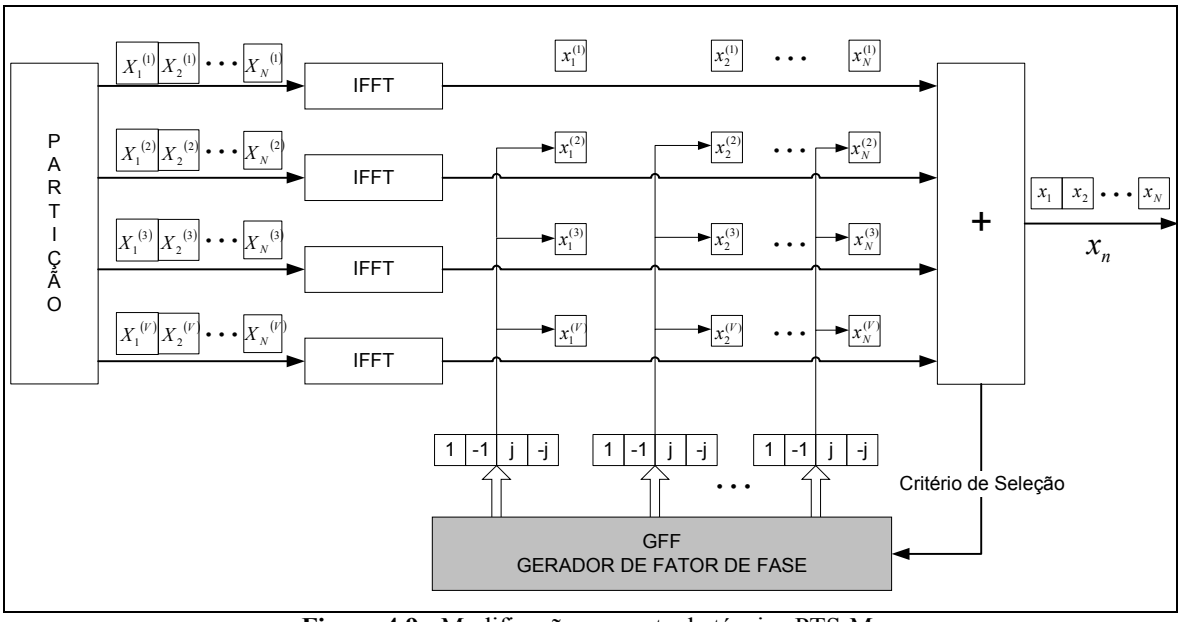


Figura 4.9 - Modificação proposta da técnica PTS-M.

Esta modificação mostrou uma maior eficiência na redução da PAPR em relação ao PTS convencional (Figura 4.11). Porém, o fato de rotacionar cada amostra dos V sub-vetores do sistema inviabiliza a transmissão do vetor $b_d^{(v)}$ como informação explícita em subportadoras adicionais. Dessa forma, o receptor deve estimar essas rotações sem nenhum conhecimento prévio das mesmas. Portanto, nota-se duas dificuldades na implementação de tal modificação. A primeira dificuldade está em estimar as rotações de fase usando estimadores convencionais para o OFDM na recepção [65]. Por isso, neste trabalho foi proposta uma equalização MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [18]. Já a segunda dificuldade advém justamente do fato de se usar equalização MMSE. Neste caso, existe a dificuldade em estimar a relação sinal-ruído de cada subportadora, $\gamma_c(f)$, que minimiza o ganho do ruído no processo de equalização [66]. Assumindo que a função transferência do canal seja $H(f)$, a resposta em frequência do equalizador, $G(f)$, usando MMSE, é dada por [18]

$$G(f) = \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 + \dfrac{1}{\gamma_c(f)}} \,. \tag{4.11}$$

Para fins de implementação da nova técnica, foi criado um sistema equivalente ao demonstrado na Figura 4.9, onde as rotações de fase imprimidas pela nova técnica são caracterizadas como uma função de transferência com resposta em frequência dada por $H(f)$, que modifica o espectro do sinal OFDM. Para a recepção do sinal PTS-M é

necessário empregar um equalizador que recupere a informação codificada na transmissão. Como já dito, será utilizado um equalizador de mínimo erro quadrático médio (MMSE). A Figura 4.10 apresenta o diagrama em blocos desse sistema equivalente.

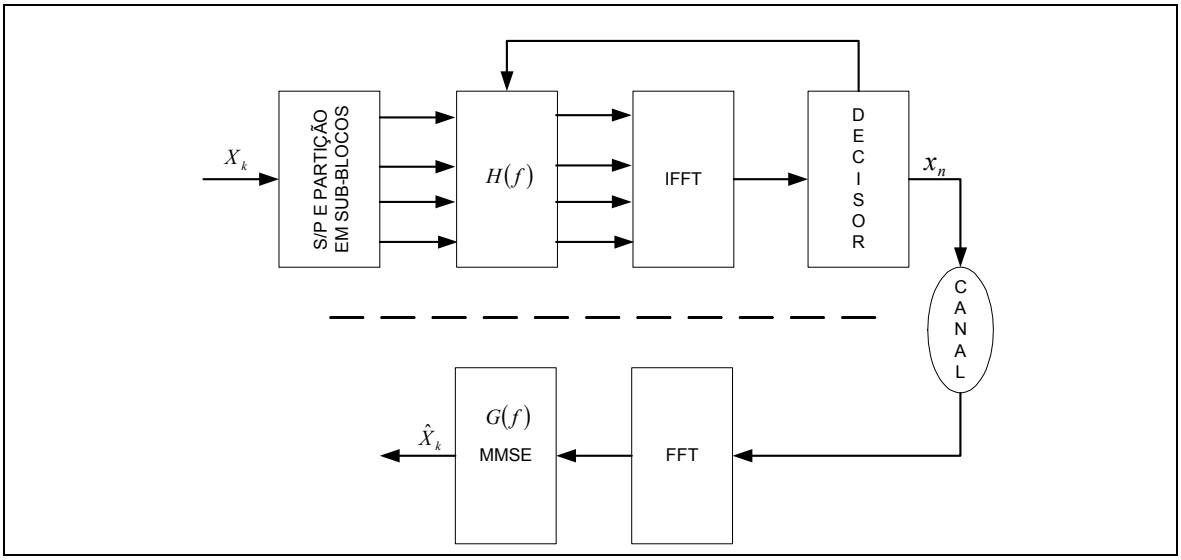


Figura 4.10 - Diagrama em blocos do sistema PTS – Modificado.

A Figura 4.11 compara a fdp da PAPR da técnica PTS-M com as fdp's da PAPR obtidas tanto com a técnica PTS convencional quanto com o OFDM convencional. Neste caso foi usado um sistema com 2048 subportadoras, modulação 16-QAM, $V = 4$ e $\Phi = \{1, -1, \mathrm{j}, -\mathrm{j}\}$.

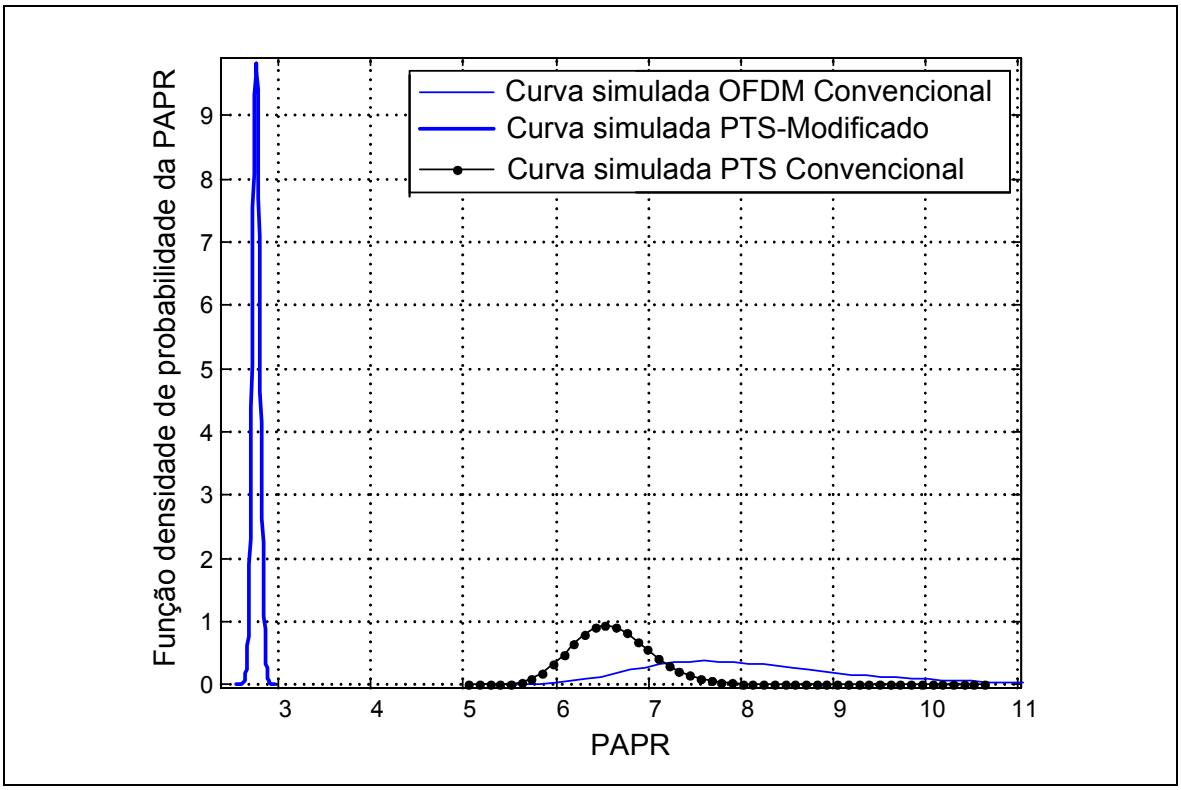


Figura 4.11 - Comparação entre as fdps da PAPR do OFDM convencional com as técnicas PTS e PTS-M.

Como essa técnica limita todas as amostras do símbolo OFDM a patamares menores que o limiar de ceifamento, o valor $max(|s_{OFDM}(t)^2|)$ é reduzido, diminuindo os valores da PAPR. Isto pode ser comprovado também pela Tabela 4.4 que compara as estatísticas das fdp's da PAPR para as técnicas baseadas no PTS e do OFDM convencional.

Tabela 4.4 - Estatísticas da fdp da PAPR para os esquemas baseados em PTS.

	OFDM Convencional	PTS Convencional	PTS-Modificado
$E[\text{PAPR}]$	8,2047	6,6094	2,7574
$VAR[\text{PAPR}]$	1,6160	0,1956	0,0016

4.4 Transformada de Walsh-Hadamard (WHT-OFDM)

Uma técnica bem difundida e que merece ser explorada é a técnica que utiliza a transformada de Walsh-Hadamard em símbolos OFDM, comumente chamada de WHT-OFDM [56]. A transformada ocorre quando se multiplica um vetor de entrada por uma matriz quadrada $N \times N$ criada a partir de (4.4), porém, com um fator $1/\sqrt{N}$ multiplicando a matriz de Hadamard. Este fator é usado para que a transformada não altere a energia do sinal transmitido. A técnica WHT, além de reduzir a PAPR, também produz um espalhamento das informações no domínio da frequência, sem aumento da largura de banda [56]. Este espalhamento amplia a robustez do sistema frente a canais com desvanecimento seletivo em frequência [67].

A Figura 4.12 ilustra o esquema de transmissão WHT-OFDM, onde b_k representa a sequência de bits a ser transmitida, e $c_n = i_n + jq_n$ é a sequência de símbolos seriais. A notação "^" denota a estimativa da informação recebida.

O vetor de símbolos seriais, c_n, multiplica a matriz de Walsh-Hadamard, Ω_{2^k}, resultando em um vetor $\overrightarrow{S\Omega}$, cujos elementos são combinações lineares dos N símbolos

desejados. Após a IFFT tem-se o símbolo WHT-OFDM $s\Omega$. Para um sistema com $N = 4$, tem-se

$$\overrightarrow{S\Omega} = c_n\Omega_4 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}$$
$$\overrightarrow{S\Omega} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} c_1 + c_2 + c_3 + c_4 & c_1 - c_2 + c_3 - c_4 & c_1 + c_2 - c_3 - c_4 & c_1 - c_2 - c_3 + c_4 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$
$$\overrightarrow{S\Omega} = \begin{bmatrix} S\Omega_1 & S\Omega_2 & S\Omega_3 & S\Omega_4 \end{bmatrix}.$$

Após a transmissão de $s\Omega$ pelo canal de comunicação, tem-se o sinal recebido $r\Omega$. À este sinal é aplicada a FFT, gerando assim o vetor recebido $\overrightarrow{R\Omega}$. Logo em seguida, é aplicada a transformada inversa de Walsh-Hadamard (IWHT – *Inverse Walsh-Hadamard Transform*) [56] sobre o vetor $\overrightarrow{R\Omega}$, resultando no vetor de dados $\hat{c}_n$.

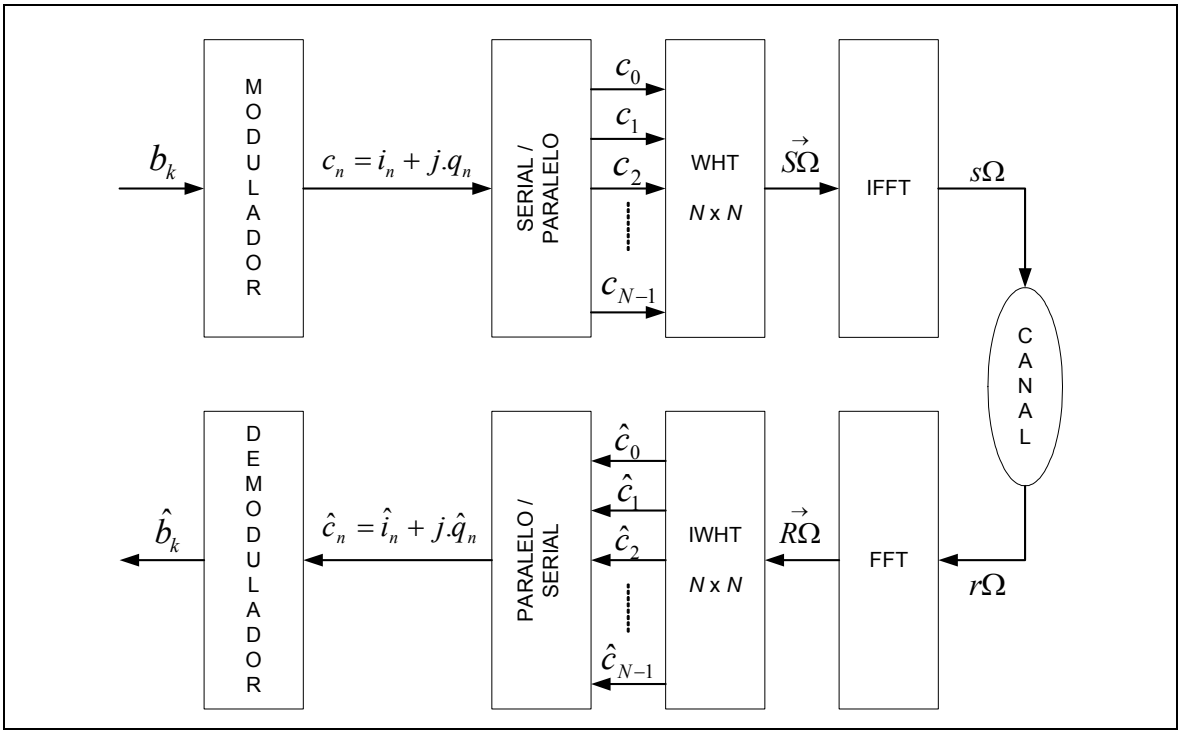


Figura 4.12 - Diagrama em blocos de um sistema WHT-OFDM

O processo da transformada inversa de Walsh-Hadamard é feito multiplicando-se o vetor resultate do processo da transformada de Fourier, $\overrightarrow{R\Omega}$, novamente pela matriz de Walsh-Hadamard ponderada pelo fator $1/\sqrt{N}$. A matriz inversa de Walsh-Hadamard é igual a matriz de Walsh-Hadamard, dado que

$$\Omega = \Omega^{-1}\,. \tag{4.13}$$

Logo, tem-se que

$$\hat{c}_n = c_n = \overrightarrow{R\Omega} \cdot \Omega_4 = [R\Omega_1 \quad R\Omega_2 \quad R\Omega_3 \quad R\Omega_4] \cdot \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}. \tag{4.14}$$

Desta forma, a probabilidade de ocorrências de picos é reduzida pois, a probabilidade da soma em fase das subportadoras também é reduzida [57]. A Figura 4.13 apresenta a fdp da PAPR para símbolos do OFDM convencional e para símbolos obtidos através da transformada de Walsh-Hadamard. Pode-se notar que esta técnica reduz a PAPR dos símbolos OFDM. Nesta comparação foi considerado um sistema com 2048 sub-portadoras, modulação 16-QAM e matriz de Hadamard Ω_{2048}.

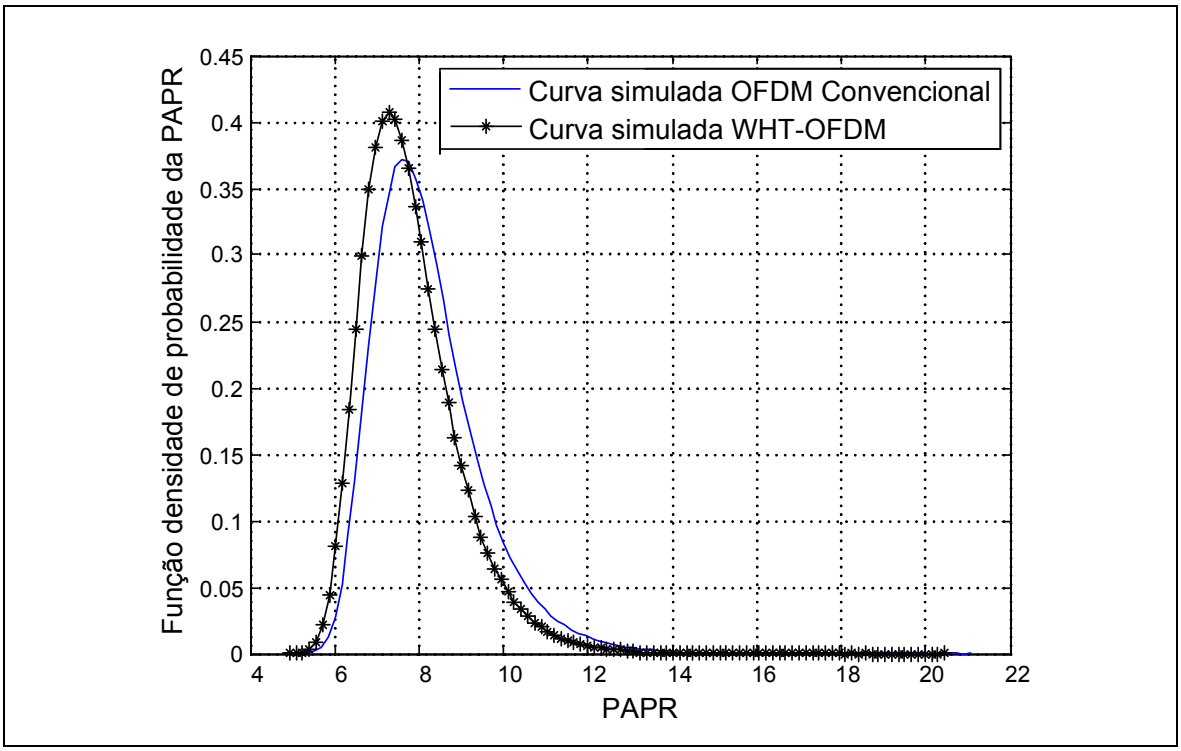


Figura 4.13 - Comparação entre PAPR do símbolo OFDM convencional e do WHT-OFDM.

A Tabela 4.5 mostra a comparação entre as técnicas de redução da PAPR abordadas neste trabalho. É feita uma comparação quanto ao valor médio e a variância da PAPR de cada técnica e, também, quanto à perda na taxa de transmissão de informação devido à necessidade de transmissão da informação explícita.

Tabela 4.5 – Comparação entre as técnicas de redução da PAPR.

	OFDM Convencional	SLM-M $U = 4$	SLM-M $U = 200$	PTS Convencional $V = 4$	PTS-M $V = 4$	WHT-OFDM
$E[\text{PAPR}]$	8,2047	7,0686	5,9226	6,6094	2,7574	7,7969
$VAR[\text{PAPR}]$	1,6160	0,3314	0,0391	0,1956	0,0016	1,3244
Informação Explícita	Não	Sim[1]	Sim[1]	Sim[1]	Não	Não

4.5 Conclusão

A técnica SLM-OFDM de fato reduz a PAPR, mas a escolha do tipo e número de sequências PN usadas no processo de mapeamento seletivo influencia diretamente no nível de redução. Os resultados apresentados neste trabalho mostram que o esquema SLM que emprega as sequências MLS possui uma redução dos valores da PAPR ligeiramente maior do que o esquema SLM que emprega as sequências de Walsh-Hadamard. O ganho de redução da PAPR também é maior quanto maior for o número de sequências empregadas (U). No entanto, a complexidade do sistema aumenta consideravelmente com o aumento deste número.

O uso de sequências PN complexas não apresenta nenhum ganho na redução da PAPR se comparada com as sequências MLS reais. Dessa forma, pode-se concluir que o uso de sequências PN complexas não influencia na redução da PAPR. Já na técnica PTS, o aumento do conjunto de rotação de fase (W) diminui a probabilidade do surgimento de símbolos com alta PAPR, também ao custo do aumento da complexidade do sistema. Mesmo sendo uma técnica simples, o WHT-OFDM apresentou ganho na redução da PAPR, embora, inferior ao ganho obtido com as técnicas SLM e PTS. Dentre as técnicas estudadas, a técnica PTS é a melhor do ponto de vista da diminuição da PAPR.

[1] Comumente faz-se a transmissão da informação explícita, embora existam técnicas que não empregam esta solução [52].

Um aumento nos valores de U e V das técnicas SLM e PTS aumentam a probabilidade de se escolher símbolos com baixa PAPR para a transmissão. Porém, aumenta também o número de blocos de IFFT necessários. Além disso, aumenta também o número de portadoras necessárias para transmitir esta informação para o receptor. Isto faz com que haja uma diminuição na vazão de dados do sistema.

Apesar da técnica WHT-OFDM apresentar menor eficiência na redução da PAPR, esta leva vantagem pela sua baixa complexidade de implementação. Além disso, não há necessidade de transmissão de informação explícita nesta técnica. Portanto, isto se torna uma vantagem para a referida técnica do ponto de vista da vazão de dados do sistema. Além disso, esta técnica aumenta a robustez do sistema frente aos canais seletivos em frequência.

Capítulo 5

Desempenho em Canal Não-Linear com Ceifamento de Pico

A eficiência de redução da PAPR, somente, não é uma métrica suficiente para avaliar se a técnica de redução é eficiente ou não. Além desta medida é necessário levantar o desempenho de cada técnica frente a um canal não-linear com ceifamento de pico e, a partir destes resultados, julgar a eficiência da técnica de redução da PAPR. Neste tipo de canal, o ceifamento de pico implica em um erro no vetor transmitido que pode causar uma recepção equivocada da informação. Portanto, também é interessante estudar as características deste canal a fim de levantar o desempenho do sistema.

5.1 Linearidade do amplificador de potência

Para que seja mantida a ortogonalidade entre as subportadoras no sinal OFDM é necessário que o processo de amplificação seja linear. Para identificar a região de amplificação linear nos amplificadores de potência, normalmente utiliza-se o critério do ponto de compressão de 1 dB [68]. Este ponto define o limiar entre a região de amplificação linear e não-linear. Por definição, o ponto de compressão de 1 dB é o ponto onde o ganho do amplificador é 1 dB abaixo do ganho de um amplificador ideal. A Figura

5.1 apresenta a função de transferência de potência de um amplificador com potência de saída normalizada, e ilustra o ponto de compressão de 1 dB.

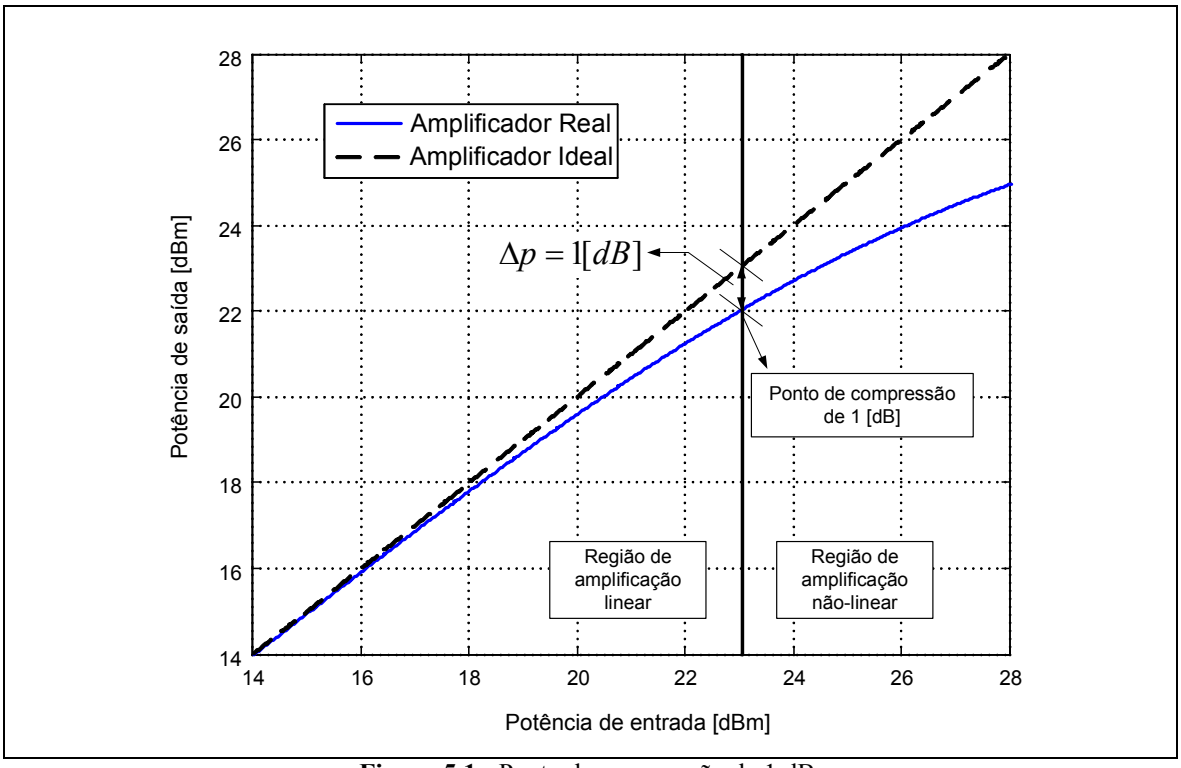


Figura 5.1 - Ponto de compressão de 1 dB.

Uma regra comum para projeto de amplificadores de potência é fazer com que os amplificadores operem próximo do ponto de compressão de 1 dB. Pois, dessa forma, aumenta-se a eficiência energética do amplificador [68]. Porém, se esta regra for usada para sistemas OFDM, os picos do sinal podem levar o amplificador a operar na região não-linear. Caso isso de fato ocorra, os picos do sinal OFDM serão ceifados devido à saturação do amplificador de potência, imprimindo ao sistema distorções não-lineares. Estas distorções causam a perda da ortogonalidade entre as subportadoras e aumenta o recrescimento espectral [1]. A Figura 5.2 apresenta o erro de modulação imprimido pelo efeito do ceifamento de pico no sinal OFDM. Neste caso, foi utilizada uma modulação QPSK com 64 subportadoras e limiar de ceifamento $2\sigma_a$.

O vetor erro presente na constelação é fruto somente da influência da não-linearidade do amplificador de RF. Para reduzir este efeito pode-se trabalhar com um alto *back-off* nos amplificadores, de forma que o amplificador passe a operar com um recuo de potência de b_{off} maior que a potência média do sinal OFDM de entrada [48].

A Figura 5.3 apresenta a probabilidade de ocorrência de ceifamento em um símbolo OFDM. Para cada valor de N tem-se uma probabilidade de ceifamento diferente, uma vez que a ocorrência de picos no sinal OFDM depende diretamente deste valor.

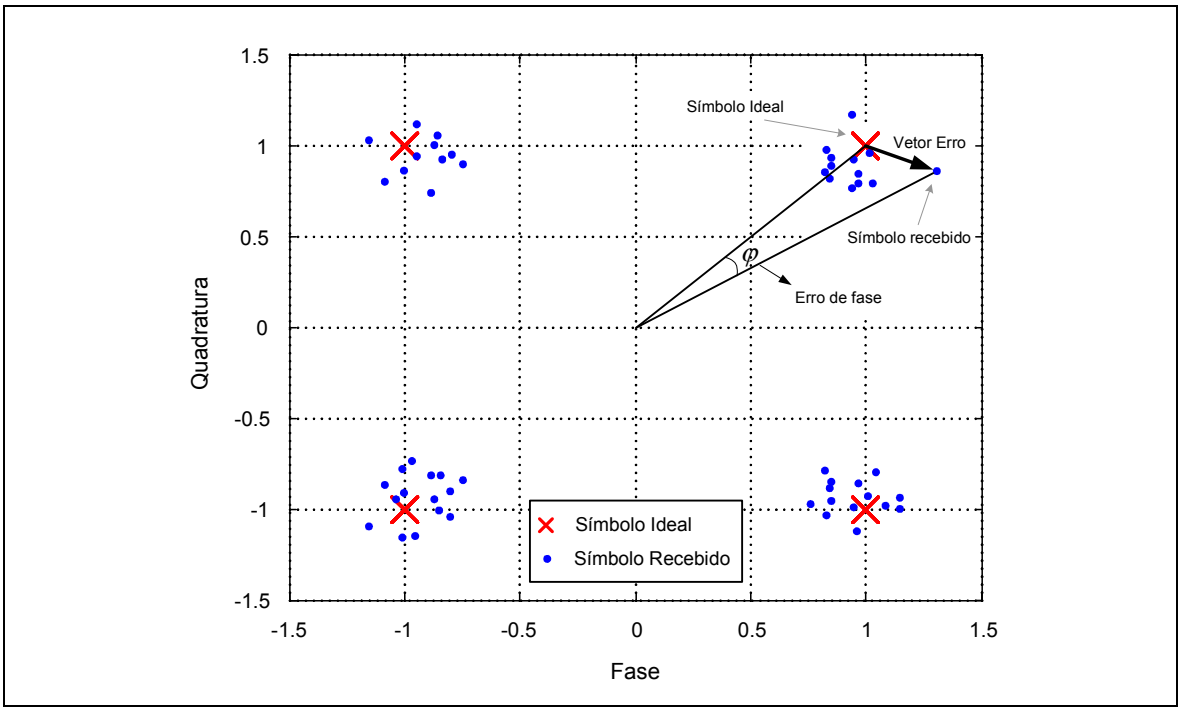


Figura 5.2 – Vetor erro de modulação provocado pelo ceifamento de pico.

A probabilidade de ocorrência de ceifamento em um símbolo OFDM é dada por

$$p(clip) = \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N}{k} p^k (1-p)^{N-k}\,, \tag{5.1}$$

onde p é a probabilidade de uma amostra do símbolo OFDM ultrapassar o limiar de ceifamento, $(1-p)$ é a probabilidade da amostra do símbolo OFDM não ultrapassar o limiar de ceifamento e k é o número de amostras ceifadas em um símbolo OFDM. Sendo S uma variável aleatória Rayleigh, então [47]

$$p(S < clip) = 1 - e^{-clip^2}\ . \tag{5.2}$$

Logo, a probabilidade de uma amostra da envoltória do sinal OFDM sofrer o ceifamento é dada por

$$p(S > clip) = 1 - p(S < clip) = e^{-clip^2}\,. \tag{5.3}$$

Com base na Figura 5.3, pode-se determinar o *back-off* ideal para operação do amplificador. Por exemplo, se a probabilidade de ceifamentos de pico aceitável para o sistema for de 10^{-5}, será necessário então *back-off* de potência $b_{off} = 12{,}1$ dB para um sistema com 128 subportadoras. Caso seja aceitável uma maior probabilidade de ceifamentos, por exemplo 10^{-4}, pode então ser feita uma redução no *back-off* de potência da ordem de 0,6 dB. A escala vertical do gráfico apresentado na Figura 5.3 representa os valores de *back-off* em dB necessário para se obter uma dada probabilidade de ceifamento do símbolo OFDM [23].

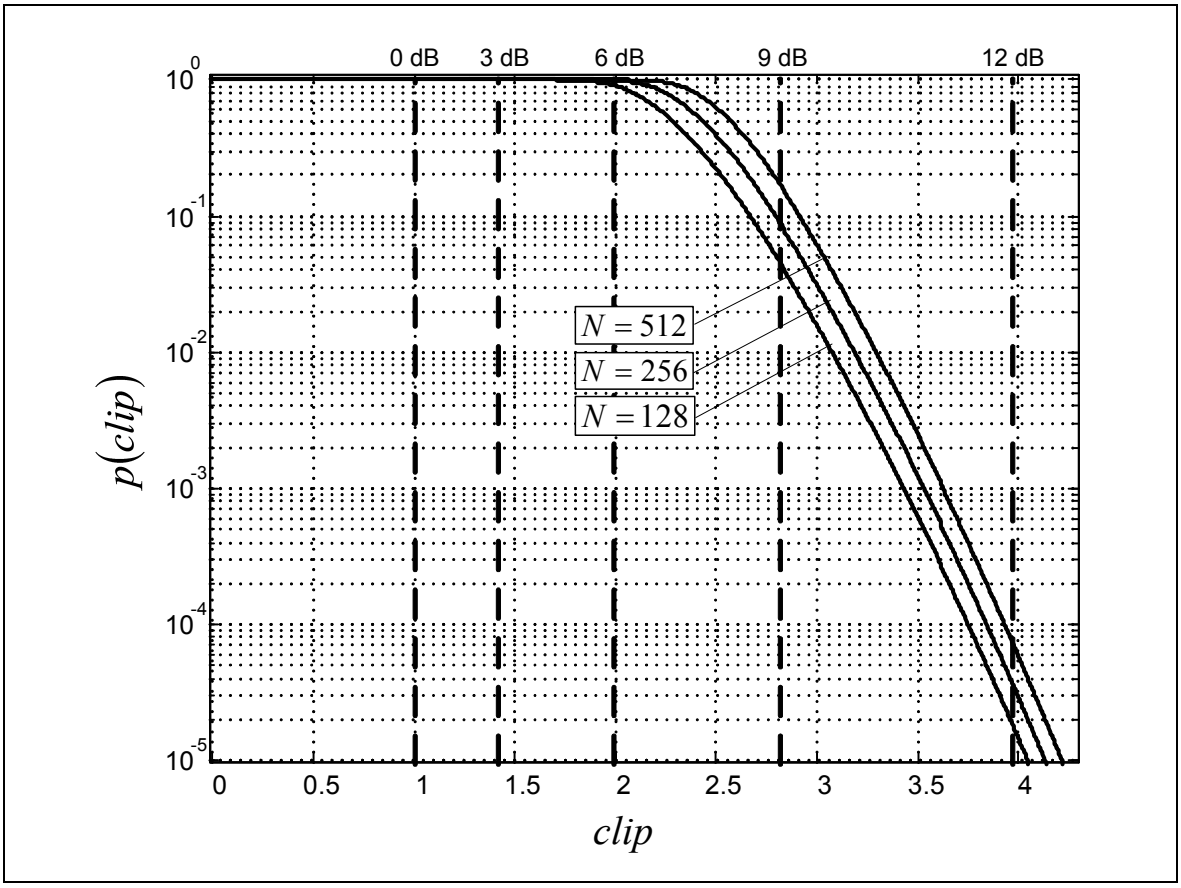


Figura 5.3 – Probabilidade de ceifamento de pico.

O fato de aumentar o valor de *back-off* implica na redução da eficiência dos amplificadores. O uso de uma técnica de redução da PAPR permite reduzir o valor do *back-off* nos amplificadores, aumentando a eficiência energética do sistema.

A eficiência de um amplificador de potência, η, possui relação direta com o valor da PAPR. Ou seja, à medida que o valor da PAPR diminui em um sinal OFDM, a eficiência do amplificador cresce. O limite superior da eficiência de amplificadores classes A e B é dado por [69]

$$\eta(\%) = \Lambda \cdot e^{-\lambda \cdot PAPR\,[dB]}\,, \tag{5.4}$$

onde as constantes Λ e λ dependem das características de construção do amplificador, e os valores usuais para amplificadores classes A e B podem ser vistos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Valores usuais para Λ e λ para amplificadores classes A e B.

Classe	**Λ**	**λ**
A	58,7%	0,1247
B	90,7%	0,1202

5.2 Modelo de amplificador usado nas simulações

A função de transferência de potência do amplificador real, mostrada na Figura 5.1, segue o modelo de um amplificador de potência de estado sólido (SSPA – *Solid State Power Amplifier*) baseado no Modelo de Rapp [70]. A curva do ganho de potência deste modelo é dada por

$$g[A(t)] = \frac{\nu A(t)}{\left[1 + \left(\frac{\nu A(t)}{clip}\right)^{2\xi}\right]^{\frac{1}{2\xi}}}\,, \tag{5.5}$$

onde $A(t)$ é o sinal de entrada do amplificador, ν é o ganho do amplificador, $clip$ é a amplitude de saturação e ξ o fator de suavidade (*smoothness factor*) da curva de amplificação. O modelo de amplificador usado nas simulações deste trabalho é ilustrado na Figura 5.4 e pode ser visto como sendo um amplificador modelo RAPP com $\xi \to \infty$. Sendo assim, a resposta do amplificador se resume a

$$g[A(t)]|_{\xi\to\infty} = \begin{cases} \nu A(t) \;\;, & -clip \le \nu A(t) \le clip \\ clip \;\;, & A(t) > clip \\ -clip \;\;, & A(t) < clip \end{cases}. \tag{5.6}$$

A Figura 5.4 apresenta a resposta da amplitude de saída em função da amplitude de entrada do amplificador empregado nas simulações computacionais. Para isso, assume-se o ponto de saturação como uma limitação abrupta em $clip = \pm k\sigma_a$, sendo

k um número real qualquer e σ_a o desvio padrão da amplitude real do sinal OFDM. A resposta deste amplificador caracteriza um canal não-linear com ceifamento de pico.

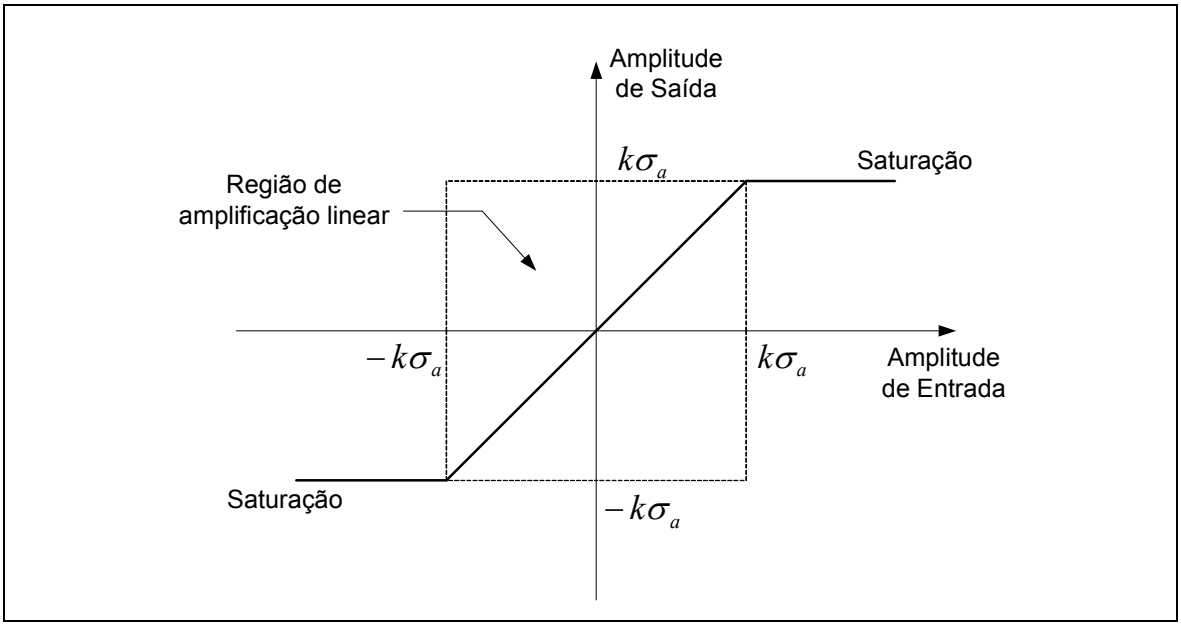


Figura 5.4 - Curva da resposta de amplitude de saída em função da amplitude de entrada de um canal com ceifamento de pico.

5.3 Desempenho das técnicas de redução da PAPR em canal Não-Linear

As técnicas descritas no Capítulo 4 foram submetidas a um canal não-linear igual ao mostrado na Figura 5.4, e a taxa de erro de símbolo, obtida por simulações computacionais, são apresentadas nesta seção. Os parâmetros utilizados nas simulações são mostrados na Tabela 5.2. Assume-se a presença de ruído AWGN na recepção.

Tabela 5.2 - Parâmetros usados nas simulações.

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Número de subportadoras (N)	2048
Número de códigos (somente SLM)	$U = 4$ e $U = 200$
Limiar de ceifamento ($k\sigma_a$)	$k = \pm 2$
Números de blocos (V) (somente PTS)	$V = 4$

A Figura 5.5 apresenta a SER vs. E_s/N_0 obtida para os esquemas OFDM convencional, SLM-M e SLM-H. É possível observar na mesma figura que o ceifamento

de pico resulta em um patamar de erro de símbolos. As técnicas SLM apresentadas permitem reduzir o patamar de erro de símbolos em aproximadamente uma ordem de grandeza para valores altos de U. Quanto menor o valor de U menor a probabilidade de se encontrar um símbolo com baixa PAPR. Portanto, ao aumentar o número de sequências PNs usadas no mapeamento seletivo, tem-se uma melhora de desempenho quanto à taxa de erro de símbolo. Porém, este aumento no desempenho causa uma diminuição na vazão de dados do sistema, já que, mais portadoras deverão ser empregadas no transporte da informação explícita. Além disso, há um aumento de complexidade do sistema, uma vez que a técnica exige U IFFTs na implementação do transmissor.

Na Figura 5.5 também é possível observar que a ligeira melhora na fdp da PAPR obtida com a técnica SLM-M sobre a técnica SLM-H não se traduz em um ganho de desempenho expressivo quanto à SER. Ambas as técnicas apresentam um desempenho equivalente em um canal AWGN não-linear quando U é elevado. Para valores baixos de U, a técnica SLM-M é ligeiramente melhor do que a técnica SLM-H.

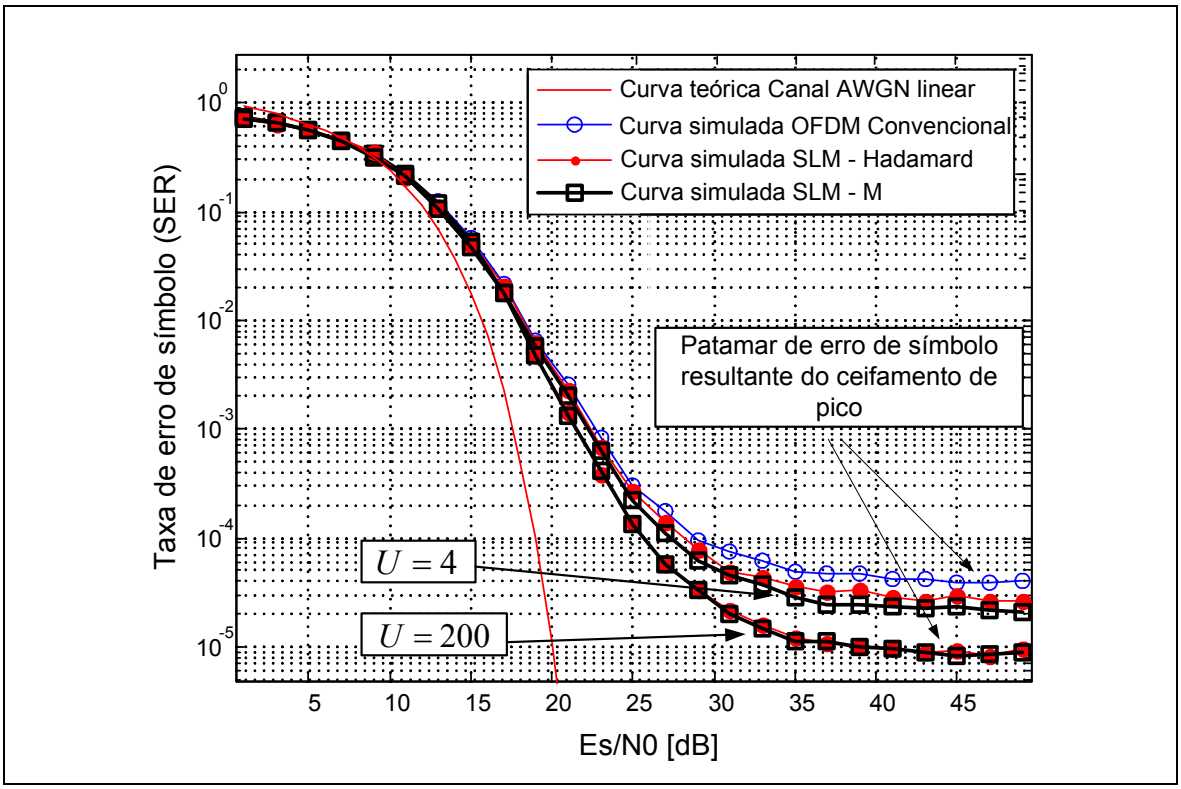


Figura 5.5 - Desempenho das técnicas SLM-M e SLM-H em comparação com o OFDM convencional.

A Figura 5.6 apresenta a SER obtida com as técnicas PTS convencional e PTS-Modificado em comparação com a técnica OFDM sem redução de PAPR. Neste caso, assumiu-se a recepção sem a necessidade da informação explícita. Ou seja, tanto o PTS

convencional, quanto o PTS-M utilizam um estimador de canal MMSE tal como apresentado na Figura 4.10. Observando a figura, é possível concluir que a técnica proposta neste trabalho apresenta um desempenho superior à técnica PTS convencional, uma vez que a PAPR do sinal resultante da técnica PTS-M é significativamente menor. Pode-se observar também que ambas as técnicas possuem um desempenho pior do que o OFDM convencional para baixa relação sinal-ruído (SNR). Isto pode ser explicado pelo fato do bloco GFF introduzir uma variação da resposta em frequência do canal que deve ser compensada pelo equalizador na recepção. Como já dito anteriormente, o estimador de canal é baseado no esquema MMSE descrito em (4.11). Esta técnica deve conhecer a relação sinal-ruído de cada subportadora do OFDM, tornando complexa a aplicação do MMSE na prática. Nas simulações deste trabalho foi utilizada a relação sinal-ruído média na recepção do sinal OFDM, objetivando uma menor complexidade de implementação. O contraponto desta abordagem é um desempenho subótimo do sistema de equalização. Portanto, ao final do processo de equalização tem-se uma estimação ruidosa do canal, criando, assim, um erro que depende da relação sinal-ruído da informação recebida. Outros métodos de estimação de canal utilizam dados estatísticos da SNR e, portanto, são mais robustos que o MMSE [71] [72]. Estes esquemas de equalização podem ser usados para aumentar o desempenho da técnica PTS-M.

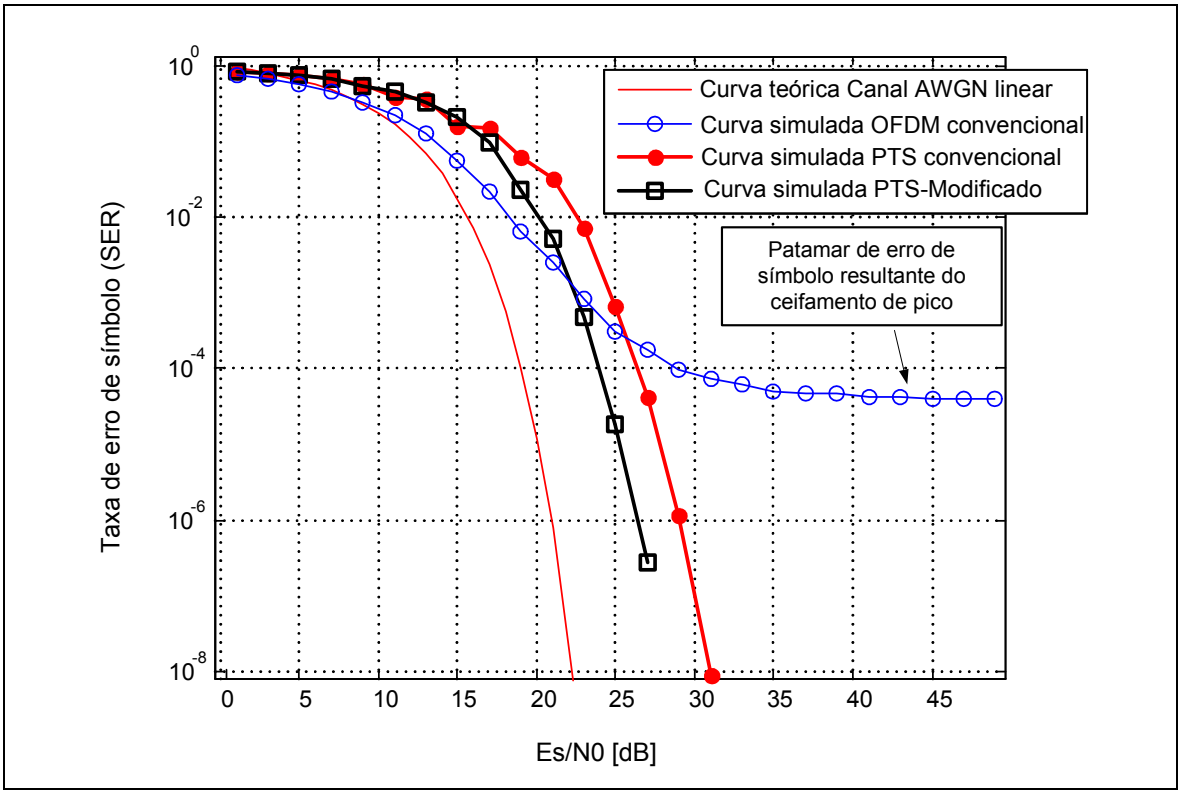


Figura 5.6 - Desempenho da técnica PTS e PTS-M em comparação com o OFDM convencional.

A técnica SLM não introduz essa distorção para baixos valores de SNR porque as rotações de fase de zero ou 180 graus ($+A$ e $-A$) são conhecidas pelo receptor para cada subportadora. Assim, nas técnicas SLM não há necessidade de se estimar as rotações de fase em cada portadora, como no caso específico de aplicação da técnica PTS. Outro ponto importante a ser observado é que embora o uso de ambas as técnicas PTS resulte em um desempenho pior do que o desempenho em canais AWGN lineares, estas técnicas reduzem severamente a SER para valores altos de SNR. A redução da SER é maior no PTS-M pelo fato da probabilidade de ceifamento tender a zero com o uso desta técnica.

É interessante comparar o PTS convencional com o PTS-Modificado, porém agora com o uso da informação explícita na recepção do PTS convencional. Portanto, na Figura 5.7 assume-se que para o PTS convencional o receptor conhece as rotações de fase impostas pela transmissão. Desta forma, tem-se uma estimação perfeita destas rotações. A Figura 5.7 mostra a resposta do PTS convencional com estimação perfeita e a compara com o PTS-M.

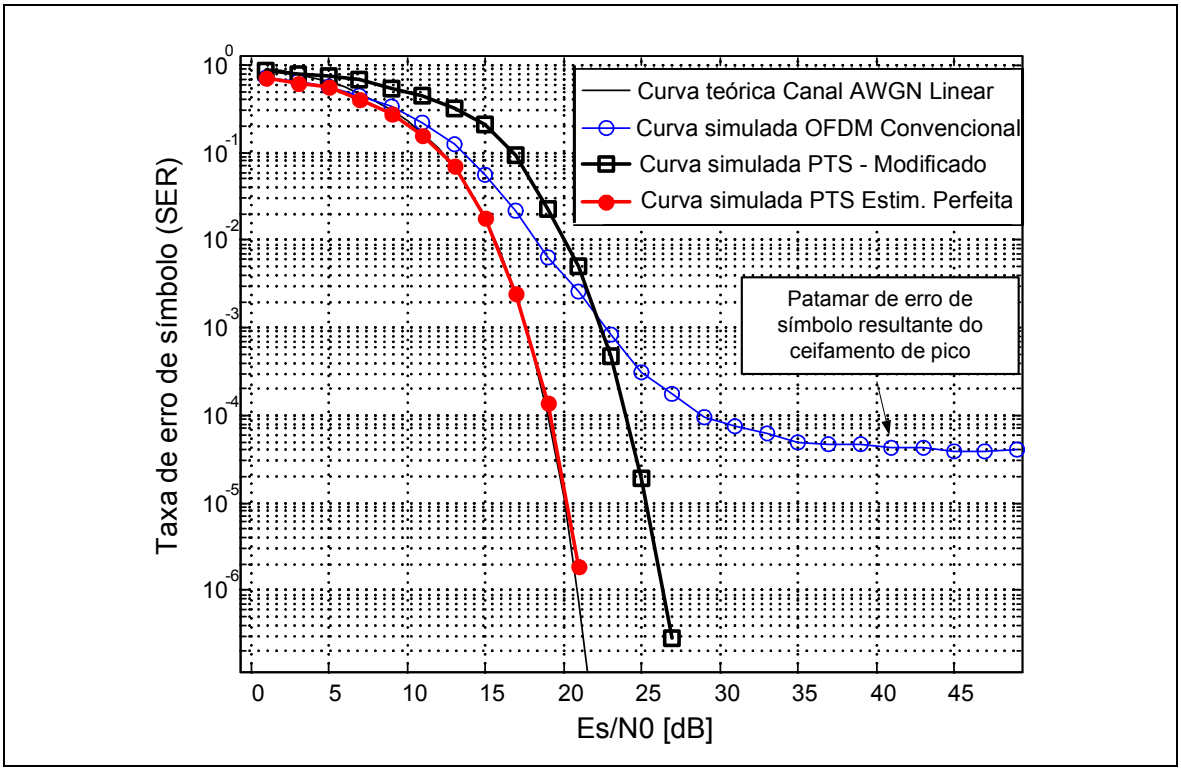


Figura 5.7 - Comparação entre PTS-M e PTS convencional com estimação perfeita.

Fica claro que o uso da informação explícita no PTS convencional produz um ganho expressivo no desempenho do sistema. Portanto, o ganho obtido com esta

informação se torna interessante à medida que, a perda do sistema com relação à vazão de dados, não for proibitiva.

A Figura 5.8 mostra o desempenho da técnica WHT-OFDM e compara com o OFDM convencional. Observa-se que apesar da técnica reduzir a PAPR (Figura 4.13) o desempenho da técnica em canal com ceifamento de pico é pior que o OFDM convencional [16]. Como já mostrado, o sinal obtido no processo de transformação de Walsh-Hadamard, $\overrightarrow{S\Omega}$, é o resultado de uma combinação linear dos N símbolos seriais de transmissão, c_n. Portanto, apesar da probabilidade de ceifamento de pico ser menor na técnica WHT-OFDM, quando ocorre um ceifamento em uma determinada componente do sinal, o erro provocado pelo ceifamento é distribuído em todos os símbolos seriais que formam o sinal WHT-OFDM, aumentando assim, a taxa de erro de símbolo do sistema.

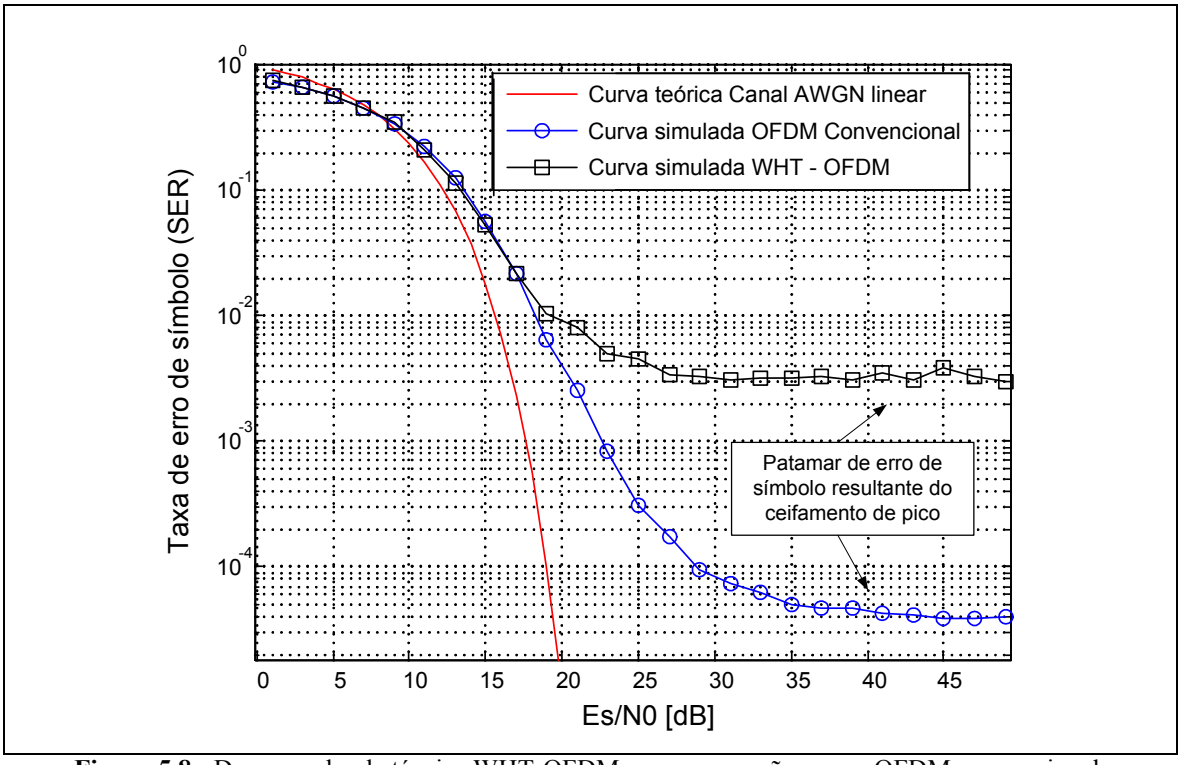


Figura 5.8 - Desempenho da técnica WHT-OFDM em comparação com o OFDM convencional.

A Figura 5.9 mostra o erro de modulação causado pelo ceifamento de pico nos sinais OFDM convencional e WHT-OFDM. Pode-se notar que, em média, os símbolos WHT-OFDM recebidos possuem intensidade de erro maior que no OFDM convencional. Isto pode ser visto na Figura 5.10 e melhor comprovado na Figura 5.11. A Figura 5.10 mostra a fdp do erro de modulação para o OFDM convencional e para o WHT-OFDM.

Para geração destas figuras foi utilizado um sistema com 2048 subportadoras, modulação 16-QAM e limiar de ceifamento $\pm 2\sigma_a$.

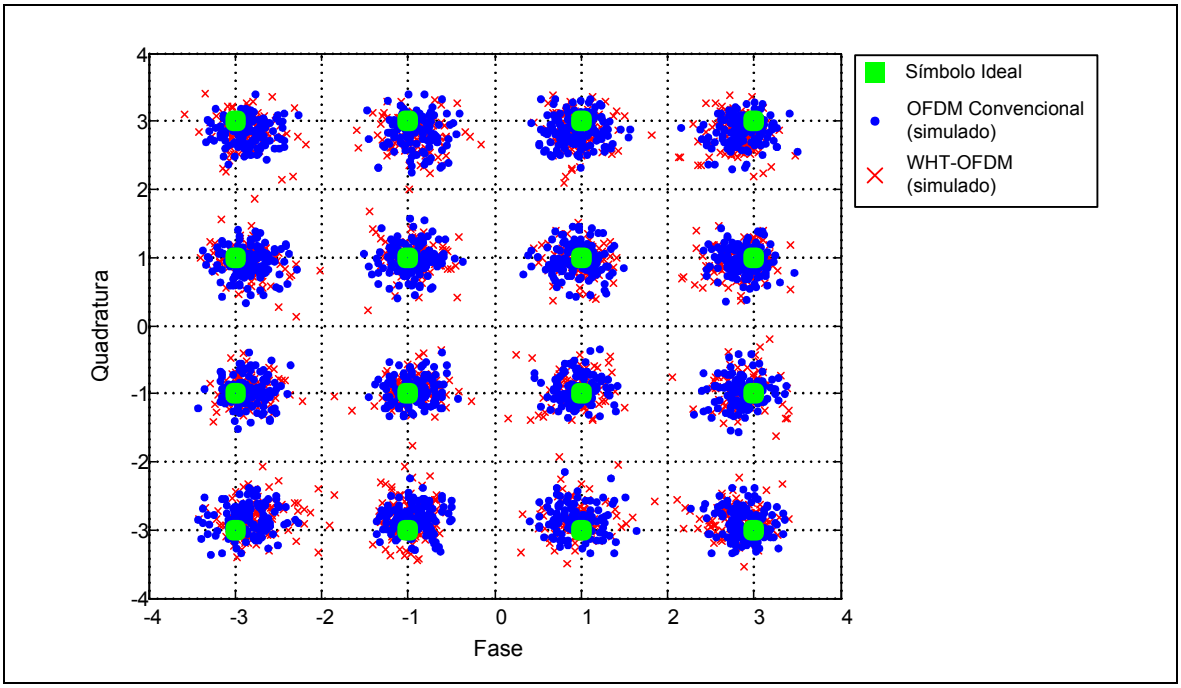


Figura 5.9 - Erro de modulação do OFDM convencional e WHT-OFDM.

A Figura 5.11 apresenta a probabilidade do erro de modulação ultrapassar um dado limiar de erro (ε). Para o resultado presente na figura foi utilizado um sistema com modulação 16-QAM, 2048 subportadoras e limiar de ceifamento igual a $\pm 2\sigma_a$.

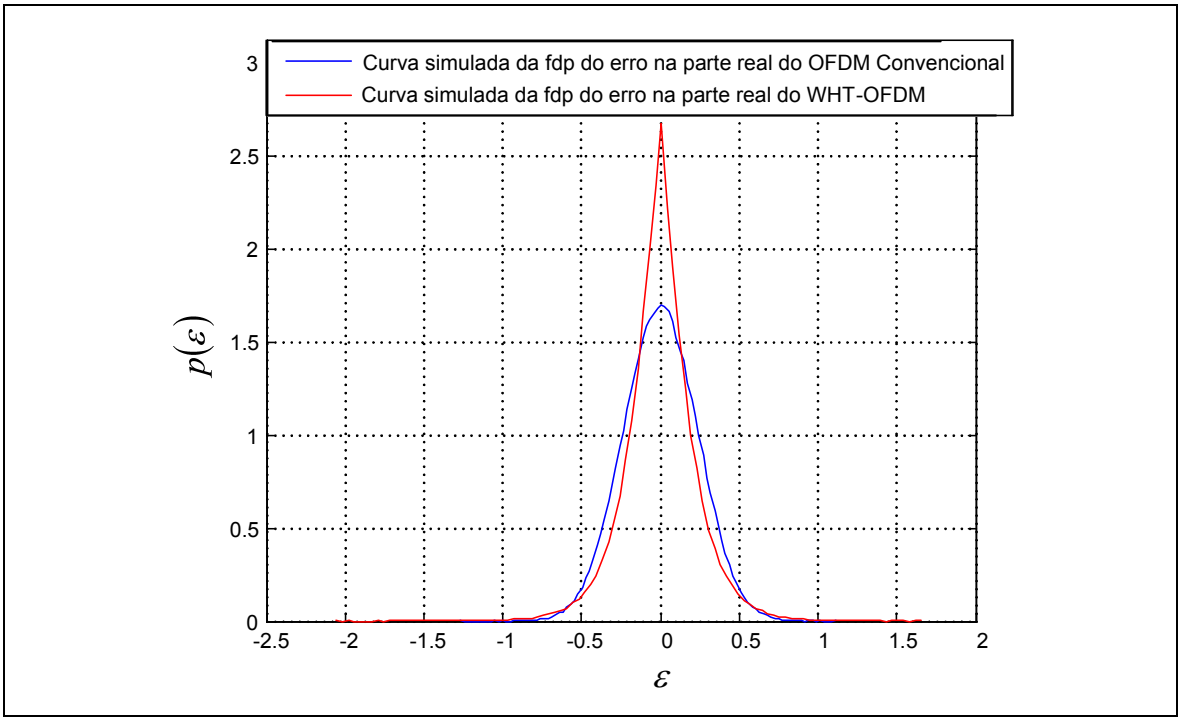


Figura 5.10 - fdp do erro na componente real dos símbolos OFDM convencional e WHT-OFDM.

Da Figura 5.11 pode-se concluir que, valores altos de erro de modulação provocado pelo ceifamento de pico (mostrado na Figura 5.9) ocorrem com maior probabilidade no WHT-OFDM, enquanto que erros com menor intensidade aparecem com maior probabilidade no OFDM convencional. Portanto, isto explica o pior desempenho em termos de SER para o WHT-OFDM quando comparado com o OFDM convencional.

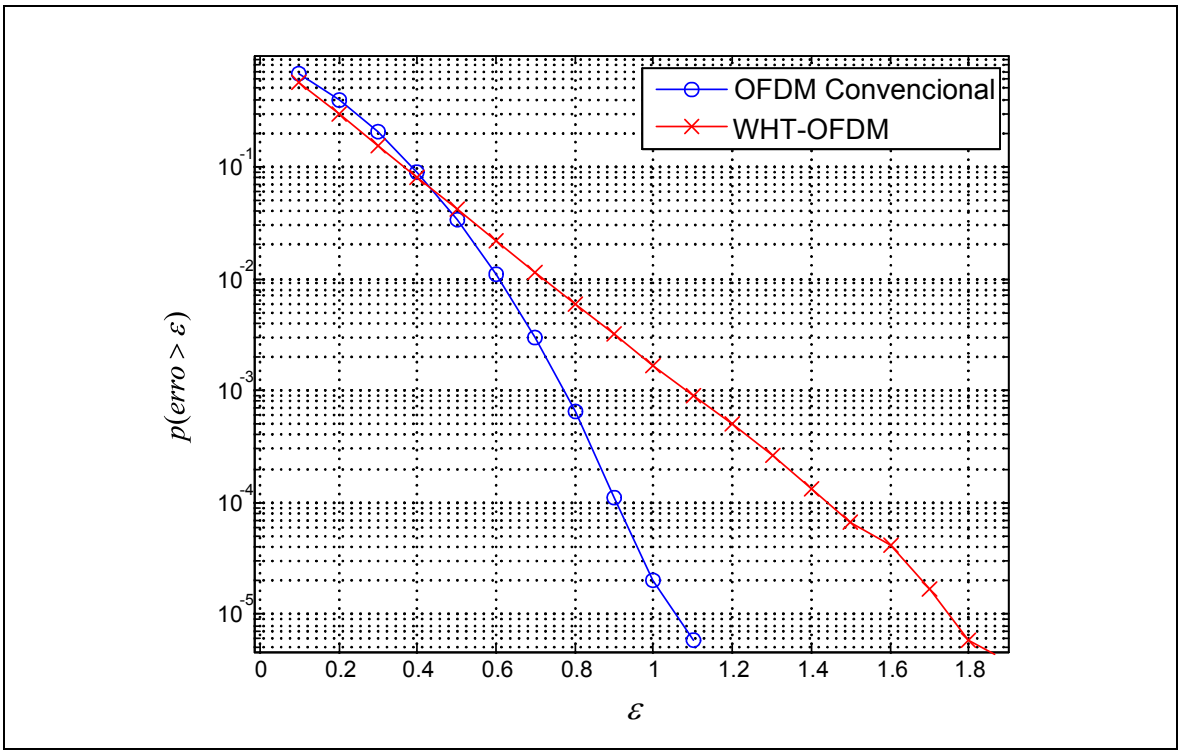


Figura 5.11 - Probabilidade do erro de modulação ultrapassar determinado limiar ε para WHT-OFDM e OFDM convencional.

Portanto, o uso do WHT-OFDM em canais com desvanecimento plano e ceifamento de pico não é interessante, pois o sistema irá ter um aumento na complexidade ao passo que seu desempenho (SER) diminuirá.

5.4 Conclusão

O ceifamento de pico provoca um erro no vetor transmitido que aumenta a taxa de erro de símbolo do sistema. Para diminuir este efeito pode-se aumentar o *back-off* do amplificador de potência. Este valor pode chegar a dezenas de decibéis dependendo da taxa de ceifamento de pico aceitável. Portanto, controlar o ceifamento de picos através deste recurso fica cada vez menos eficiente, principalmente nos sistemas atuais de comunicação.

Estes sistemas exigem um grande número de subportadoras, o que eleva o valor médio da PAPR, e consequentemente, diminui a eficiência dos amplificadores.

O erro causado pela não-linearidade do amplificador gera um limitante inferior para a taxa de erro de símbolo do sistema OFDM. Portanto, o sistema terá um patamar de erro no qual um aumento na relação E_s/N_0 não resulta em uma redução da SER. Isto exige, por exemplo, o uso de uma técnica de redução da PAPR para obter taxa de erro de símbolo menores.

A técnica SLM proporciona uma redução no patamar de erro de símbolo do sistema OFDM quando o canal é plano, estático e não-linear. Porém, a técnica PTS possui um melhor desempenho neste tipo de canal, se comparada com a técnica SLM. O aumento no número de sequências PN usadas no processo de mapeamento seletivo (U) resulta em uma melhoria significativa no desempenho do SLM. Porém, mesmo com $U \gg V$ o PTS se mantém com um desempenho superior ao SLM quanto à taxa de erro de símbolo.

A técnica PTS-M possui melhor desempenho se comparada com o PTS convencional, quando ambas as técnicas utilizam estimação de canal baseada no equalizador MMSE. Caso o PTS convencional empregue uma estimação perfeita das rotações de fase impostas pelo bloco GFF, esta solução resulta em um desempenho melhor do que o PTS-M no que se refere a SER. Porém, isto exigirá que a informação das rotações de fase seja conhecida no receptor, fazendo com que a vazão de dados do sistema diminua.

Por último, o WHT-OFDM não apresentou um ganho no desempenho do sistema. Pelo contrário, este apresentou desempenho pior que sistemas que não utilizam técnicas de redução da PAPR (OFDM convencional). Desta forma, pode-se concluir que o uso do WHT-OFDM em canais não-lineares com desvanecimento plano em frequência é inadequado, uma vez que o patamar de erro de símbolo aumenta ao passo que a complexidade do sistema também aumenta.

Capítulo 6

Conclusões Finais

De maneira geral, a redução da PAPR é um assunto que vem ocupando espaço em pesquisas e contribuições científicas por todo o mundo. Neste caso, uma comparação entre os vários modelos existentes é necessária, uma vez que a escolha da técnica é um fator importante a ser estudado em um projeto de transmissão OFDM.

As técnicas apresentadas neste trabalho de fato reduzem a PAPR, porém nem sempre isto se reflete em melhor desempenho em canais AWGN não-lineares. Isto pode ser visto no WHT-OFDM se comparado com o OFDM convencional, e também na comparação do SLM-M com 200 sequências e o PTS convencional com 4 sub-blocos. Nas duas situações apresentadas, as técnicas com melhor eficiência na redução da PAPR (WHT-OFDM e SLM-M 200) apresentaram pior desempenho no canal com ceifamento de pico. Portanto, conclui-se que somente a análise quanto à redução da PAPR não é suficiente. É necessário analisar também o desempenho quanto à taxa de erro de símbolo de cada técnica.

Embora a técnica SLM ainda resulte em um patamar de erro de *bit*, este patamar é inferior ao patamar de erro de *bit* obtido com o uso do OFDM convencional. O aumento no número de sequências PN (U) reduz ainda mais o patamar de erro, ao custo da elevação da complexidade do transmissor. É importante ressaltar que o uso de sequências

complexas na técnica SLM não resulta em melhorias em redução da PAPR em comparação com a técnica SLM que emprega apenas sequências MLS reais.

A técnica PTS apresenta um desempenho superior à técnica SLM, tanto na redução da PAPR quanto no desempenho quanto à taxa de erro de símbolo. O fato desta técnica reduzir sensivelmente a taxa de erro de símbolo a torna interessante. A modificação proposta neste artigo para a técnica PTS apresentou desempenho superior à técnica PTS convencional no cenário estudado, ao custo de uma maior complexidade do estimador de canal no receptor. Uma vez que, no PTS convencional é necessário estimar a rotação de fase inserida nos V blocos de subportadoras, enquanto que no PTS-Modificado é necessário estimar a rotação de fase introduzida em cada subportadora. O uso da informação explícita para fazer a recepção do sistema PTS é eficiente, pois ultrapassa o PTS-M em desempenho quanto à taxa de erro de símbolos. Porém, esta alternativa se torna interessante somente se a queda na vazão do sistema não for proibitiva.

Uma das áreas de pesquisas mais importantes em sistemas OFDM é a redução da PAPR. Embora vários esquemas já tenham sido propostos para resolver o problema da PAPR, não se pode especificar uma técnica que seja a melhor. Uma vez que a escolha da técnica envolve vários critérios, é necessário estabelecer soluções de compromisso de acordo com o requerimento de cada sistema para fazer a melhor escolha entre as técnicas de redução existentes.

Sugestões para Trabalhos Futuros

Alguns temas podem ser explorados em trabalhos futuros, como por exemplo:

1. O estudo de outras técnicas de redução da PAPR presentes na Figura 3.3.
2. Analisar o desempenho das técnicas estudadas em canais seletivos e variantes no tempo.
3. Analisar o desempenho da técnica PTS convencional e PTS-M com partição pseudoaleatória.
4. O impacto de um esquema de estimação de canal no PTS-M.

ANEXO A

Trabalhos Publicados Referentes à Dissertação

G. P. Aquino e L. L. Mendes, “Comparação entre técnicas de redução da PAPR em sinais OFDM,” em Anais do XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações., Curitiba., PR., 2011. v. 1.

ANEXO B

Códigos Fonte das Simulações usadas no Trabalho

Os códigos fonte usados neste trabalho estão disponíveis para *download* no *site:*

http://biblioteca.inatel.br/biblioteca/component/docman/doc_download/5190-papr-simulacoes.

Referência Bibliográfica

[1] A. Bahai, *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*, 2nd ed. New York,: Springer, 2004.

[2] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," J. Lightwave Technol. **27**, 189-204 (2009).

[3] *WiMedia Alliance*, MultBand OFDM Physical Layer Specification, PHY specification: Final Deliverable 1.5., August 2009.

[4] H. Elgala, R. Mesleh e H. Haas, "Indoor Broadcasting via White LEDs and OFDM", *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1127 – 1134, August 2009.

[5] R. Abu-Alhiga, e H. Haas, "Subcarrier Index Modulation OFDM," in Proc. Of the *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* (PIMRC 09)," IEEE, (Tokyo, Japan), 13. – 16 September 2009, pp. 5 pages on CD-ROM.

[6] *White paper Wi-Gig*, Defining the future of Multi-Gigabit Wireless Communication, July 2011. [Online]. Disponível: http://www.wigig.org/specifications/.

[7] *Recommendation ITU-T G9960*, Unified high-speed wire-line based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification., 2010.

[8] A. Tonello, S. D'Alessandro e L. Lampe, "Bit, Tone and Cyclic Prefix Allocation in OFDM with Application to In-Home PLC," in *IEEE IFIP Wireless Days Conference*, November 2008, pp. 23–27.

[9] *ITU-T Recommendation G.652*, Characteristics of a single-mode optical fiber and cable., 06/2005.

[10] Y. Ma, Q. Yang, Y. Tang, S. Chen e W. Shieh, "1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission over 600-km SSMF fiber with subwavelength bandwidth access," in *Opt. Express 17*, 9421-9427 (2009).

[11] T. Jiang, Y. Yang e Y. H. Song, “Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems Based on An Exponential Function”, in *Proceeding of the conference*, Saint Louis, USA, 2005.

[12] S. Sezginer e H. Sari, “OFDM Peak Power Reduction Using Metric-Based Amplitude Predistortion”, in *Proceedings of the conference*, Saint Louis, USA, 2005.

[13] K. Yang e S. Chang, “Peak to Average Power Control in OFDM using standard arrays of Linear Block Codes”, *IEEE Communications Letters*, pp. 174-176, 2003.

[14] S. G. Kang, J. G. Kim e E. K. Joo, “A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM”, *IEEE Transaction on Broadcast*, vol. 45, pp. 333-338, 1999.

[15] M. Sabbaghian, “Reducing Required Power Back-Off of Nonlinear Amplifiers in Serial Modulation using SLM method”, in *Proceeding of the conference*, Ottawa, Canada, 2005.

[16] I. Baig e V. Jeoti, “PAPR Reduction in OFDM Systems: Zadoff-Chu Matrix Transform Based Pre/Post-Coding Techniques”, in *Second International Conference on Computational Intelligence,Communication System and Networks.*, Liverpool., United Kingdom, 2010.

[17] H. D. Wasaff, “Adaptive Pre-Distortion for Nonlinear High Power Amplifiers in OFDM Systems,” PhD thesis, Universitat Politecnica dCatalunya, 2004.

[18] D. Guimarães, *Digital transmission: a simulation-aided introduction with VisSim Comm.* Heidelberg., London: Springer, 2009.

[19] D. W. Lim, S. J. Heo, J. S. No e H. Chung, “On the phase sequence set of SLM OFDM scheme for a crest factor reduction,” in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, n. 5, pp. 1931-1935, 2006.

[20] A. Bahai, M. Singh, A. Goldsmith e B. Saltzberg, “A New Approach for Evaluating Clipping Distortion in Multicarrier Systems”, in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no 5, n. 5, pp. 1037-1046, 2002.

[21] S. H. Müller e J. B. Huber, “A comparison of peak power reduction schemes for OFDM”, in *IEEE Global Telecommunications Conference*, Phoenix, Arizona, USA, 1997.

[22] S. Glisic, *Advanced wireless communications: 4G technologies*. New Delhi: John Wiley & Sons, 2004.

[23] L. Hanzo, W. Webb e T. Keller, *Single and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation*. New York: John Wiley, 2000.

[24] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd Ed. New York: Prentice Hall, 2001.

[25] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission”, *Bell Syst. Tech. J. 45*, 1775-1796 (1966).

[26] S. Benedetto e E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission with Wireless Applications*, Kluwer Academic, 1999.

[27] S. Haykin, *Communication System*, 5th Ed. New York: John Willey & Sons, 2010.

[28] D. J. G. Mestdagh, P. Spruyt e B. Biran, “Analysis od Clipping Effect in DMT based ADSL System”, *IEEE International Conference on Communication 94*, pp. 293-300, May 1994.

[29] *ITU-T Recommendation G.992.1*, Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers.

[30] *ETSI EN 300 744 V1.4.1*, Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Chnnel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television., Tech. Rep., European Broadcasting Union, 2001.

[31] *ITU-R 205/11*, Channel Coding, Frame Structure and Modulation cheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)., Tech. Rep., International Telecommunication Union, 1999.

[32] *3GPP TR 25.814 V7.1.0*, Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)., 2006-09.

[33] *IEEE. Part 11*: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5GHz Band. Set. 1999. Padrão IEEE Std 802.11a-1999, suplementar ao IEEE Std 802.11-1999, publicado pelo IEEE.

[34] *IEEE. Part 16*: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specefications for 2-11GHz. Jan. 2003. Padrão IEEE Std 802.16a-2003, suplementar ao IEEE Std 802.16-2001, publicado pelo IEEE.

[35] R. N. Bracewell, *The Fourier transform and its applications*, 3rd. Ed. Boston: McGraw-Hill, 2000.

[36] R. V. Nee e R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Boston: Artech House, 2000.

[37] M. D. Yacoub, *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton: CRC Press, 2000.

[38] T. S. Rappaport, *Wireless communications principles and practice*, 2nd Ed. New Jersey: Prentice-Hall, 2002.

[39] K. Fazel e S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum System*, New York: John Wiley, 2003.

[40] Z. Yupin e H. Aiping, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication system based on pilot signals and transform domain processing", *47th Vehicular Technology Conference*, 1997.

[41] A. Peled e A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms." In: *International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing*. Denver, CO:[s.n.], p. 964-967, 1980.

[42] S. A. Aburakhia, E. F. Bradan e D. A. Mohamed, "Distribution of the PAPR for Real-Valued OFDM Signals", *Proceedings of the 4th International Conference on Information Technology (ICIT 2009)*, Al-Zaytoonah University, Jordan, 3rd-5th June, 2009.

[43] D. Wulich e G. Tsouri, “Is PAPR reduction always justified for OFDM?”, in: *Proc. Of the 13th European Wireless Conference (EW)*, Paris, France, Apr. 1-4, 2007.

[44] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*. 3.ed. New York: McGraw-Hill, 1991.

[45] S. O. Rice, “Distribution of the Duration of Fades in Radio Transmission”, *Bell Systems Technical Journal*, vol. 37, pp. 581-635, May 1958.

[46] J. Proakis, *Digital Communications*. 3rd Ed. McGraw Hill, 1995.

[47] L. L. Mendes, “Modelos Matemáticos para Estimação do Desempenho de Sistemas de Multiplexação por Divisão em Frequencias Ortogonais”, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, SP, BR, Julho de 2007.

[48] B. J. Dixon, R. D. Pollard e S. Iexekiel, “A discussion of the effects of amplifier back-off on OFDM”, *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, vol. 1, pp. 14-19, 1999.

[49] R. V. Nee e A. Wild, “Reducing the peak to average power ratio of OFDM”, *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol.3, may 1998.

[50] P. O. Börjesson, H. G. Feichtinger, N. Grip, M. Isaksson, N. Kaiblinger e P. Ödling, “DMT PAR-reduction by weighted cancellation waveforms”, *Proceedings of Radiovetenskap och kommunikation 99" (RVK 99)*, Karlskrona, Sweden, June 1999.

[51] J. S. Kenney e J. H. Chen, “Power Amplifier Linearization and Efficiency Improvement Techniques for Commercial and Military Applications”, MIKON 2006, *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, 2006. Pp. 3-8, 22-24 May 2006.

[52] H. Breiling, S. H. Muller-Weinfurtner e J. B. Huber, “SLM peak-power reduction without explicit side information”. *IEEE Communication Letters, 5*(6), 239-241. (2001).

[53] H. S. Joo, S. J. Heo, H. B. Jeon, J. S. No e D. J. Shin, “A New Blind SLM Scheme with Low Complexity of OFDM Signals”, in *Proceeding of the conference*, Anchorage, AK, USA, pp. 1-5, 2009.

[54] B. Lee, D. V. Sarwate e D. L. Jones, "Peak to average power ratio reduction of an OFDM signal using a practical selective mapping approach with embedded side-information", in *2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, pp. 972-976, 2009.

[55] X. C. Wu, J. X. Wang e Z. G. Mao, "A novel PTS architecture for PAPR reduction of OFDM signals", in *11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, Guangzhou, China, pp. 1055-1060, 2008.

[56] Z. Dlugaszewski e K. Wesolowski, "WHT-OFDM – an improved OFDM transmission method for selective fading channels", *Proc. Symposium on Communications and Vehicular Technology*. p. 144-149. 2000.

[57] M. Park, H. Jun, J. Cho, N. Cho, D. Hong e C. Kang, "PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform", in *ICC 2000*, New Orleans, LA, USA, pp. 430-433, 2000.

[58] M. Cohn e A. Lempel, "On Fast M-Sequence Transforms", *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-23, pp. 135–137, January, 1977.

[59] *TIA/EIA/IS-95-A*: Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System, May 1995.

[60] V. K. Garg, *IS-95 CDMA and cdma2000*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.

[61] B. X. Li, S. Haykin, "A new Pseudo-Noise Generator for Spread Spectrum Communications." in *IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. 5, n. 9-12, p.3603-3606.

[62] B. P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communications Systems*. 3rd Ed. New York: Oxford University Press, 1998.

[63] A. D. S. Jayalath e C. Tellambura, "Side information in PAR reduced PTS-OFDM signals", in *Proceedings 14th IEEE Conference on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Beijing, China, pp. 226-230, 2003.

[64] C. Tellambura, “Phase optimization criterion for reducing peak-to-average power ratio in OFDM”, *Electronics Letters*, 34, pp.169-170, 1998.

[65] C. A. Rocha, “Métodos de Interpolação para sistemas OFDM, Dissertação de Mestrado, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, MG, novembro de 2007.

[66] D. Guo, S. Shamai e S. Verdú, “Estimation in Gaussian Noise: Properties of the Minimum Mean-square Error,” june 2008.

[67] L. L. Mendes e R. B. Filho, “Performance of WHT-STC-OFDM in Mobile Frequency Selective Channel”, *The 7th International Telecommunications Symposium (ITS 2010)*, 2010.

[68] S. C. Cripps, *Advanced Techiniques in RF Power Amplifier Design*, Artech House, 2002.

[69] R. O Neill e L.B. Lopes. “Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals.” *In Proc. IEEE PIMRC’95*, Toronto, Canada, pp: 71-75. 1995.

[70] C. Rapp, “Effects of the HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a digital sound broadcasting system” in *Conf. Rec. ECSC’91*, Luettich, Oct. 1991.

[71] Y. Li, L. J. Cimini, N. R. Sollenberger. “Robust Channel Estimation for OFDM Systems for Rapid Dispersive Fading Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, Issue: 5, Pages: 902–915, July 1998.

[72] Y. S. Choi, P. J. Voltz, e F. Cassara. “On Channel Estimation and Detection for Multicarrier Signals in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, Pages: 1375–1387, Aug. 2001.