



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Controle da razão entre a potência de pico
e a potência média (PAPR) no enlace direto de sistemas WiMAX

GUILHERME GUIMARÃES MENDES

Brasília, Julho de 2010

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Controle da razão entre a potência de pico
e a potência média (PAPR) no enlace direto de sistemas WiMAX**

GUILHERME GUIMARÃES MENDES

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica*

Banca Examinadora

Prof. Dr. André Noll Barreto, ENE/UnB
Orientador

Prof. Dr. Álvaro Medeiros, UFJF
Examinador Externo

Prof. Dr. Darli Medeiros, ENE/UnB
Examinador interno

Prof. Dr. Paulo H. P. de Carvalho, ENE/UnB
Suplente

FICHA CATALOGRÁFICA

MENDES, GUILHERME GUIMARÃES Controle da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) no enlace direto de sistemas WiMAX [Distrito Federal] 2010. xvii, 118p, 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Elétrica	
1. PAPR	2. Métodos de redução da PAPR
3. OFDM e OFDMA	4. WiMAX
I. ENE/FT/UnB	II. Mestre (Dissertação de Mestrado)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MENDES, G. G. (2010). Controle da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) no enlace direto de sistemas WiMAX. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-426/10, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 118p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Guilherme Guimarães Mendes.

TÍTULO: Controle da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) no enlace direto de sistemas WiMAX.

GRAU: Mestre

ANO: 2010

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Guilherme Guimarães Mendes.

Faculdade de Tecnologia

Departamento de Engenharia Elétrica

70910-900 Brasília – DF – Brasil.

Dedicatória

Dedico esse trabalho aos meus pais, minha noiva, meu irmão e meus amigos

GUILHERME GUIMARÃES MENDES

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar aos meus pais, que sempre me apoiaram e deram força para que eu continuasse a buscar meus objetivos, ao meu irmão que me acompanhou nessa jornada e que sempre foi meu companheiro de batalha, aos meus familiares que apesar de estarem longe sempre fizeram parte da minha vida, à minha noiva que sempre entendeu minhas tardes de estudos e finais de semana desesperado com a elaboração da minha dissertação, e mesmo assim me apoiou e esteve sempre ao meu lado em todos os momentos.

Ao meu orientador, André Noll, que foi fundamental, com seus ensinamentos, para a realização deste trabalho. Sempre receptivo às minhas dúvidas e com disposição para saná-las.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, acreditaram e me incentivaram a correr atrás dos meus ideais. Obrigado a todos.

GUILHERME GUIMARÃES MENDES

RESUMO

Nesta dissertação são analisados alguns métodos de redução da razão entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR - *Peak to Average Power Ratio*) os quais são aplicados ao enlace direto da tecnologia WiMAX utilizando um simulador de enlace baseado no padrão IEEE 802.16-2009.

Os métodos de redução da PAPR analisados são o de limitação, janelamento, subportadoras virtuais, modificação do canais ativos e transmissão parcial de sequências. Estes métodos também são combinados com o objetivo de tornar mais eficiente o combate aos efeitos das distorções não lineares inerentes à amplificação de sinais OFDM e OFDMA.

Além da combinação dos métodos citados, foi proposta uma modificação no método de Gatherer e Polley (subportadoras virtuais) inserindo potência nos subcanais previstos no padrão IEEE 802.16-2009. No método original é prevista a utilização das subportadoras nulas para a redução da PAPR. Com a modificação proposta, podem ser utilizadas, além das subportadoras nulas, as subportadoras de dados que compõem um subcanal do padrão WiMAX e a combinação delas.

Para análise dos métodos de redução da PAPR são avaliadas a densidade espectral de potência, a densidade de probabilidade cumulativa da PAPR, a taxa de erro de bit, a magnitude do vetor de erro, razão entre a potência no canal de transmissão e a potência no canal adjacente, a vazão do sistema e o tempo de processamento dos algoritmos.

Estas métricas proporcionam uma visão realista do desempenho de cada método. Elas podem ser utilizadas na escolha do método de redução da PAPR, mas adequado a um determinado sistema de comunicação sem fio, neste caso o WiMAX.

ABSTRACT

In this work we study some PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) reduction methods, which are applied to the downlink of the WiMAX standard using a simulator based on the IEEE 802.16-2009.

The methods analyzed here are clipping, the use of correction functions, dummy sequence insertion, active constellation extension and partial transmit sequences. These methods are also combined with the goal of combating more efficiently the effects of nonlinear distortions on the amplified OFDM signals.

Besides the combination of the different methods, we propose a modification in the Gatherer and Polley method(dummy sequence insertion) by adding power on the data subchannels specified in IEEE 802.16-2009. The original method uses the null subcarriers to reduce the PAPR. With the proposed modification we may use the null subcarriers and the data subcarriers in given subchannels, as well as a combination of them.

In order to analyze the PAPR reducing methods several metrics were evaluated, such as the power spectral density, the PAPR cumulative distribution function, the bit error rate, the error vector magnitude, the ratio between the transmission channel power and the adjacent channel power, the throughput and implementation complexity.

These metrics provide a realistic view of the performance of each method. They can be used in the choice of the PAPR reduction method most appropriate to a particular wireless communication system, in this case WiMAX.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	3
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	3
2	AMPLIFICADORES	4
2.1	INTRODUÇÃO	4
2.2	AMPLIFICADORES	5
2.3	RECUO DE POTÊNCIA EM UM AMPLIFICADOR NÃO LINEAR	6
2.4	CLASSES DE AMPLIFICADORES	7
2.4.1	CLASSE A	7
2.4.2	AMPLIFICADORES CLASSE B	7
2.4.3	AMPLIFICADORES CLASSE AB	7
2.5	MODELO DE RAPP	7
3	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA ORTOGONAL - <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</i>	10
3.1	INTRODUÇÃO	10
3.2	MODELAGEM DO SISTEMA OFDM	11
3.3	IMPLEMENTAÇÃO DO OFDM USANDO IFFT/FFT	13
3.4	INTERVALO DE GUARDA	14
3.5	PREFIXO CÍCLICO	15
3.6	DURAÇÃO DO SÍMBOLO E NÚMERO DE SUBPORTADORAS	17
3.7	ORTOGONALIDADE ENTRE SUBPORTADORAS	17
3.8	SINCRONIZAÇÃO DO SÍMBOLO	17
3.9	ESQUEMA DE MODULAÇÃO E CODIFICAÇÃO	19
3.10	COFDM (<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)	20
3.11	VANTAGENS E DESVANTAGENS	20
4	RAZÃO ENTRE A POTÊNCIA DE PICO E A POTÊNCIA MÉDIA (PAPR)	22
4.1	INTRODUÇÃO	22
4.2	QUANTIFICANDO A RAZÃO ENTRE A POTÊNCIA DE PICO E A POTÊNCIA MÉDIA DO SINAL (PAPR)	23

4.3	MÉTODOS DE REDUÇÃO DA PAPR	24
4.3.1	MÉTODO DE LIMITAÇÃO DO SINAL (<i>clipping</i>)	24
4.3.2	MÉTODO DE JANELAMENTO DE PICO OU FUNÇÃO DE CORREÇÃO	25
4.3.3	SUBPORTADORAS VIRTUAIS (<i>DSI - Dummy Sequence Insertion</i>)	27
4.3.4	MODIFICAÇÃO NOS CANAIS ATIVOS (ACE).....	31
4.3.5	MAPEAMENTO DO SINAL	33
4.3.6	DEFASAMENTO	38
5	WiMAX (<i>Worldwide Interoperability for Microwave</i>).....	40
5.1	A TECNOLOGIA WiMAX.....	40
5.2	CONTEXTO HISTÓRICO.....	41
5.3	CARACTERÍSTICAS DO PADRÃO IEEE 802.16-2009 [1]	42
5.4	CAMADA FÍSICA	42
5.4.1	MODULAÇÃO ADAPTATIVA	45
5.4.2	ESCALABILIDADE.....	46
5.4.3	TAXA DE TRANSMISSÃO.....	46
5.4.4	OFDMA (<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>)	46
5.4.5	OFDMA ESCALÁVEL (SOFDMA)	48
5.4.6	ESTRUTURA DO FRAME.....	48
5.4.7	SUBCANAIS E PERMUTAÇÃO DE SUBPORTADORAS	48
6	ANÁLISE DOS RESULTADOS	53
6.1	ANÁLISE DE RESULTADOS	53
6.1.1	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA	54
6.1.2	TAXA DE ERRO DE BIT (BER)	55
6.1.3	CONSTELAÇÃO DO SINAL TRANSMITIDO E RECEBIDO	55
6.1.4	DISTRIBUIÇÃO CUMULATIVA DA PAPR	59
6.1.5	MAGNITUDE DO VETOR DE ERRO (EVM)	60
6.1.6	RAZÃO ENTRE A POTÊNCIA MÉDIA NO CANAL ADJACENTE E POTÊNCIA MÉ- DIA NO CANAL DE TRANSMISSÃO (ACPR)	61
6.1.7	DEGRADAÇÃO TOTAL (TD)	61
6.1.8	VAZÃO DO SISTEMA	62
6.1.9	ANÁLISE DOS MÉTODOS DE REDUÇÃO DA PAPR	63
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	100
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	101

LISTA DE FIGURAS

2.1	Picos de amplitude do sinal OFDM.....	5
2.2	Resposta AM/AM de um amplificador de alta potência	6
2.3	Modelo de Rapp	9
3.1	Método OFDM versus método de multiplexação por divisão de frequência	11
3.2	Modulador OFDM	12
3.3	Demodulador OFDM	12
3.4	Diagrama de blocos de um sistema OFDM	14
3.5	Inclusão do intervalo de guarda	15
3.6	Inclusão do prefixo cíclico	16
3.7	Ortogonalidade no domínio da frequência	18
3.8	Diagrama básico de um transmissor OFDM.....	19
4.1	Implementação do método de limitação do sinal	25
4.2	Resposta na frequência de uma função janela $\omega(n)$	26
4.3	Método de janelamento utilizando a janela gaussiana.....	27
4.4	Diagrama da técnica de subportadoras virtuais.....	28
4.5	Diagrama de blocos para inserção de símbolos nas subportadoras virtuais	29
4.6	Diagrama de blocos pelo critério MPV.....	30
4.7	Constelação 16-QAM com utilização do método de ACE	32
4.8	Diagrama básico da técnica de Mapeamento Seletivo	34
4.9	Diagrama básico da técnica de Transmissão Parcial de Sequências	36
5.1	Sistema OFDM.....	47
5.2	Sistema OFDMA	47
5.3	Esquema de subcanalização DL FUSC	49
5.4	Esquema de subcanalização DL PUSC.....	50
5.5	Esquema de subcanalização UL PUSC.....	51
5.6	Esquema de subcanalização AMC	52
6.1	Máscara normalizada da densidade espectral que deve ser atendida pelo WiMAX	55
6.2	Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação QPSK	56
6.3	Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação 16 QAM.....	57
6.4	Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação 64 QAM.....	58

6.5	Taxa de erro de bit de acordo com a variação do OBO	58
6.6	Constelação do sinal transmitido versus recebido, com amplificador Rapp e modulação 16 QAM	59
6.7	Magnitude do vetor de erro(EVM)	60
6.8	Densidade espectral dos métodos de limitação e janelamento	63
6.9	ACPR dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento	64
6.10	CDF dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento	65
6.11	EVM dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento	66
6.12	Degradação total dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento	66
6.13	Complexidade dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento	67
6.14	Densidade espectral do método de Gatherer e Polley	68
6.15	Densidade espectral do método de Gatherer e Polley com a variação dos subcanais ...	69
6.16	CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais	70
6.17	CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais	70
6.18	CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 2, 3, 4 e 5 subcanais	71
6.19	CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais	71
6.20	CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais	72
6.21	EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais	73
6.22	EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais	73
6.23	EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 5 subcanais	74
6.24	EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais	74
6.25	EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais	75
6.26	ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais	76
6.27	ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais	76
6.28	ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 5 subcanais	77
6.29	ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais	77
6.30	ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 30 subcanais	78
6.31	Vazão do sistema versus E_b/N_0 com utilização do método de Gatherer e Polley	78
6.32	Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais ...	79
6.33	Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais ...	80
6.34	Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 5 subcanais	80
6.35	Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais	81
6.36	Complexidade do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais	82
6.37	Densidade espectral do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais	83
6.38	CDF do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais	84

6.39	EVM do método de Gatherer e Polley + Jones com utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais.....	85
6.40	ACPR do método de Gatherer e Polley + Jones com utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais.....	86
6.41	Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 1 subcanal.....	87
6.42	Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais.....	88
6.43	Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 5 subcanais.....	89
6.44	Complexidade do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais	89
6.45	Densidade espectral do método de PTS com utilização de 4 blocos	90
6.46	Densidade espectral do método de PTS com utilização de 6 blocos	90
6.47	ACPR do método de PTS com a utilização de 4 blocos	91
6.48	ACPR do método de PTS com a utilização de 6 blocos	91
6.49	CDF do método de PTS com a utilização de 4 blocos	92
6.50	CDF do método de PTS com a utilização de 6 blocos	92
6.51	EVM do método de PTS com a utilização de 4 blocos	93
6.52	EVM do método de PTS com a utilização de 6 blocos	93
6.53	Complexidade do método de PTS.....	94
6.54	Degradação total do método de PTS com a utilização de 4 blocos	95
6.55	Degradação total do método de PTS com a utilização de 6 blocos	95
6.56	CDF dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS	96
6.57	EVM dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS.....	97
6.58	ACPR com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS	97
6.59	Degradação Total do sistema com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS.....	98
6.60	Complexidade com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS	99

LISTA DE TABELAS

4.1	Tabela de codificação do método de PTS	37
4.2	Comparação entre o método de PTS sem a utilização da tabela de codificação e o proposto em [2]	37
5.1	Características básicas especificadas para cada padrão WiMAX	43
5.2	Parâmetros do sistema OFDM para implantação da tecnologia WiMAX	45

LISTA DE SÍMBOLOS

Siglas

AWGN	Additive White Gaussian Noise	Ruído gaussiano branco
DL	Downlink	Enlace direto
UL	Uplink	Enlace reverso
FDD	Frequency division duplex	Duplexação por divisão em frequência
PAPR	Peak-to-average-power ratio	Razão entre a potência de Pico e a potência média
FDMA	Frequency division multiple access	Multiplexação por divisão frequência
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Multiplexação por divisão em frequências ortogonais
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por divisão em frequências ortogonais
DFT	Discret Fourier Transform	Transformada direta de Fourier
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform	Transformada inversa de Fourier
FFT	Fast Fourier Transform	Transformada rápida direta de Fourier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Transformada rápida inversa de Fourier
ISI	Inter-symbol interference	interferência inter simbólica
ICI	Inter-Channel Interference	Interferências entre canais
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Chaveamento por deslocamento de fase binária
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulação por amplitude em quadratura
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Chaveamento por deslocamento de fase em quadratura
CP	Cyclic Prefix	Prefixo cíclico
RF	Rádio frequency	Rádio Frequência
HPA	High Power Amplifier	Amplificador de Alta Potência

SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Razão entre potência do sinal recebido e soma das potências de ruído e interferência
SNR	Signal to Noise Ratio	Razão entre potência do sinal recebido e potência de ruído
TDD	Time division duplex	Duplexação por divisão no tempo
TDMA	Time division multiple access	Multiplexação por divisão do tempo

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo será feita uma breve introdução acerca dos problemas causados pela alta razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) no enlace direto do sistema WiMAX (World Interoperability for Microwave Access), definindo, contextualizando e demonstrando os objetivos a serem alcançados com este estudo.

1.1 Contextualização

As redes sem fio oferecem grandes benefícios aos seus usuários por permitirem acesso móvel às informações, aplicações e sistemas em ambientes variados. O uso das tecnologias sem fio vem aumentando de maneira surpreendente em todo o mundo, tornando-se uma opção mais prática, flexível e com menor custo que as redes cabeadas.

Esta difusão e as oportunidades inerentes ao emprego das redes sem fio abrem novos campos para o desenvolvimento do mercado de comunicações. Surge então a necessidade de maiores estudos acerca das vulnerabilidades e deficiências das técnicas OFDM e OFDMA, tendo em vista que estas são amplamente empregadas nas redes de comunicação sem fio e sua utilização está em contínuo crescimento.

Este trabalho se propõe a estudar os efeitos da distorção não linear em sistemas OFDM e OFDMA. É feita também a análise de alguns métodos utilizados atualmente para reduzir estas distorções, que ocorre quando os sinais são amplificados, causando um corte no sinal transmitido, conhecido por ceifamento. Tal situação interfere diretamente no desempenho do sistema e causa diversos problemas, tais como: aumento da taxa de erro de *bit*, radiação fora de banda e degradação do sinal recebido.

Neste trabalho serão analisados alguns métodos de redução da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR), no enlace direto dos sistemas WiMAX com intuito de propor melhorias em sua implementação.

1.2 Definição do problema

A implementação do OFDM é feita dividindo um fluxo digital de alta taxa de bits, em um esquema de baixa taxa e transmissão paralela usando subportadoras. Em um sinal OFDM é possível organizar as subportadoras de forma que suas bandas laterais se sobreponham sem que haja interferência entre elas. Para isso, as subportadoras devem ser matematicamente ortogonais.

A utilização do OFDM em sistemas de comunicação sem fio oferece inúmeras vantagens, que resultam em maior eficiência espectral. Tal fato é especialmente importante em espectro licenciado, cuja utilização requer o máximo de eficiência, devido ao alto custo envolvido na aquisição de espectro. Nesta dissertação, a camada física do padrão WiMAX [1] é estudada com mais detalhes.

Para que os amplificadores utilizados na transmissão de sinais de RF (Rádio Frequência) possuam alto rendimento, devem trabalhar próximos ao seu ponto de saturação. Com isso, os picos de amplitude do sinal OFDM levam o amplificador à condição de corte, distorcendo o sinal amplificado e introduzindo o ceifamento.

A análise destas distorções é feita com base na razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR). Esta razão é importante, pois os amplificadores utilizados na transmissão devem ser lineares em toda a faixa de amplitudes que o símbolo OFDM pode assumir. Do contrário haverá uma quebra de ortogonalidade no símbolo transmitido, gerando interferência entre canais (ICI).

Uma grande quantidade de métodos para a redução dos efeitos da PAPR nos sinais OFDM tem sido apresentada na literatura durante a última década, todos eles com o objetivo de reduzir o recuo de potência requerido dos amplificadores de potência e os efeitos das não linearidades.

Neste estudo algumas destes métodos serão analisadas, com o intuito de propor melhorias em sua implementação. O foco desta dissertação é o enlace direto do sistema WiMAX.

O WiMAX [1] é um padrão mundial de redes sem fio, que foi planejado para ser um padrão aberto com alta taxa de transferência. Foi estabelecido inicialmente pelo grupo de trabalho IEEE 802.16 em junho de 2001 [3], com o apoio de um consórcio denominado WiMAX Fórum [4], que atualmente tem mais de 500 membros.

O padrão WiMAX permite que características tais como taxa de transferência, potência, esquema de modulação e largura de banda possam ser personalizados de acordo com as características geográficas e populacionais de cada localidade. Ele se baseia no padrão desenvolvido pelo grupo de trabalho do IEEE 802.16-2009 [1], o qual normatiza as redes sem fio externas para usuários fixos ou móveis.

Inicialmente este padrão era especificado pelas normas IEEE 802.16-2004 [5] e IEEE 802.16-2005 [6]. No entanto, a especificação IEEE 802.16-2009 [1] faz a revisão do IEEE 802.16-2004 [5], e consolida das alterações feitas no IEEE 802.16-2005 [6] ao longo dos últimos anos. A especificação IEEE 802.16-2009 [1] substitui e torna obsoleta a especificação IEEE 802.16-2004 [5] e todas as suas alterações e retificações.

Apesar deste trabalho ter foco nas peculiaridades da tecnologia WiMAX, os métodos de redução da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) aqui discutidos podem ser aplicados na maioria dos sistemas de comunicação sem fio.

1.3 Objetivos da dissertação

Esta dissertação se propõe a estudar os efeitos da distorção não linear em sistemas OFDM e OFDMA, que ocorrem quando os sinais são amplificados, causando um corte no sinal transmitido, conhecido por ceifamento. Isto interfere diretamente no desempenho do sistema e causa diversos problemas, tais como: aumento da taxa de erro de *bit*, radiação fora de banda e degradação do sinal recebido.

Tendo em vista que os problemas inerentes às distorções não lineares causadas pelos amplificadores afetam diretamente o padrão IEEE 802.16-2009 [1], este trabalho busca métodos para a redução dos efeitos da PAPR que melhor se enquadrem neste padrão.

O padrão WiMAX não menciona especificamente um cenário para a redução da PAPR, mas alguns métodos podem ser considerados para utilização neste padrão, com pouca ou até nenhuma modificação no algoritmo de implementação. Dentre estes podemos mencionar o de limitação do sinal [7], que é um dos métodos mais simples e consiste apenas na limitação do sinal a uma certa amplitude; a utilização das funções de correção [8], [9] e [10], cuja idéia é multiplicar os picos do sinal com uma janela não retangular; o método de modificação nos canais ativos (ACE) [11], [12] e [13], que não requer modificações na camada física; o método de subportadoras virtuais (DSI) [14], [15] e [16], em que podemos reservar alguns subcanais para a redução da PAPR; e o de transmissão parcial de sequências (PTS) [17] e [2], que foi concebido com sinalização adicional, e pode ser empregado com poucas modificações nas subportadoras piloto do enlace direto.

1.4 Apresentação do manuscrito

Para análise dos efeitos causados pela alta razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) é imprescindível conhecer o funcionamento básico dos amplificadores de potência e da técnica de transmissão OFDM. Diante disso, no Capítulo 2 são descritos os diversos tipos de amplificadores utilizados atualmente em sistemas de comunicação sem fio. E no Capítulo 3 é feito o detalhamento da técnica OFDM. A partir deste embasamento teórico, discutiremos e analisaremos alguns métodos de redução da PAPR descritos atualmente na literatura, como mostra o Capítulo 4. A aplicação prática proposta neste trabalho prevê a utilização do sistema WiMAX como plano de fundo do emprego dos métodos de redução da PAPR. Para isso, a tecnologia WiMAX é abordada no Capítulo 5.

Após a introdução teórica, no Capítulo 6 são demonstrados os resultados obtidos com o simulador implementado, e também são feitas as comparações e análises de cada método de redução dos efeitos da PAPR empregada neste trabalho. Finalmente, no Capítulo 7 apresentam-se as conclusões do trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Amplificadores

Neste capítulo será introduzido brevemente os conceitos básicos sobre os amplificadores utilizados em equipamentos de comunicações sem fio, descrevendo as características das principais classes de operação e discorrendo sobre o modelo de Rapp, que é a referência neste trabalho

2.1 Introdução

Os amplificadores de potência proporcionam toda a amplificação de potência antes da antena transmissora, para a irradiação do sinal de radio frequência no espaço. Eficiência é de importância primária nestes amplificadores, pois qualquer perda de potência significa menor quantidade disponível para a irradiação.

O amplificador de potência recebe o sinal e o amplifica até o nível de sinal especificado de transmissão. Os transistores, apesar de serem modelados por equações não lineares, podem ser usados para construir amplificadores lineares. Se o sinal de entrada é mantido pequeno, é possível fazer o transistor se comportar linearmente, possibilitando então a implementação de amplificadores lineares [18].

Os amplificadores têm faixa limitada de funcionamento linear, e as distorções não lineares tornam-se mais proeminentes quando a potência do sinal de entrada é aumentada, pois os amplificadores limitam sua potência de saída. À medida que o sinal se aproxima deste limite, as distorções aumentam rapidamente, anulando todos os benefícios obtidos pelo sistema com o aumento da potência. A característica da não-linearidade dos amplificadores de potência é um ponto crítico, uma vez que a potência de transmissão é um parâmetro fundamental no dimensionamento do desempenho do sistema, não podendo ser arbitrariamente diminuída.

Para que os amplificadores utilizados na transmissão de sinais de RF (Radio Frequência) possuam alto rendimento, devem trabalhar próximos ao seu ponto de saturação. Com isso, os picos de amplitude gerados pelo sinal OFDM, ilustrados na Figura 2.1 levam o amplificador à condição de corte, distorcendo o sinal amplificado e introduzindo o ceifamento.

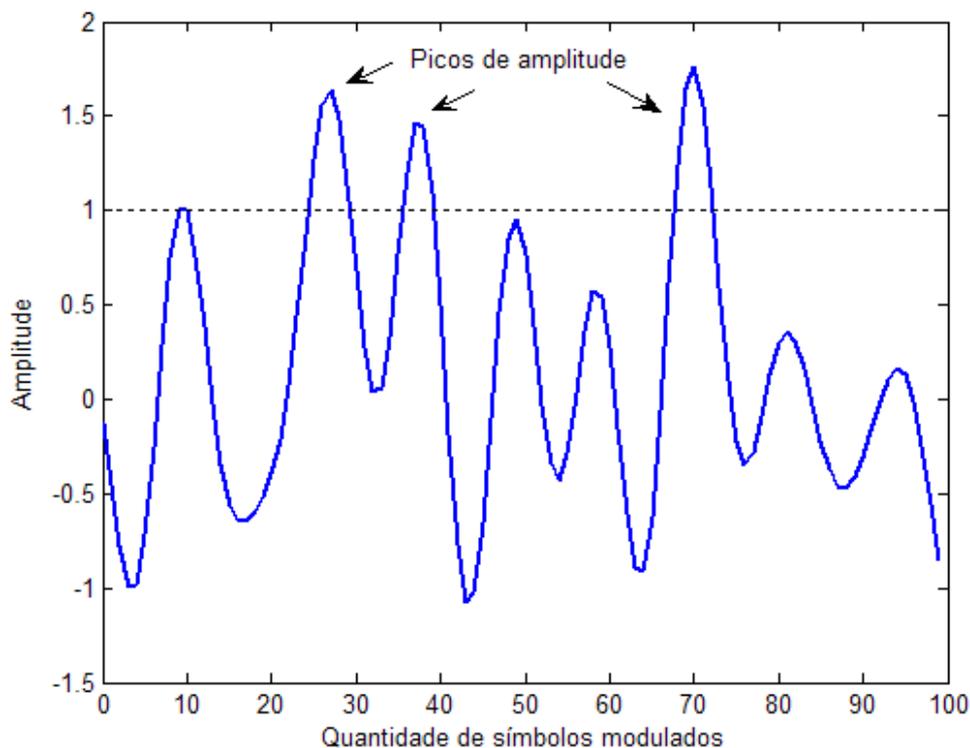


Figura 2.1: Picos de amplitude do sinal OFDM

2.2 Amplificadores

Os amplificadores são divididos em classes de operação. O que determina o tipo de classe de operação de um amplificador é o modo como os transistores do estágio de saída operam, na tentativa de se obter maior linearidade (menor distorção) e/ou rendimento.

Existem diversos modelos utilizados para descrever as características dos amplificadores não lineares, uma vez que os sistemas OFDM empregam comumente amplificador de potência de estado sólido [10], neste estudo a análise da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) é feita com base no modelo de Rapp [19], que é comumente utilizado como referência de amplificadores deste tipo.

Conforme demonstrado em [18], para se evitar o tão indesejado efeito de distorção não-linear, um sinal com alto pico de potência deve ser transmitido na região linear do amplificador de alta potência, o que reduz a potência média do sinal de entrada. Isto é chamado de recuo de potência da entrada (IBO - *Input Backoff*) que resulta em um proporcional recuo de potência da saída (OBO - *Output Backoff*)

A não linearidade de um amplificador pode ser caracterizada pelas respostas AM/AM (Amplitude Modulation / Amplitude Modulation) e AM/PM (Amplitude Modulation / Phase Modulation). A Figura 2.2 demonstra uma típica resposta AM/AM de um amplificador de alta potência (HPA).

Como podemos notar na Figura 2.2, após a faixa de recuo de potência, o amplificador não tem mais o comportamento desejado, pois, independente da potência aplicada na entrada do

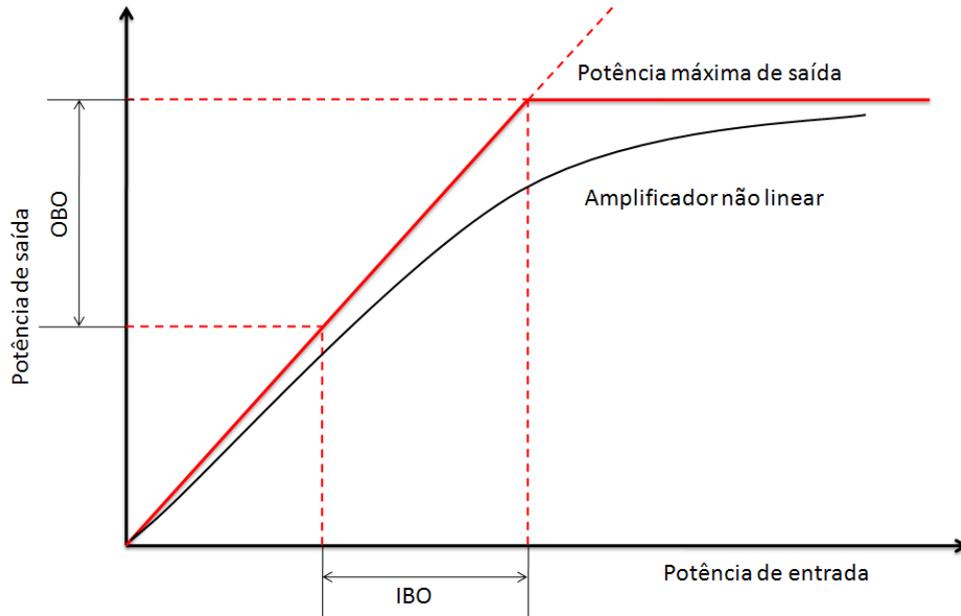


Figura 2.2: Resposta AM/AM de um amplificador de alta potência

amplificador a sua saída não terá o mesmo ganho, isto é, a saída não é mais proporcional como se estivesse na região linear do amplificador.

2.3 Recuo de potência em um amplificador não linear

O recuo de potência da saída (OBO) é o parâmetro que define a razão entre as potências de saída máxima e a potência de saída média. Para uma amplificação linear, quanto maior o OBO, menor a parcela de energia da fonte contínua (bateria) efetivamente convertida em energia de radio frequência. Como em aplicações sem fio deseja-se que o OBO seja o menor possível, permitindo alta durabilidade e miniaturização da bateria, deve-se buscar soluções que apresentem baixo OBO e, no caso da transmissão OFDM, linearidade [18].

O recuo de potência da entrada (IBO) é definido pela razão da potência de entrada requerida para se obter a saturação do sinal ($P_{entradaSat}$) pela potência média de entrada ($P_{entrada}$).

$$IBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{entradaSat}}{P_{entrada}} \right) \quad (2.1)$$

O recuo de potência da saída (OBO) é definido pela razão da potência de saída que equivale a potência de saturação ($P_{saidaSat}$) pela potência média de saída (P_{saida}).

$$OBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{saidaSat}}{P_{saida}} \right) \quad (2.2)$$

2.4 Classes de Amplificadores

2.4.1 Classe A

Esta classe apresenta a melhor característica de linearidade entre todas (teórico), mas também tem o menor rendimento que, idealmente, não passa de 50%. Isso se deve ao fato de que os transistores de saída estão sempre em condução, pois existe uma corrente de polarização constante, com valor no mínimo igual à metade da máxima corrente de carga [20].

Nesta classe, o dispositivo trabalha na parte linear da curva e teoricamente não há distorção do sinal. Esta condição é denominada classe A de operação.

Em contrapartida, à ausência teórica de distorção (ou muito baixa na prática), há uma desvantagem evidente, pois, na ausência do sinal, ainda fica uma corrente circulando no dispositivo, chamada de corrente quiescente [20].

A existência de uma corrente na saída mesmo sem sinal é um consumo de energia que, na prática, representa mais que 50% do total, ou seja, implica uma baixa eficiência energética, fator crucial nos tempos atuais, tornando inviável o emprego nos equipamentos portáteis alimentados por baterias. Por isso, amplificadores da classe A são usados em geral em etapas intermediárias, em que a potência dissipada é pequena [20].

2.4.2 Amplificadores Classe B

Esta classe caracteriza-se por não ter corrente de polarização nos transistores de saída, o que faz aumentar o rendimento do circuito, idealmente, para 78,5%. Os transistores passam a conduzir apenas quando são excitados pelo sinal de entrada. No entanto, é necessário um par de transistores, pois cada um fica responsável por um semi-ciclo do sinal de saída [20].

2.4.3 Amplificadores Classe AB

Esta classe de operação é intermediária às classes A e B em que, com uma polarização do estágio de saída, minimiza-se a distorção. Desta forma, existirá uma corrente nos transistores de saída (polarização), podendo esta ser bem pequena, se comparada à corrente de polarização da classe A, fazendo com que o rendimento se aproxime ao da classe B [20].

Quanto menor a corrente quiescente, maior a eficiência energética. Entretanto, devido ao trabalho em uma região parcialmente não linear e ao corte de uma parte do sinal, a distorção é considerável, o que limita o uso dessa condição de operação [20].

2.5 Modelo de Rapp

Os sinais de entrada e saída de um amplificador, $x(t)$ e $y(t)$, respectivamente, podem ser expressos da seguinte forma [19]:

$$x(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)) \quad (2.3)$$

$$y(t) = g(A(t))\cos(\omega_0 t + \theta(t) + \phi(A(t))) \quad (2.4)$$

Em um amplificador, duas formas de distorção não-linear devem ser consideradas: distorção de amplitude (AM-AM), que é a compressão do ganho do amplificador conforme a potência instantânea aumenta, representada na Equação 2.4 por $g(A(t))$, e a distorção de fase (AM-PM) que é a variação da fase do sinal de saída com potência instantânea, representada na Equação 2.4 por $\phi(A(t))$.

Para amplificadores de estado sólido o valor de $\phi(A(t))$ é bem próximo de zero. Por isso, no modelo de Rapp [19] a saída do amplificador é distorcida somente em amplitude (AM-AM), pois a conversão AM/PM de um amplificador de estado sólido é pequena o suficiente para ser desprezada.

A distorção de amplitude (AM-AM) no modelo de Rapp [19] é definida da seguinte forma:

$$g(A) = \frac{A}{[1 + (\frac{A}{A_s})^{2p}]^{\frac{1}{2p}}} \quad (2.5)$$

em que A é a amplitude do sinal de entrada, A_s é a amplitude de saturação da saída e p é o parâmetro que controla a suavização da transição linear para a não linear (neste trabalho foi utilizado $p=3$).

A Figura 2.3 demonstra a função de transferência para alguns valores de p .

Observa-se que em um amplificador não é possível aumentar a potência do sinal de entrada indefinidamente, tendo em vista que a região de saturação será atingida, causando a distorção do sinal. Logo, deve-se fazer um recuo na potência do sinal em relação à região de saturação definida para o amplificador para que ele trabalhe perto de sua região linear.

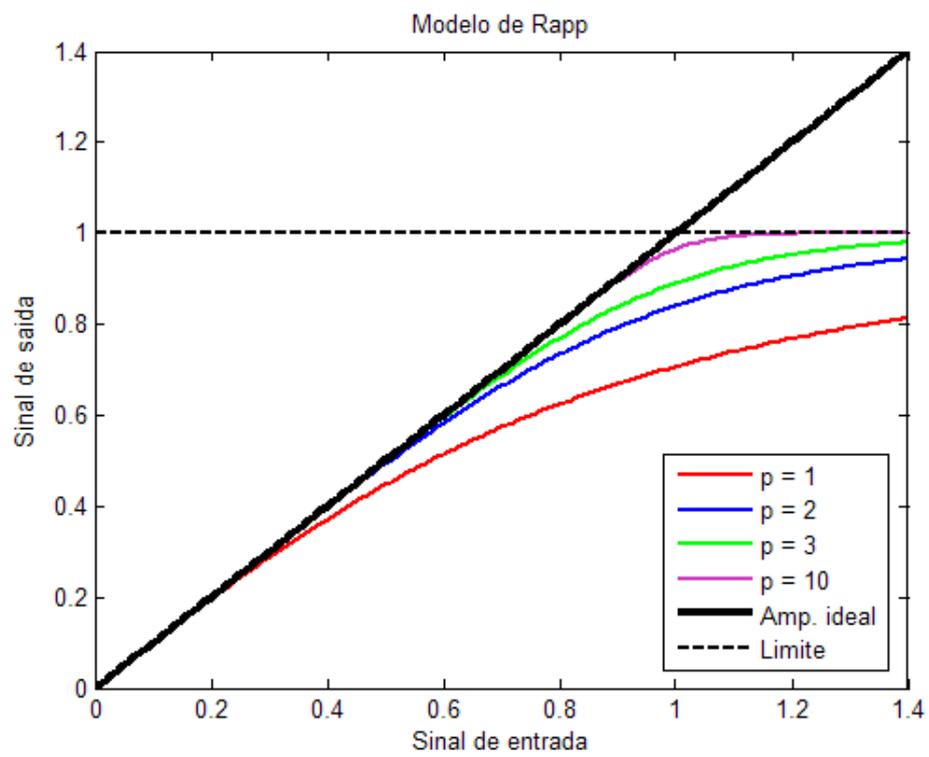


Figura 2.3: Modelo de Rapp

Capítulo 3

Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)*

Este capítulo faz um breve descritivo da técnica de Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal, que é a base para o estudo dos efeitos das distorções em dispositivos não lineares, detalhando suas características técnicas, tais como: duração do símbolo, número de subportadoras, esquema de modulação, intervalo de guarda, modelagem do sistema, esquema de codificação, vantagens e desvantagens da utilização desta técnica

3.1 Introdução

A técnica de multiplexação por divisão de frequência ortogonal pertence à família de técnicas de transmissão de multiportadoras moduladas, e consiste basicamente na decomposição de uma entrada de dados com alta taxa de transmissão em blocos de dados paralelos com baixa taxa de transmissão, em que cada bloco é modulado em uma subportadora diferente com frequências ortogonais [21].

A técnica OFDM surgiu como uma evolução da técnica de multiplexação por divisão de frequência (FDM). Porém, em vez de utilizar bandas de guarda para a separação das subportadoras, trabalha-se com uma particular sobreposição espectral de subportadoras.

A multiplexação em frequência tipicamente requer a existência de bandas de guarda entre as frequências para que não haja interferência entre elas. Já no OFDM, o espectro de cada sinal é sobreposto e mesmo assim não existe interferência entre as subportadoras, pois elas são ortogonais entre si, conforme ilustrado na Figura 3.1, onde L é a quantidade de subportadoras.

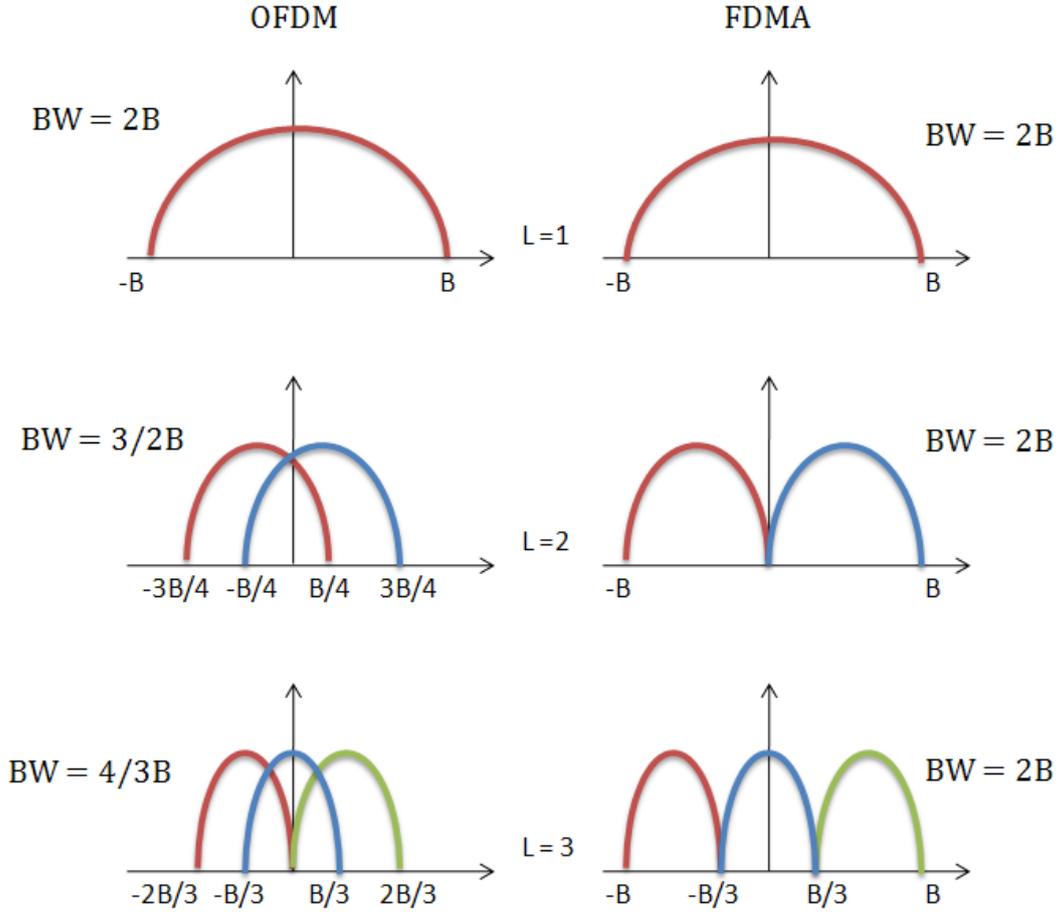


Figura 3.1: Método OFDM versus método de multiplexação por divisão de frequência

3.2 Modelagem do sistema OFDM

Em [22], o transmissor OFDM é descrito como um conjunto de L moduladores, em que cada modulador corresponde a uma subportadora OFDM. A Equação 3.1 descreve um modulador OFDM em termos matemáticos com um sinal $x_m(t)$, durante um intervalo de tempo $mT_s \leq t < (m+1)T_s$, em que m é o m -ésimo símbolo OFDM e T_s é o tempo de duração do símbolo OFDM.

$$x_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} x_l(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l^{(m)} e^{2\pi f_l t} \quad (3.1)$$

A variável $a_l^{(m)}$ representa o símbolo complexo modulado aplicado a l -ésima subportadora durante o m -ésimo intervalo de símbolo OFDM. O $x_l(t)$ é a l -ésima subportadora modulada com frequência f_l , considerando o intervalo de tempo $mT_s \leq t < (m+1)T_s$.

A frequência f_l é a posição em frequência da l -ésima subportadora, que satisfaz o princípio da ortogonalidade se:

$$f_l = l\Delta f, l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3.2)$$

$$\Delta f = 1/T_s \quad (3.3)$$

em que T_s é o tempo de duração do símbolo OFDM e $\Delta f = 1/T_s$ é o espaçamento entre subportadoras.

Como ilustrado na Figura 3.2, para a implementação de um sistema multiportadoras, é necessário um banco de moduladores em paralelo. Cada símbolo $a_0^{(m)}$ até $a_{L-1}^{(m)}$ é um símbolo modulado que será mapeado em uma subportadora. Esse mapeamento acontece no momento em que esses símbolos passam de serial para paralelo e são multiplicados por exponenciais complexas.

As Figuras 3.2 e 3.3 ilustram os diagramas de um modulador e demodulador OFDM básico, respectivamente.

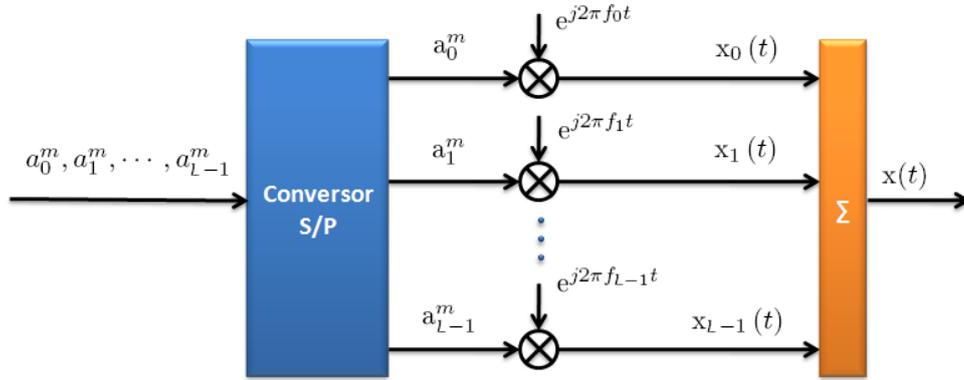


Figura 3.2: Modulador OFDM

O sinal recebido no demodulador é representado por $r(t)$, que após passar pelo conversor serial/paralelo, é multiplicado pela exponencial negativa ou dividido pela exponencial complexa e então demodulado, dando origem aos símbolos complexos $\hat{a}_0^{(m)}, \hat{a}_1^{(m)}, \dots, \hat{a}_{L-1}^{(m)}$, demodulados e aplicados a l -ésima subportadora durante o m -ésimo intervalo de símbolo OFDM.

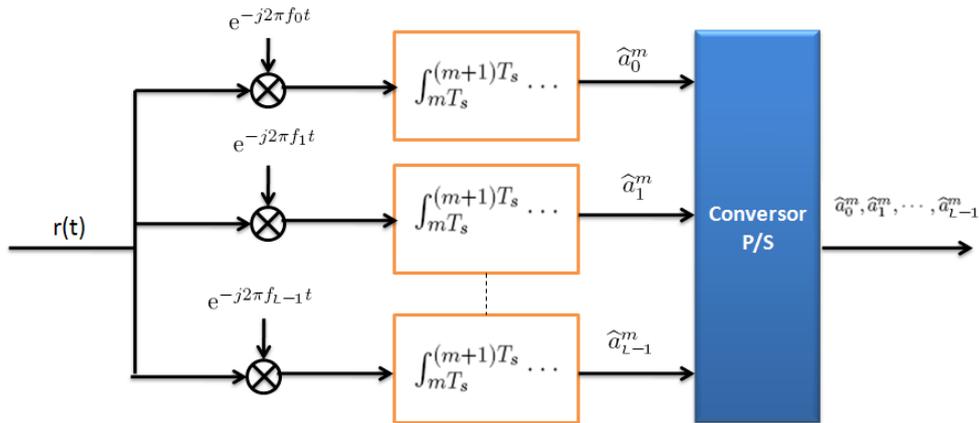


Figura 3.3: Demodulador OFDM

3.3 Implementação do OFDM usando IFFT/FFT

Neste estudo, a implementação dos transmissores e receptores é feita por meio dos algoritmos de IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*), respectivamente. Estes algoritmos de processamento de sinais substituem os moduladores e demoduladores requeridos no sistema [23].

Os avanços na área da computação permitiram que a implementação da técnica OFDM usando a IFFT/FFT se tornasse uma solução viável e muito atraente. No passado os recursos tecnológicos eram escassos e muito caros, mas com o desenvolvimento das técnicas de processamento digital de sinais e da computação, a implementação da IFFT/FFT tornou-se mais acessível [23].

Na transmissão paralela, como a banda de frequência é segmentada em várias pequenas sub-bandas, o efeito de desvanecimento é plano por subportadora, ou seja, mais simples de ser combatido pelos equalizadores. Já na transmissão serial, o desvanecimento é seletivo em frequência sobre toda a banda e conseqüentemente exige o uso de equalizadores mais sofisticados [23].

A técnica OFDM é implementada inicialmente com o mapeamento em fase e quadratura de uma entrada de dados serial, obtendo-se uma constelação de símbolos que podem ser obtidas com a utilização de técnicas de modulação QPSK ou QAM. Depois disso, os símbolos mapeados passam por um conversor serial/paralelo que os divide em L seqüências paralelas, representando o número de subportadoras do sistema.

Já com os sinais paralelos e divididos em subportadoras, é aplicada a IFFT que é utilizada para combinar as subportadoras. O sinal que até então estava no domínio da frequência, agora passa a estar no domínio do tempo.

Os algoritmos de FFT e IFFT, foram construídos utilizando as propriedades de periodicidade e simetria das seqüências exponenciais complexas, desenvolvendo assim um algoritmo rápido para cálculo da DFT e IDFT. Para uma seqüência finita de comprimento N o cálculo da DFT e IDFT é da ordem de $O(N^2)$ e o da FFT é da ordem de $O(N \text{Log}(N))$ operações complexas.

As amostras obtidas na saída da IFFT, que estão no domínio do tempo, formam o sinal em banda base carregando os símbolos em subportadoras ortogonais.

Após a utilização da IFFT, em cada símbolo OFDM é inserido o prefixo cíclico, cujo comprimento deve ser maior que o máximo atraso do canal de propagação.

Posteriormente, os símbolos modulados e o prefixo cíclico inserido são convertidos para uma seqüência serial, amplificados e transmitidos em um canal de rádio. Este canal é normalmente seletivo em frequência e tende a atenuar severamente os símbolos transmitidos em uma ou diversas subportadoras, gerando erros de *bit*.

Para corrigir os erros de *bit* é normalmente implementado um esquema de codificação eficiente, a fim de explorar a diversidade em frequência do canal.

Na recepção, o prefixo cíclico é removido e o sinal passa por um conversor serial/paralelo, no qual os símbolos recebidos são novamente divididos em L seqüências paralelas, aplicando-se a FFT em cada bloco de dados, e então o sinal é novamente transformado para o domínio da frequência.

Após a FFT, os símbolos são demodulados e entregues na saída do sistema.

A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos de um sistema de transmissão simplex ponto a ponto usando a técnica OFDM.

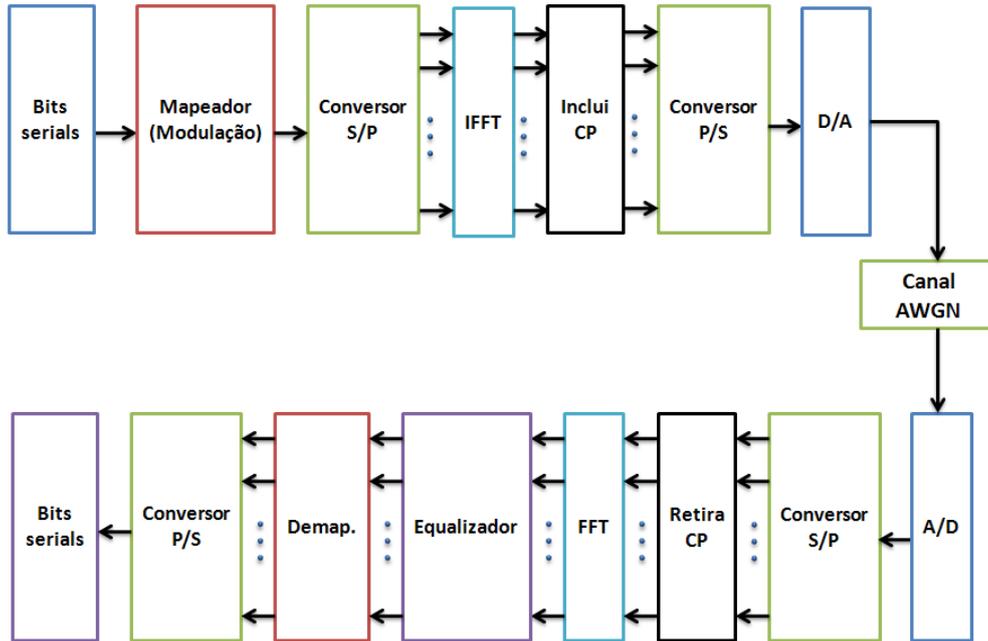


Figura 3.4: Diagrama de blocos de um sistema OFDM

3.4 Intervalo de guarda

O intervalo de guarda pode ser criado utilizando-se um prefixo cíclico ou apenas com a ausência de sinal [21]. Ele é introduzido a cada símbolo com o objetivo de preservar a independência entre os símbolos adjacentes, eliminando a interferência entre símbolos (ISI). Este intervalo é projetado de forma que as componentes de multipercurso de um símbolo não possam interferir na recepção. A Figura 3.5 mostra o funcionamento do intervalo de guarda.

A Figura 3.5-a ilustra a transmissão de uma sequência de símbolos OFDM. Considerando que o canal não é ideal, teremos sinais chegando ao receptor defasados e atrasados. Então, é ilustrado na 3.5-b como estes símbolos começam a interferir um no outro e conseqüentemente, gerar interferência entre símbolos (ISI). Assim, com a utilização do intervalo de guarda esta interferência é eliminada. Lembrando que a Figura 3.5-c mostra a implementação do intervalo de guarda apenas com a ausência de sinal.

A inserção do intervalo de guarda resulta na diminuição da taxa de transmissão, uma vez que informações redundantes estão sendo transmitidas no lugar dos dados. Porém, sua utilização é extremamente importante para garantir que interferências entre símbolos não ocorram.

Conforme [10], o tempo de duração do intervalo de guarda (T_g) deve ser cerca de 2 a 4 vezes o tamanho do atraso médio de espalhamento de retardo do canal (τ). Alguns autores preferem projetar T_g como tendo apenas um valor maior do que o valor de retardo máximo do canal [24]

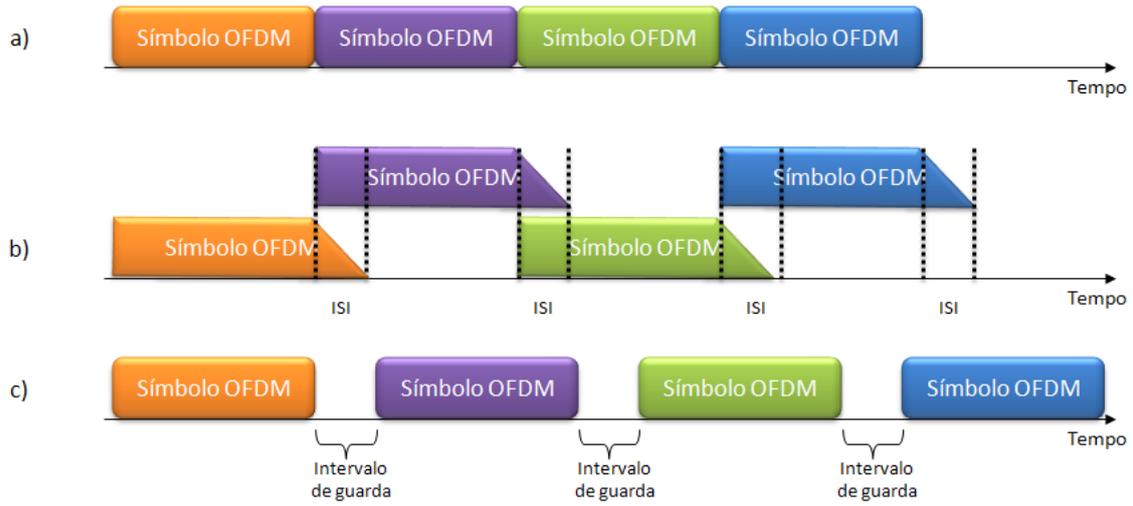


Figura 3.5: Inclusão do intervalo de guarda

[21].

3.5 Prefixo cíclico

O prefixo cíclico é utilizado com o objetivo de criar um canal livre da interferência entre símbolos. Isto é feito, utilizando IFFT/FFT associada à convolução circular. Em outras palavras, os últimos símbolos são repetidos no início do bloco, ou seja, o prefixo cíclico é a cópia da última parte do símbolo deslocada para parte da frente do símbolo e transmitida antes da "parte efetiva" do símbolo, conforme mostrado na Figura 3.6 [24].

Quando uma sequência de dados $x[n]$ é transmitida através de um canal linear invariante no tempo com resposta ao impulso finito (FIR), a saída é uma convolução linear da entrada com o canal $h[n]$ [21].

$$y[n] = x[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k] x[n-k] \quad (3.4)$$

Entretanto, sejam $x[n]$ e $h[n]$ duas sequências periódicas com período L , podemos imaginar fazer uma convolução circular de forma que:

$$y[n] = x[n] \odot h[n] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k] x[n-k]_L \quad (3.5)$$

Onde, $x[n]_L = x[n \bmod L]$ é a versão periódica de $x[n]$, em outras palavras, cada valor de $y[n] = x[n] \odot h[n]$ é a soma de um produto de L termos.

Conforme [21], para criar um canal livre de interferência entre símbolos (ISI), faz-se a convolução circular do canal com símbolo OFDM adicionado do prefixo cíclico, criando um sinal parecido com $x[n]_L$.

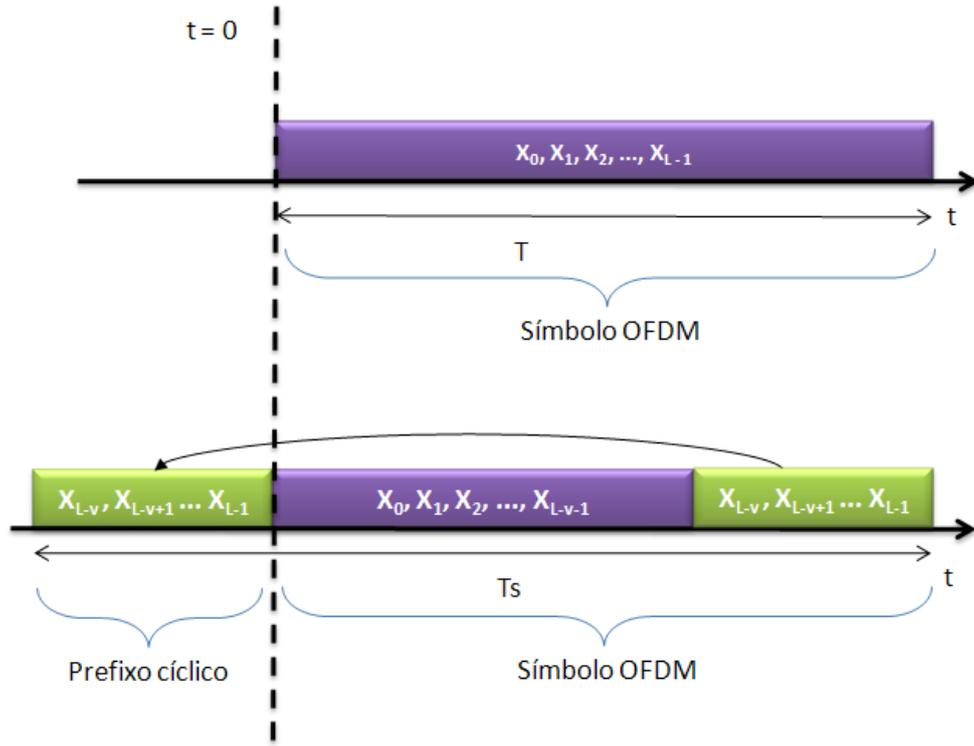


Figura 3.6: Inclusão do prefixo cíclico

$$DFT \{y[n]\} = DFT \{x[n] \odot h[n]\} \iff Y[m] = X[m] H[m] \quad (3.6)$$

Suponhamos que o máximo de espalhamento de retardos é de $v + 1$ amostras, adicionamos uma banda de guarda de v amostras entre os símbolos OFDM, tornando os símbolos OFDM independentes um dos outros. Este símbolo tem L amostras e é representado da seguinte forma:

$$[x_0, x_1, x_2, \dots, x_L] \quad (3.7)$$

Após aplicarmos o prefixo cíclico de tamanho v , o sinal transmitido é:

$$x_{cp} = [x_{L-v}, x_{L-v+1}, \dots, x_{L-1} | x_0, x_1, x_2, \dots, x_{L-1}] \quad (3.8)$$

Então, a saída do canal é definida por:

$$y_{cp} = h * x_{cp} \quad (3.9)$$

em que h é a resposta ao impulso do canal durante o período em que o símbolo OFDM é transmitido. As primeiras v amostras contêm interferência inerentes à transmissão do símbolo OFDM no canal. Assim, quando o sinal for recebido pelo receptor este descartará os primeiros v símbolos e ficará somente com as L amostras.

3.6 Duração do símbolo e número de subportadoras

Em relação ao domínio do tempo, a característica de ortogonalidade entre subportadoras, implica que duas subportadoras quaisquer, diferem exatamente por um número inteiro de ciclos, durante um intervalo de símbolo OFDM, uma vez que estas estarão separadas por múltiplo de $1/T_s$, em que T_s é o tempo de duração do símbolo OFDM.

A duração do símbolo OFDM está relacionado com o espaçamento entre subportadoras da seguinte forma: $\Delta_f = 1/T_s$. A duração do símbolo é definida como sendo o tamanho efetivo da informação transmitida adicionada do prefixo cíclico ($T_s = T + T_g$).

O número de subportadoras pode ser determinado pela largura de banda disponível para transmissão e a taxa de transmissão de cada subportadora. O número de subportadoras do sistema (incluindo as subportadoras nulas) normalmente possui o mesmo número de pontos da FFT.

3.7 Ortogonalidade entre subportadoras

Em um sistema de transmissão que utiliza portadora única, os símbolos são enviados em sequência através desta portadora (modulada na taxa de símbolos da fonte de informação), cujo espectro ocupa toda a faixa de frequência disponível. Já no OFDM, os dados dos usuários (informações) são modulados em um sinal de forma que as frequências das subportadoras sejam inteiras múltiplas do período do símbolo OFDM, onde $\Delta_f = 1/T_s$ é o espaçamento entre subportadoras.

Para as subportadoras serem ortogonais é necessário que o espaçamento entre elas atenda a seguinte equação:

$$\int_{T_1}^{T_2} e^{j2\pi f_1 t} e^{j2\pi(f_1 + \Delta f)t} dt = 0 \quad (3.10)$$

Dois sinais $x_{k_1}(t)$ e $x_{k_2}(t)$ são mutuamente ortogonais no intervalo $T_1 < t < T_2$ se satisfazem a seguinte relação:

$$\int_{T_1}^{T_2} x_{k_1}(t)x_{k_2}^*(t)dt = 0, k_1 \neq k_2 \quad (3.11)$$

A representação de um número de sinais no domínio da frequência, ilustrada na Figura 3.7, enfatiza a natureza ortogonal dos sinais usados no sistema OFDM. Dizer que as subportadoras são ortogonais significa que, no instante que uma subportadora tiver sua amplitude máxima no domínio da frequência, todas as componentes de frequências das outras subportadoras serão zero, se o sistema estiver perfeitamente sincronizado.

3.8 Sincronização do símbolo

Para que seja feita a demodulação do sinal OFDM, o demodulador deve realizar duas tarefas: a sincronização do símbolo no tempo e a sincronização do símbolo em frequência [25].

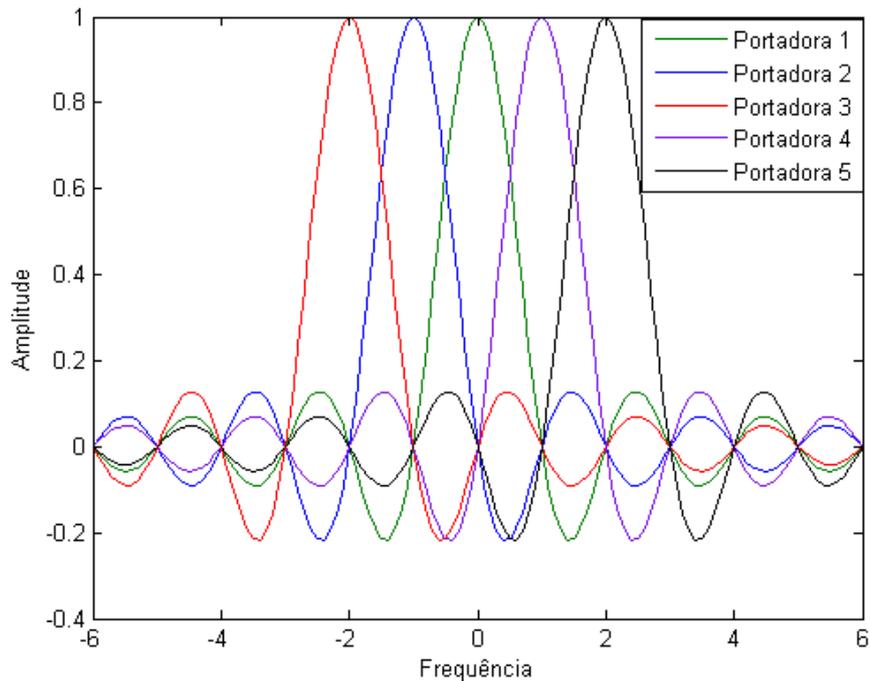


Figura 3.7: Ortogonalidade no domínio da frequência

A sincronização em frequência deve ser bem precisa para evitar a perda de ortogonalidade do sistema, e conseqüentemente, o surgimento de interferência entre subportadoras (ICI). Em relação à sincronização no tempo, a técnica OFDM apresenta maior robustez a um deslocamento do instante de recepção do símbolo, uma vez que este instante pode variar sobre um intervalo de tempo de duração igual ao intervalo de guarda, sem causar interferência entre símbolos (ISI) e interferência entre subportadoras (ICI).

Um problema nas redes de comunicações sem fio são os canais variantes no tempo. Essa variação no tempo causará um espalhamento dos símbolos transmitidos e, conseqüentemente, um desvio na frequência que poderá acarretar na perda da ortogonalidade. Com isso, o demodulador, que é projetado para fazer a amostragem no pico de cada subportadora em que a amplitude é máxima e a interferência entre portadoras (ICI) é zero, fará a amostragem defasado. Teremos assim uma ICI maior e ainda perdas de energia.

Com a implementação de um sistema OFDM, busca-se um sistema com alta taxa de transmissão e livre de interferência entre símbolos (ISI). Para conseguir um canal livre de ISI, o tempo de duração do símbolo (T_s) deve ser significativamente grande, quando comparado com o espalhamento de retardos (τ).

Na prática, a divisão da entrada de dados em subportadoras é feita por um conversor serial/paralelo que converte a entrada de dados em L subportadoras paralelas. Nos dados presentes em cada subportadora é aplicada uma técnica de modulação (QPSK ou QAM) tal que para as L subportadoras existem L moduladores cujas frequências são f_0, f_1, \dots, f_k .

O bloco de dados da entrada do sistema OFDM é dividido em L subportadoras com baixa

taxa de transmissão, em que cada uma destas subportadoras tem $T_s \gg \tau$. Os dados, ainda que transmitidos separadamente sobre L subportadoras paralelas, mantém a alta taxa de transmissão total desejada. Além disso, com a inclusão do intervalo de guarda pode-se garantir um sistema livre de ISI [21].

Mostra-se na Figura 3.8 o diagrama básico de um transmissor OFDM.

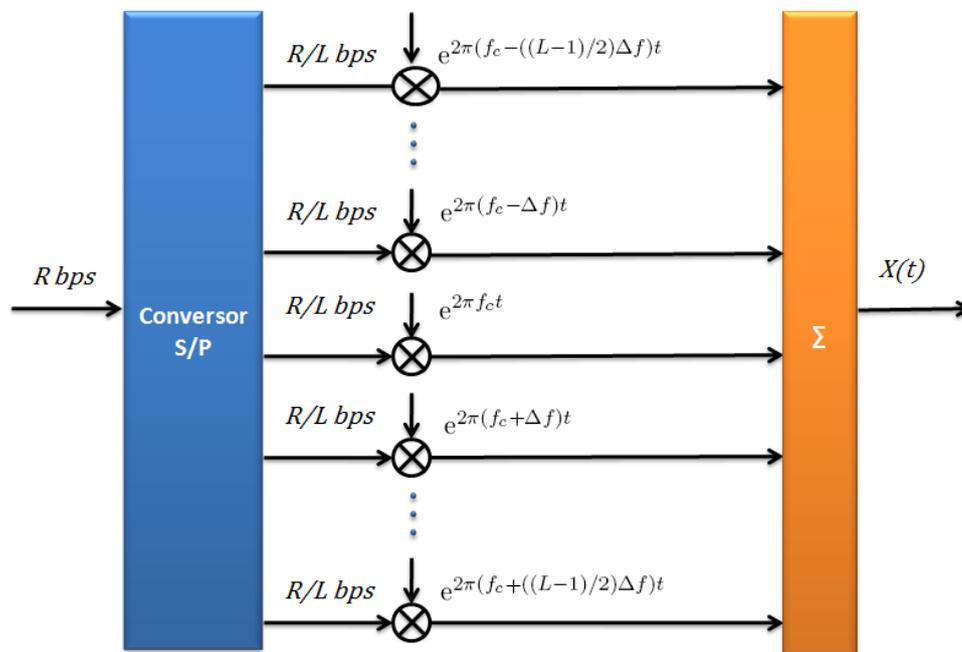


Figura 3.8: Diagrama básico de um transmissor OFDM

3.9 Esquema de modulação e codificação

O esquema de modulação, que transforma um conjunto de *bits* em símbolos, transmitirá mais *bits* na medida que sua constelação tiver mais pontos. Normalmente, a escolha do esquema de modulação se dá pelo compromisso entre a taxa de dados transmitida e a robustez contra ruídos do canal.

Os sistemas de transmissão OFDM apresentam maior robustez aos ruídos do canal, devido ao aumento no tempo de duração dos símbolos. Caso hajam erros, os símbolos podem ser recuperados na recepção por meio de esquemas apropriados de codificação. Assim, antes de escolher os parâmetros de codificação da informação, é necessário o estudo do nível de ruído do canal, para que uma combinação ótima seja selecionada.

Outra vantagem do OFDM é que os dados de cada subportadora podem ser mapeados por diferentes esquemas de modulação, permitindo diferentes configurações para um mesmo conjunto de dados transmitidos.

3.10 COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

O esquema de codificação empregado influenciará diretamente no desempenho da transmissão. O COFDM contém entre seus elementos básicos: o entrelaçador e os codificadores internos e externos.

O entrelaçador efetua um embaralhamento nos dados, e torna o efeito dos desvanecimentos menos agressivos. Isto por que os erros provocados pelo desvanecimento não atuarão em blocos, e sim de forma espalhada.

A escolha dos algoritmos de codificação interna e externa também são de fundamental importância, pois quanto maior a capacidade de correção destes códigos, menos susceptível aos efeitos do canal será o sistema e melhor o seu desempenho. O uso da codificação aliada à transmissão OFDM é conhecida por COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

3.11 Vantagens e desvantagens

Como vantagens e desvantagens do sistema OFDM podemos citar as seguintes:

Vantagens

- Fácil adaptação às condições adversas dos canais de comunicação sem fio, sem necessitar de equalizações complexas;
- Alta robustez em relação às interferências entre símbolos (ISI) e desvanecimentos causados por propagação multipercurso;
- Fácil implementação computacional utilizando operações com FFT/IFFT;
- Baixa sensibilidade a erros de sincronização do tempo;
- Não são necessários ajustes nos subcanais com filtros receptores (ao contrário do convencional FDM).
- Pode ser implementada uma adaptação espectral flexível;
- Podem ser utilizados diferentes tipos de modulação em cada subportadora, que são facilmente adaptadas para diferentes condições de transmissão.

Desvantagens

- A distorção causada pela amplificação não linear ainda é um dos principais problemas da transmissão OFDM, devido à alta razão entre as potências de pico e a potência média (PAPR) que causa distorção do sinal transmitido. Por isso, a análise da PAPR é importante para evitar a degradação do sistema, aumento da radiação fora de banda, aumento da taxa de erro de bit e redução da vazão do sistema.

- Perda na eficiência espectral e na taxa de transmissão devido à inserção de intervalo de guarda;
- Ruído de fase causado por imperfeições nos osciladores tanto do transmissor quanto do receptor influencia no desempenho do sistema;
- Podem ocorrer problemas de sincronização na frequência, que provocam um deslocamento de fase nos símbolos estimados provocando a perda da ortogonalidade entre as subportadoras do sistema.

Capítulo 4

Razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR)

O problema da alta razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) vem sendo bastante debatido, principalmente em função da grande difusão das redes sem fio ocorrida nos últimos cinco anos. Atualmente são utilizados diversos métodos para redução da PAPR nos sinais OFDM, cada um com suas peculiaridades, vantagens e desvantagens, as quais serão apresentadas e discutidas neste capítulo

4.1 Introdução

A tecnologia OFDM tem certas deficiências quando comparada com sistemas de portadora única, principalmente no que tange às distorções geradas pela passagem de sinais por dispositivos não lineares, efeitos do ruído de fase nos osciladores e problemas de sincronização de frequência das subportadoras. Neste trabalho, é proposto o estudo dos problemas decorrentes da passagem de sinais por dispositivos não lineares, que será o tópico mais importante a ser discutido.

A análise destas distorções é feita com base na razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR). Esta razão é importante, pois os amplificadores utilizados na transmissão devem ser lineares em toda a faixa de amplitudes que o símbolo OFDM pode assumir, do contrário haverá uma quebra de ortogonalidade no símbolo transmitido gerando interferência entre canais (ICI).

Este problema está presente tanto na radiodifusão via satélite, em que amplificadores de alta potência (HPA) e transponders não lineares estão presentes, quanto na radiodifusão terrestre em que são utilizados amplificadores operando em sua região não linear, com o objetivo de ampliar ao máximo o tamanho da área geográfica em que o serviço é oferecido.

Quando um sinal é transmitido através de um dispositivo não linear, como um amplificador de alta potência (HPA), a energia gerada fora da banda e a distorção dentro da banda podem causar interferências, afetando o desempenho do sistema significativamente.

Neste trabalho, as distorções caracterizadas pela razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) sobre o sinal OFDM, serão avaliadas com base na análise da constelação do sinal transmitido versus recebido, na magnitude do vetor de erro (EVM) do sinal recebido, na razão da potência média no canal de frequência adjacente pela potência média no canal de transmissão de frequência (ACPR), na taxa de erro de *bit*, degradação total do sistema (TD) e na densidade espectral de potência do sinal (PSD).

4.2 Quantificando a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR)

Quando um sistema multiportadoras transmite dados sobre um número de canais de frequência paralelos, a forma de onda resultante é a superposição de L subportadoras moduladas. Em particular, cada uma das saídas amostradas da IFFT envolve a soma de L números complexos.

Em [26], é definido o conceito do teorema do limite central (TLC), que afirma que a soma de muitas variáveis aleatórias independentes e com mesma distribuição de probabilidade converge à distribuição normal, também conhecida como distribuição Gaussiana.

Com base neste teorema, verifica-se que o resultado dos valores na saída da IFFT pode ser modelado para valores grandes de L como uma variável aleatória normal.

Considerando um sinal contínuo no tempo $x(t)$, para obtermos o valor da PAPR deve-se conhecer a potência média e a amplitude máxima do sinal. A amplitude máxima do sinal será o valor máximo de amplitude entre cada símbolo OFDM e potência média do sinal é o valor esperado de $|x(t)|^2$, ou seja, $m_x = E[|x(t)|^2]$. Dado que $PAPR_m$ representa o valor da PAPR em um símbolo m , temos:

$$PAPR_m = \frac{\max |x(t)|^2}{E(|x(t)|^2)} \quad (4.1)$$

A análise da PAPR deve ser baseada na transmissão de um sinal analógico, porém, para que o sinal seja implementado computacionalmente, o sinal discreto no tempo $x[n]$ deve ser superamostrado com um fator adicional de amostras, utilizado para interpolar o sinal digital e deixá-lo mais próximo de um sinal analógico.

O fator definido para interpolação foi denominado de f_{os} , e neste trabalho considerou-se $f_{os} = 4$. A PAPR é calculada sobre um único símbolo OFDM, o qual consiste em $((L + Ng) * f_{os})$ amostras ou o tempo de duração do símbolo (T_s). A PAPR de um sinal discreto no tempo pode ser obtida da seguinte forma:

$$PAPR_m = \frac{\max |x[n]|^2}{E[|x[n]|^2]} \quad (4.2)$$

Considerando que o sinal OFDM é a superposição de L subportadoras moduladas, pode acontecer dos L sinais serem adicionados com a mesma fase, produzindo um pico de potência que é L

vezes a potência média. A distribuição de amplitude depende da quantidade de L e a probabilidade do sinal ter altos picos de amplitude aumenta na medida que L aumenta.

4.3 Métodos de redução da PAPR

Uma grande quantidade de métodos de redução dos efeitos da PAPR nos sinais OFDM tem sido apresentada na literatura durante a última década, todas com a proposta de reduzir o recuo de potência requerido dos amplificadores e os efeitos das não linearidades.

4.3.1 Método de limitação do sinal (*clipping*)

O método de limitação do sinal consiste simplesmente em limitar o sinal a uma certa amplitude, ou seja, atribui um valor definido para a amplitude do sinal quando esta ultrapassa um valor limite. A vantagem deste método é sua simplicidade, enquanto que a desvantagem é um aumento da interferência fora de banda e a distorção do sinal. Devido a esta distorção, um tipo de auto-interferência é introduzido, aumentando a taxa de erro de *bit* (BER).

Embora este método seja definitivamente a solução mais simples, existem alguns problemas associados a este método que serão mostrados no Capítulo 6.

A limitação implementada vai depender do amplificador utilizado. O sinal pode ser limitado antes da entrada do amplificador estipulando-se um limite menor do que o do amplificador, ou pode ser utilizado o valor máximo da entrada do amplificador, antes da faixa de saturação. No entanto, deve-se considerar que, quanto mais perto do seu limite o amplificador trabalhar, melhor a relação entre a potência de entrada e saída.

A Figura 4.1 mostra o método de limitação utilizado para a redução da PAPR no sinal OFDM.

Para a implementação do método de limitação, considerou-se o modelo teórico descrito em [7], que descreve a limitação de um sinal OFDM da seguinte forma:

$$x(t) = \begin{cases} s(t) = A_{(t)}e^{j\varphi(t)} & \text{se } |s(t)| \leq A_{max} \\ A_{max}e^{j\varphi(t)} & \text{se } |s(t)| > A_{max} \end{cases} \quad (4.3)$$

em que $s(t)$ é a representação de um sinal OFDM em banda base, A_{max} é a amplitude máxima desejada e $\varphi(t)$ é a fase de $s(t)$.

O método de limitação diminui a faixa dinâmica de amplitude de um sinal OFDM, o que resulta em redução de PAPR. No entanto, sua utilização intensifica a radiação fora de banda.

Neste trabalho, foi utilizado um filtro passa baixa com o objetivo de reduzir os efeitos da radiação fora de banda resultante deste método e, conseqüentemente, aumentar a razão entre a potência média no canal de frequência adjacente e a potência média no canal de transmissão de frequência (ACPR - *Adjacent Channel Power Ratio*).

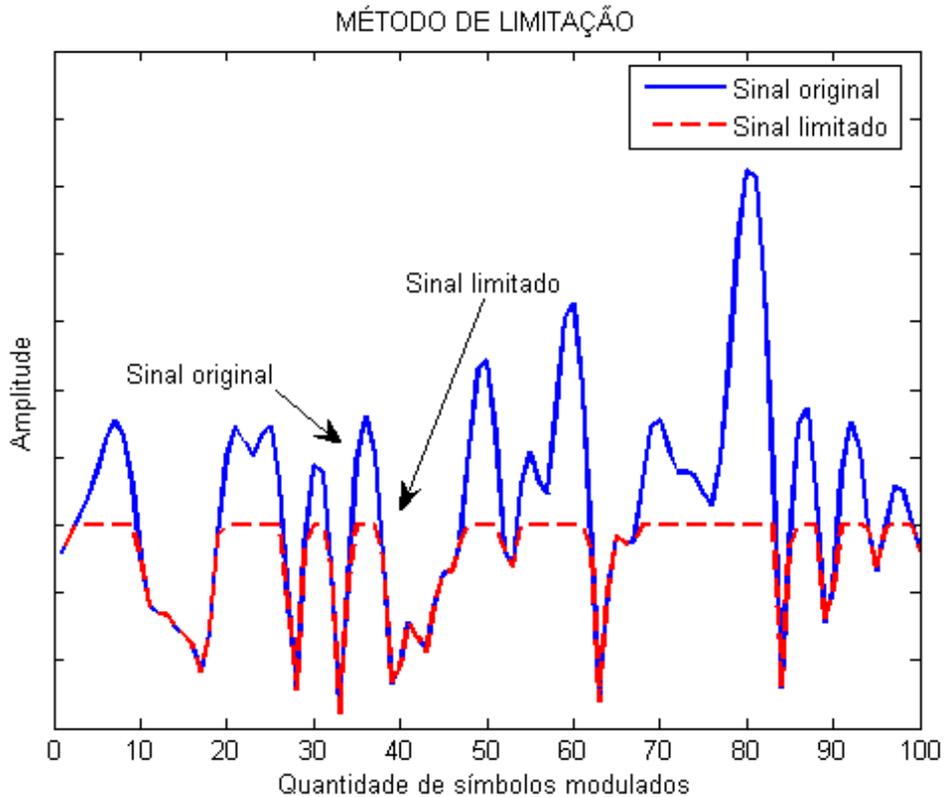


Figura 4.1: Implementação do método de limitação do sinal

Neste caso, a variação da PAPR ocorre somente quando o recuo de potência é pequeno, ou seja, o sinal está bastante distorcido. Na medida que o recuo de potência aumenta, a ACPR é quase a mesma da transmissão sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR, pois para recuos de potência maiores o sinal é pouco distorcido.

Dependendo do nível de limitação utilizado, o método de limitação quando implementado sem a utilização de filtro ou sem ser combinado com outro método não atende às máscaras espectrais normatizadas para os padrões ETSI EM 301 021 [27] e IEEE 802.16-2009 [1], no que tange a densidade espectral de potência.

Apesar do método de limitação propiciar uma grande redução da PAPR e ser um dos métodos mais simples de ser implementado, ele contribui diretamente para o aumento do ruído e da taxa de erro de *bit* (BER). Neste aspecto, devemos pensar nas reais necessidades do nosso sistema, ou seja, as vezes a utilização deste método pode ser um pouco inadequada e não representar benefícios caso seja mal empregada.

4.3.2 Método de janelamento de pico ou função de correção

Este método utiliza um enfoque diferente do método de limitação do sinal. A idéia aqui é multiplicar ou adicionar uma janela não retangular nos picos do sinal, com a máxima amplitude limitada ao nível de corte.

Uma das vantagens deste método é que ele limita as emissões espectrais fora de banda, ao

contrário do método de limitação do sinal, que aumenta a radiação fora de banda. A implementação usual encontrada na literatura é a utilização de funções de janelamento como a multiplicação de uma janela gaussiana centrada nos picos do sinal [8], ou a adição de uma função sinc ao sinal original [9]. No entanto, diversas janelas vêm sendo experimentadas para reduzir a PAPR, como as janelas de hamming, kaiser e cosseno levantado implementadas em [10].

Conforme [28], uma boa janela de multiplicação é uma sequência de comprimento finito cuja resposta na frequência, quando convoluída com uma resposta na frequência ideal, produz a menor distorção possível. Essa mínima distorção ocorre quando a resposta na frequência da janela tem uma forma parecida com a representada na Figura 4.2. Contudo, sinais com faixa de frequência limitada não podem ser limitados no tempo, o que contradiz nosso principal requisito. Isso significa que temos que encontrar uma janela de comprimento finito cuja resposta na frequência tenha a maior parte de sua energia concentrada em torno $\omega = 0$.

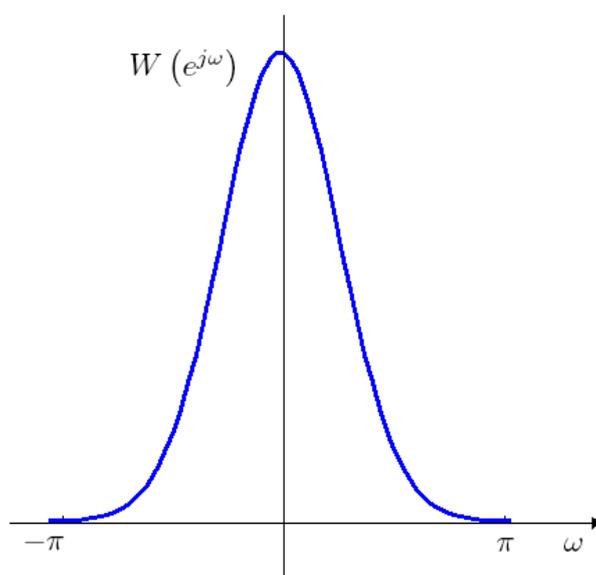


Figura 4.2: Resposta na frequência de uma função janela $\omega(n)$

A janelas mais utilizadas para a implementação do método de janelamento são as de gauss [8] e sinc [9]. Estas janelas são aplicadas em cada pico de potência, limitando a amplitude do sinal. A função janela gaussiana deve ser multiplicada por cada pico de amplitude pois, a multiplicação no domínio do tempo representa a convolução linear do sinal transmitido pelo tamanho da janela, no domínio da frequência. Já a função janela sinc deve ser somada ao sinal no domínio do tempo. O que representa a soma de uma função retangular no domínio da frequência.

A implementação deste método é bastante útil para reduzir a radiação fora da banda resultante da limitação do sinal, atenuando valores de amplitude maiores que o valor limite estipulado. Este método introduz não linearidade no sinal, porém o aumento de interferência fora da banda desejada só ocorre nas proximidades desta banda, podendo ser caracterizada como um pequeno aumento na banda do sinal transmitido.

O janelamento é um método bem conhecido para reduzir o nível dos lóbulos laterais e assim reduzir as emissões de potência fora de banda, além também de servir como um método de redução

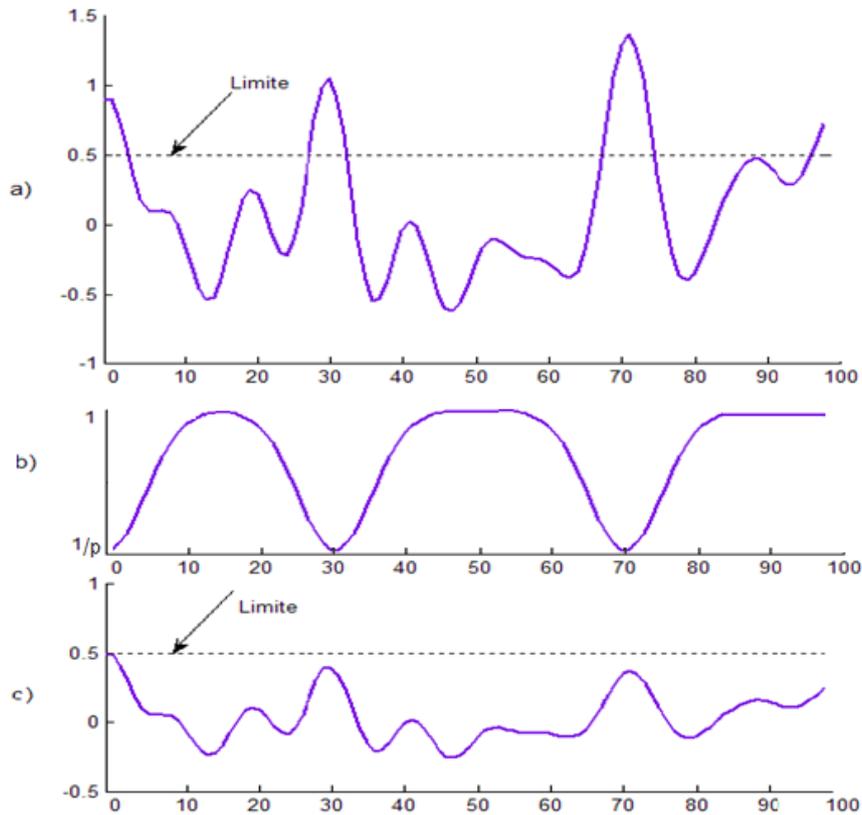


Figura 4.3: Método de janelamento utilizando a janela gaussiana

de PAPR. A Figura 4.3 ilustra o funcionamento deste método.

A Figura 4.3-a mostra o sinal original com os picos de amplitude maiores que o limite pré-definido. Em 4.3-b pode-se observar a janela gaussiana que será utilizada na multiplicação dos picos de amplitude. Na Figura 4.3-c mostra-se o sinal após a implementação do método de janelamento.

4.3.3 Subportadoras Virtuais (*DSI - Dummy Sequence Insertion*)

Este método considera a possibilidade de utilizar as subportadoras do padrão OFDM que não carregam informações. Normalmente, é implementada nas bandas de guarda e nas subportadoras nulas, previstas na camada física do padrão WiMAX. Nestas subportadoras são inseridos símbolos redundantes com o objetivo de reduzir o envelope do sinal transmitido e a PAPR.

A inserção de símbolos pode ser feita em qualquer subportadora, mas, normalmente, são utilizadas as subportadoras nulas, preservando a eficiência espectral do sistema. Estas subportadoras são denominadas subportadoras virtuais e podem ser utilizadas para reduzir a PAPR sem causar interferência nas subportadoras de dados.

Um das grandes vantagens deste método é que sua implementação se restringe a modificar as subportadoras virtuais no transmissor, sem a necessidade de modificações no receptor.

A Figura 4.4 mostra a estrutura dos símbolos OFDM proposta para a implementação das subportadoras virtuais, representados no domínio da frequência, onde L é a quantidade de subportadoras do sistema, S a quantidade de subportadoras que são utilizadas para transmitir os símbolos

redundantes, sendo que necessariamente $S < L$, e D a quantidade de subportadoras utilizadas para carregar dados, sendo que $D = L - S$.

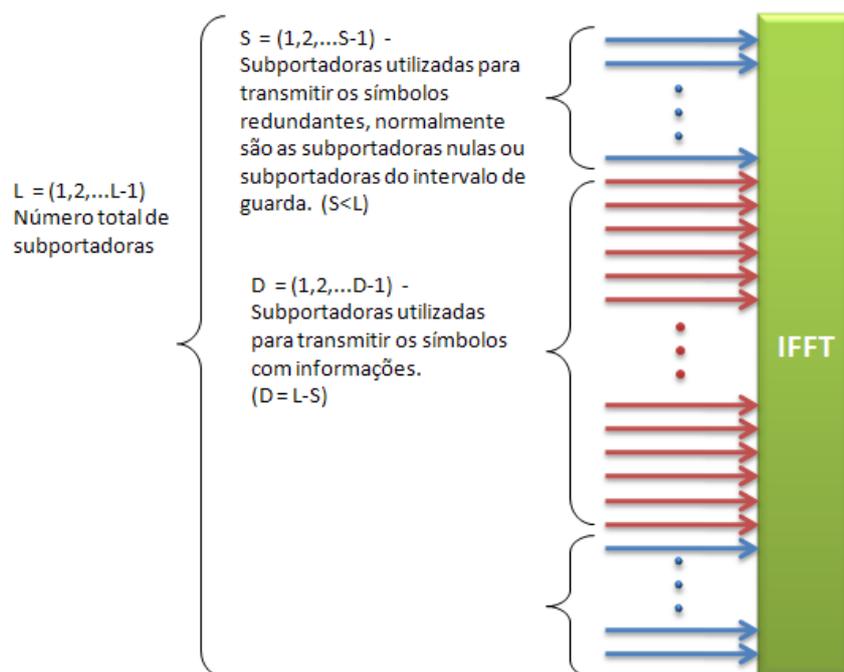


Figura 4.4: Diagrama da técnica de subportadoras virtuais

Neste estudo, o método utilizado para a implementação das subportadoras virtuais foi o proposto por Gatherer e Polley [14], que descreve um algoritmo iterativo utilizado para otimizar a fase dos símbolos transmitidos nas subportadoras virtuais. O algoritmo é implementado por meio dos seguintes passos:

1. O vetor de dados, X , passa pela IFFT obtendo-se $x = IFFT \{X\}$;
2. Se o sinal após a IFFT em alguma amostra for maior que o limite pré-definido, $x > A_{max}$, então ele é limitado por meio da utilização do método de limitação, $x = A_{max}e^{j\theta_l}$;
3. Faz-se a avaliação se algum símbolo foi limitado. Em caso afirmativo, segue-se para o próximo passo. Em caso negativo, o programa é terminado, haja vista que não existem picos maiores que a amplitude máxima.
4. Após a limitação dos símbolos é aplicada a FFT, $X = FFT \{x\}$.
5. Neste passo as subportadoras virtuais encontram-se com valores obtidos na IFFT e na FFT. As subportadoras de dados são restauradas aos valores originais e as subportadoras virtuais são mantidas com os valores obtidos após os 4 passos anteriores.
6. Com as subportadoras de dados com valores originais e as subportadoras virtuais com os valores obtidos nos passos anteriores, o algoritmo retorna ao passo 1 para que seja feita mais uma iteração. O número de iterações converge a um valor finito.

Outro método bastante conhecido para implementação das subportadoras virtuais é o de Dardari-Tralli-Vaccari [15], que é bastante adequado à utilização na prática e possui pouca complexidade computacional.

Em [15], para determinar o valor dos símbolos redundantes que devem ser transmitidos, é inserido no sistema um bloco adicional chamado de bloco de pré-processamento. Este bloco é alimentado por um vetor de dados contido em um símbolo OFDM, onde $d = \{d_k\}$, com o índice $k = \{0, 1, 2, \dots, L - 1\}$. Como somente $L - S$ subportadoras carregam dados, então podemos considerar $d_k = 0$ para as subportadoras virtuais.

A saída do bloco de pré-processamento produz um vetor $b = \{b_k\}$, diferente de zero somente nas subportadoras virtuais, então este vetor é somado ao vetor d dando origem ao vetor a , que alimenta a entrada da IFFT. Desta forma, o elemento a_k de um vetor a é dado por:

$$(4.4) \quad a_k = \begin{cases} d_k & \text{com } k \in D \\ b_k & \text{com } k \in S \end{cases}$$

O diagrama de blocos básico para inserção dos símbolos redundantes na técnica OFDM, proposto por [15], pode ser observado na Figura 4.5.

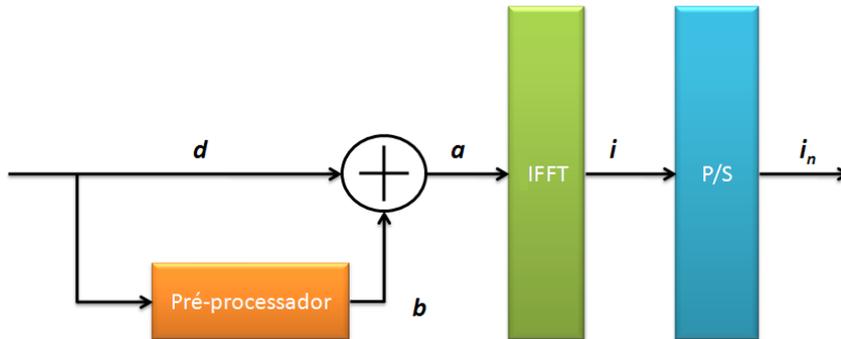


Figura 4.5: Diagrama de blocos para inserção de símbolos nas subportadoras virtuais

Conforme descrito em [15], os símbolos redundantes são incluídos no sistema de acordo com dois critérios de otimização: minimização dos picos de potência (MPP) e minimização das variações de potência instantânea (MPV).

Em [15], é demonstrada a implementação de um algoritmo iterativo baseado no critério de otimização por minimização das variações de potência instantânea (MPV), este critério prevê a modificação do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.5, passando o vetor de dados d_k a alimentar diretamente a IFFT e também o bloco de processamento P' , que é alimentado pelos vetores d e r , que é a saída da IFFT.

A Figura 4.6 mostra o diagrama de blocos do critério de otimização por minimização das variações de potência instantânea (MPV).

Considerando que $S = \{f(s)\}$, $s = 0, 1, 2, \dots, S - 1$, onde S é a quantidade de subportadoras

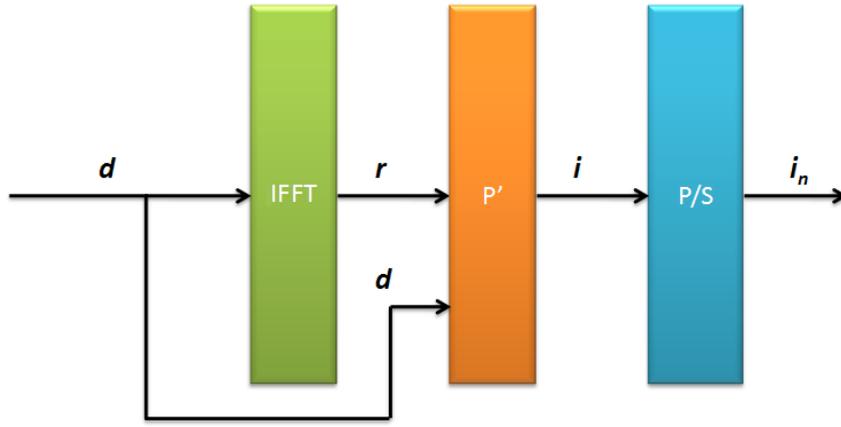


Figura 4.6: Diagrama de blocos pelo critério MPV

virtuais utilizada para a otimização da PAPR e $f(s)$ é a função de mapeamento dos símbolos redundantes, então, o algoritmo proposto pode ser estruturado da seguinte forma:

$$r = IFFT(d)$$

$$a = d$$

$$P = \sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2$$

$$s = 0$$

faça

$$k = f(s)$$

$$NUM = 0, DEN = 0$$

Para cada $n \in L$ faça

$$C = P - |r_n|^2$$

$$D = 2Re \{ r_n e^{-j2\pi nk/L} e^{-j\varphi k} \}$$

$$NUM = NUM + D.C$$

$$DEN = DEN + D^2$$

Fim do laço

$$a_k = \frac{NUM}{DEN} \cdot e^{-j\varphi k}$$

Para cada $n \in L$ faça

$$r_n = r_n + a_k e^{j2\pi nk/N}$$

Fim do laço

$$P = P + |a + k|^2$$

$$s = s+1$$

Até que $s = S$

$$I = r$$

Atualmente, o método de subportadoras virtuais tem sido aperfeiçoado com objetivo de reduzir o esforço computacional e a complexidade dos algoritmos. Normalmente, a diferença entre os diversos métodos encontrados na literatura é a forma de inserir potência nas subportadoras virtuais.

4.3.4 Modificação nos Canais Ativos (ACE)

Neste método, são utilizados os canais ativos do sistema OFDM (subportadoras de dados) que dinamicamente movem os pontos externos da constelação, dentro da margem de preservação do sinal, com o objetivo de minimizar os picos de amplitude.

O método de modificação nos canais ativos (ACE) foi o proposto por D. L. Jones [11], na década de 90. Desde então, seu trabalho é referência na literatura para diversos estudos de otimização do método de ACE. Na literatura, são encontradas diversas formas de implementação deste método. No entanto, grande parte de sua análise é focada na otimização do código proposto inicialmente por Jones [11].

O próprio Jones juntamente com Krongold propõe uma nova otimização da técnica de ACE em 2003 [12]. Atualmente, ainda existem muitos estudos que concentram esforços no aperfeiçoamento desta técnica, dentre eles destaca-se [13].

O método de ACE pode ser entendido mais facilmente considerando-se um caso específico em que o sistema OFDM trabalha com a modulação QPSK em cada canal de frequência ortogonal. Para um único canal, os quatro pontos possíveis na constelação estão posicionados em cada quadrante no plano complexo com a mesma distância dos eixos real e imaginário.

No sistema OFDM tradicional, somente um dos quatro pontos da constelação podem ser transmitidos. Note, no entanto, que para a transmissão sem erros ou ruídos, qualquer ponto no próprio quadrante resultará na recuperação correta dos dados.

A Figura 4.7 mostra as regiões da constelação de um sinal modulado com 16-QAM que podem ser utilizadas para reduzir a PAPR sem afetar a taxa de erro de *bit*.

Para a implementação deste método, é proposta a utilização de um algoritmo somente para a modificação das subportadoras de dados. Este cenário consiste na modificação dos pontos da constelação, obtendo-se um baixo pico de potência sem incrementos significativos na taxa de erro de *bit* (BER).

O algoritmo proposto por Jones [11] é bastante parecido com o conceito introduzido por Gatherer e Polley [14], por isso, a combinação destes métodos pode ser salutar à redução da PAPR.

O algoritmo modifica apenas as subportadoras de dados, deixando as subportadoras piloto e subportadoras de guarda inalteradas. Isto pode ser descrito pelos seguintes passos, os quais são executados em cada símbolo:

1. É feito o mapeamento do sinal transmitido no qual são atribuídos os pontos da constelação no domínio da frequência de acordo com a entrada de dados;

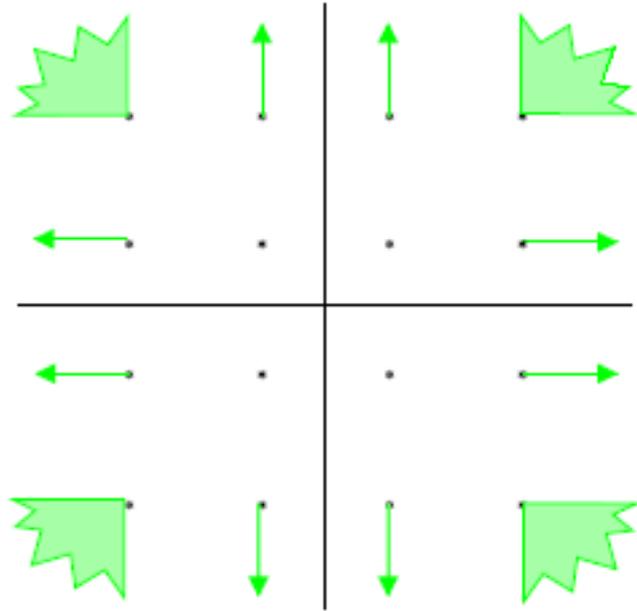


Figura 4.7: Constelação 16-QAM com utilização do método de ACE

2. O vetor de dados passa pela IFFT, construindo um sinal amostrado no domínio do tempo x_l ;
3. Compara-se a magnitude de todas as amostras no domínio do tempo com nível de pico, A_{max} ;
4. Caso o sinal após a IFFT seja maior que o limite pré-definido (A_{max}), então a magnitude do sinal é projetada de forma que $\tilde{x}_l = A_{max}e^{j\theta_l}$, onde $x_l = |x_l|e^{j\theta_l}$. Perceba que o sinal é modificado e limitado à amplitude A_{max} ;
5. Faz-se a avaliação se algum símbolo foi limitado ou deslocado. Em caso afirmativo, segue-se para o próximo passo, em caso negativo, o programa é terminado haja vista que não existem picos maiores que a amplitude máxima;
6. Retorna-se para os valores originais as subportadoras piloto e DC, e também os pontos da constelação interior. Projeta-se os pontos da constelação exterior para a região dentro da margem de preservação do sinal.
7. O algoritmo retorna ao passo 2 para que seja feita mais uma iteração. O número de iterações converge a um valor finito.

Jones [11], em conjunto com Krongold, propõe em [12] uma otimização do método apresentado em [11]. Nesta otimização, é projetado um gradiente considerando o sinal não limitado. Ou seja, após o passo 4 do algoritmo de Jones [11], os símbolos que não foram limitados são mapeados e então é aplicada a FFT no sinal.

Com o objetivo de reduzir a complexidade do algoritmo, apenas os símbolos que foram limitados são ajustados nas iterações seguintes. Por isso, após a FFT, os componentes do sinal cujos símbolos não foram limitados são mantidos inalterados e os demais símbolos são zerados e a IFFT é aplicada novamente.

Com esta otimização, é demonstrado em [12] que para a implementação do método são necessárias apenas duas iterações, contra oito iterações do método proposto em [11], fazendo com que o esforço computacional exigido seja diminuído significativamente.

Em estudo mais recente sobre o método de ACE [13], é proposta uma nova abordagem para sua implementação, a qual estende inteligentemente dentro das pontos da constelação com valores altos para minimizar a PAPR de um símbolo OFDM. Mesmo com a redução da PAPR não há perda na taxa de transmissão de dados e não é necessária informação adjacente.

4.3.5 Mapeamento do Sinal

Existem duas subcategorias de mapeamento de sinal: o mapeamento seletivo (*SLM - Selected Mapping*), e a transmissão de sequências parciais (*PTS - Partial Transmit Sequences*). Os métodos de mapeamento de sinal têm em comum a necessidade de enviar informações redundantes nos sinais transmitidos.

Estes métodos são implementados por meio de diferentes códigos, os quais são aplicados nos dados a serem transmitidos, e o sinal de menor PAPR é escolhido para a transmissão. O mapeamento seletivo do sinal e a transmissão de sequências exigem modificações significativas na estrutura do receptor para sua implementação.

4.3.5.1 Mapeamento Seletivo (*SLM - Selected Mapping*)

No método de mapeamento seletivo, a sequência de dados é multiplicada em todas as subportadoras por diferentes códigos de embaralhamento. Posteriormente, estas sequências passam pela IFFT e então é escolhida a sequência de menor PAPR para a transmissão.

A idéia principal deste método é selecionar uma sequência de baixa PAPR. No entanto, a maioria das técnicas utilizadas para encontrar os códigos que servirão como parâmetro de multiplicação das sequências requer uma procura exaustiva e são úteis somente para um pequeno número de subportadoras.

Considere um símbolo OFDM, a_k . Para implementação do SLM, este símbolo é representado com a mesma informação U vezes, cada um destes U vetores possui uma representação do símbolo OFDM, denominado de a_k^u , o qual é multiplicado por um vetor de fase $P^{(u)}$, rotacionando a fase de cada uma destas representações, tudo isso no domínio da frequência.

$$\tilde{a}_k^u = a_k^u \cdot P^{(u)} \quad (4.5)$$

em que, o vetor de fase $P^{(u)}$, com $1 \leq u < U$, é representado pela seguinte equação:

$$P^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}}, \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi) \quad (4.6)$$

Depois que cada representação do símbolo OFDM, a_k^u , é multiplicada pelo vetor de fase $P^{(u)}$, temos uma representação do símbolo OFDM defasado. \tilde{a}_k^u , que é transformado para o domínio do

tempo.

$$A_k^u = IFFT \{ \tilde{a}_k^u \} \quad (4.7)$$

Após a IFFT, é feito o mapeamento dos símbolos com menor PAPR, gerando um vetor com menor PAPR dentre os U candidatos, denominado \tilde{A}_k , em que a fase geradora deste símbolo modificado é armazenada e transmitida para o receptor para que os dados de origem sejam recuperados.

A Figura 4.8 mostra o diagrama de blocos proposto em [29] para modelar este método. Para melhor entendimento, o diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.8 considera a implementação do método em uma subportadora.

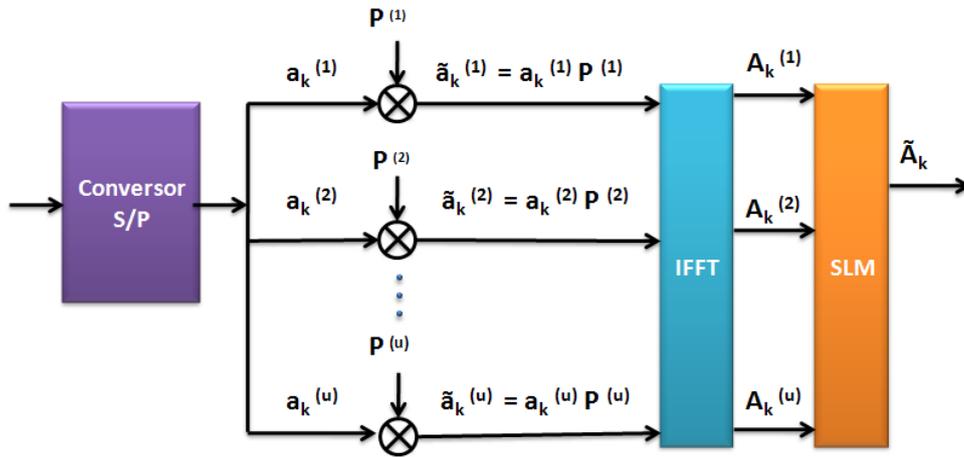


Figura 4.8: Diagrama básico da técnica de Mapeamento Seletivo

Para examinar todos os possíveis vetores, a complexidade é muito alta. Por exemplo, se a tabela de fases é limitada em 8 elementos, e existem 64 subportadoras, o número total de candidatos será tão grande quanto $8^{64} = 6,2 \times 10^{57}$, um vetor muito grande para ser implementado, tornando a implementação do sistema inviável.

Para implementação deste método, é necessário que o algoritmo empregado realize diversas iterações, até que se obtenha um bom valor para o fator de fase, que será posteriormente multiplicado pela sequência de dados de entrada do sistema.

Para a implementação do mapeamento seletivo, são necessários alguns ajustes no transmissor e no receptor, e esta situação pode tornar mais complexo e mais caro o equipamento empregado. Um dos ajustes necessários no transmissor é o envio de informações adicionais para o receptor. Estas informações são importantes, pois registram as transformações feita no bloco de dados original. Elas funcionam como um cabeçalho, só que para a transmissão destas é necessário largura de banda e energia, que deverá ser diminuída da energia e da largura de banda total do sistema.

Por outro lado, a eficiência da redução da PAPR pode compensar as perdas de capacidade do sistema, proveniente do envio de informações adicionais, pois a diminuição da PAPR também contribui para o aumento na capacidade do canal.

A literatura [30] [31] [32] [33] discorre apenas sobre o método de mapeamento seletivo, descon-

siderando a influência das informações adicionais. Ou seja, estas informações não são relacionadas com a eficiência do sistema, desconsiderando-se as perdas inerentes à transmissão destas informações e a compensação obtida com a redução da PAPR no sistema.

4.3.5.2 Transmissão Parcial de Sequências (PTS)

Neste método, a sequência de dados é dividida em sub-blocos, os quais passam pela IFFT, e posteriormente são multiplicados por diferentes fatores de fase e finalmente combinados minimizando a PAPR.

A transmissão parcial de sequências é baseada na combinação de sub-blocos do sinal os quais são defasados por diferentes fatores de fase, gerando múltiplos sinais candidatos, e então é selecionado o sinal com menor PAPR. Em [17], o método de PTS é definido da seguinte forma:

1. Uma entrada de dados X é particionada em M sub-blocos X_m ;

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T, m = 1, 2, \dots, M \quad (4.8)$$

Para cada sub-bloco é empregada a IFFT;

$$x_m = IFFT \{X_m\} \quad (4.9)$$

2. É introduzido o fator de fase para cada sub-bloco;

$$b_{m,w} = e^{j\theta w}, m = 1, 2, \dots, M, w = 1, 2, \dots, W. \quad (4.10)$$

3. O sinal no domínio do tempo depois de combinado é representado pela seguinte equação:

$$X'_l = \sum_{m=1}^M b_{m,w} x_m (l = 1, 2, \dots, L) \quad (4.11)$$

em que L é o número de sinais candidatos, e $b_{m,w} \in \{e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_w}\}$ em que W é o número de fatores de fase.

A Figura 4.9 ilustra o diagrama de blocos básico do método de PTS. Neste diagrama, pode-se observar que a estrutura do transmissor OFDM é bem parecida com a estrutura básica. No entanto, é introduzido um novo elemento chamado de otimizador. Neste otimizador, é implementado o algoritmo utilizado para computar o melhor fator de fase.

Infelizmente, achar um bom fator de fase é uma tarefa bastante complexa, mas, para reduzir esta complexidade, pode-se restringir a fase dos sinais a 0 e π , ou $0, \pi/2, \pi$ e $3\pi/2$.

Em [17], é proposto um limiar com objetivo de reduzir a complexidade do método PTS. A complexidade deste método é definida pelo número de iterações, em que cada iteração é um processo de geração de um sinal candidato.

A vantagem do limiar proposto em [17] é que os diferentes sub-blocos particionados e os valores dos fatores de fase reduzirão a correlação dos sinais candidatos durante cada estágio do processo.

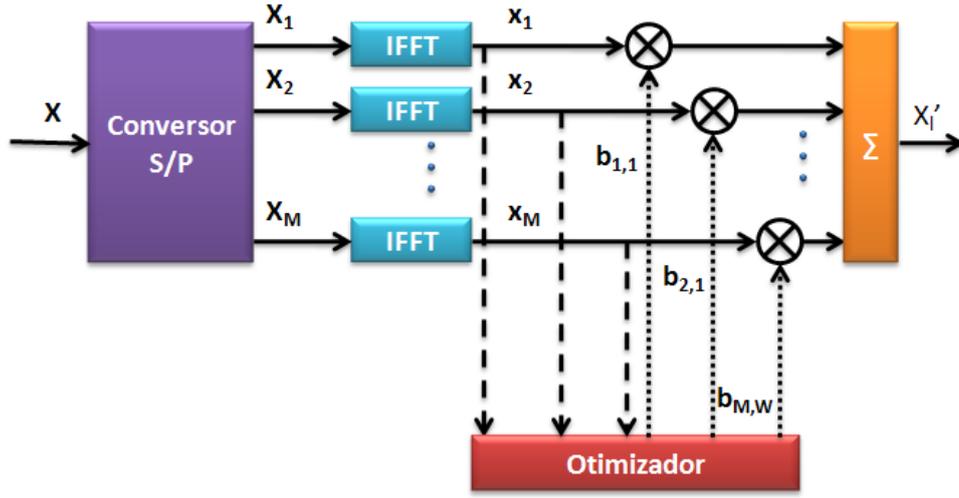


Figura 4.9: Diagrama básico da técnica de Transmissão Parcial de Sequências

Assim, quando o número total de sinais candidatos é fixado, a redução da PAPR é maior se comparada com o método de PTS sem o uso do limiar.

Para implementação deste limiar, seleciona-se o sinal ótimo $X_{l_{opt}}'$ com menor PAPR dentre os L sinais candidatos, da seguinte forma:

$$l_{opt} = \underset{l=1}{\operatorname{argmin}} \frac{\max_{n=0}^{N-1} |X'_{l,n}|^2}{\sigma^2} \quad (4.12)$$

Onde, σ^2 é a potência média do sinal OFDM.

Com o aumento da quantidade de sub-blocos M , a PAPR tende a ser reduzido. No entanto, o custo de selecionar um bom vetor contendo os fatores de fase é consideravelmente alto. Então, em [2] é proposta uma técnica para codificar as informações adicionais utilizadas no método de PTS, com o objetivo de reduzir a complexidade do método. A técnica proposta em [2] busca uma boa relação entre a redução da PAPR e o custo para selecionar um bom fator de fase.

Nesse sentido, em [2], é proposto a criação de uma tabela de codificação que é armazenada no transmissor e no receptor. No transmissor, um dos vetores da tabela é utilizado no processo de geração do fator de fase, e o mesmo vetor é aplicado no receptor para reconstruir o sinal original. Este tabela de codificação é construída seguindo os seguintes passos:

1. Considere M , em que M indica a quantidade de sub-blocos;
2. Defina k , em que k é o número de *bits* que gera 2^k vetores. Cada um destes vetores possui k *bits* que formam palavras-código;
3. Para decidir os vetores candidatos de rotação de fase, os vetores são selecionados de forma aleatória dentre os 2^k vetores.

A Tabela 4.1 mostra um exemplo de tabela de codificação.

Palavra código						Fatores de fase candidatos				
a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	b_1	b_2	b_3	...	b_{32}
0	0	0	0	0	0	1	i	$-i$		-1
0	0	0	0	0	1	1	$-i$	i		-1
0	0	0	0	1	0	1	-1	$-i$...	i
0	0	0	0	1	1	1	1	1		-1
0	0	0	1	0	0	1	$-i$	-1		1
				\vdots			\vdots			
1	1	1	1	1	1	1	i	-1		1

Tabela 4.1: Tabela de codificação do método de PTS

O exemplo descrito na Tabela 4.1 considera $k = 6$ bits e $M = 32$ sub-blocos. Cada vetor é representado por k bits, gerando $2^6 = 64$ vetores, em que cada um destes vetores serve como base para escolha do fator de fase. A seleção do vetor é feita de forma aleatória dentre os $2^6 = 64$ vetores e feito isso, os fatores de fase que multiplicam cada sub-bloco M são buscados do mesmo vetor. Neste exemplo, consideraram-se os fatores de fase $b_w \in \{\pm 1, \pm i\}$ ($W = 4$).

No método de PTS sem a utilização da tabela de codificação, quando $M = 32$ e $k = 6$, o número total de vetores candidatos é 4^{32-1} e o fator de fase é escolhido entre estes candidatos. Com a tabela de codificação proposta em [2], a escolha dos fatores de fase se restringem a $2^6 = 64$ vetores.

Na Tabela 4.2 é feita a comparação do método de PTS sem a utilização da tabela de codificação (descrito na tabela como "PTS") e com a utilização da tabela de codificação proposta em [2] (descrito na tabela como "Proposto").

Número de sub-blocos		Número de vetores candidatos		Número de bits por informação adicional	
PTS (M)	Proposto (M)	PTS (W^{M-1})	Proposto (2^k)	PTS ($\log_2 W^{M-1}$)	Proposto (K)
4	4	$4^3 = 64$	$2^6 = 64$	6	6
16	16	4^{15}	$2^6 = 64$	30	6
64	64	4^{63}	$2^6 = 64$	126	6

Tabela 4.2: Comparação entre o método de PTS sem a utilização da tabela de codificação e o proposto em [2]

Na tabela de codificação, são decididos os vetores de rotação de fase para cada sub-bloco, estes vetores de fase representam as informações adicionais que devem ser transmitidas para o receptor.

No receptor, por exemplo, se os dados recebidos foram 000001 e 000100, então vetores recebidos foram 1 e 5, e conseqüentemente os fatores de fase são $[1 - i \dots - 1]$ e $[1 - i - 1 \dots 1]$, respectivamente.

A transmissão das informações adicionais para o receptor requer potência e largura de banda, então estas são utilizadas da potência total do sistema e a largura de banda terá o custo da

diminuição da capacidade.

4.3.6 Defasamento

Este método consiste na modificação dos códigos transmitidos, defasando o sinal para que se consiga a redução da PAPR. Em [34] o sinal transmitido em uma subportadora L , após a modificação, é definido da seguinte forma:

$$\tilde{x}_k = x_k e^{j\theta_k} \quad (4.13)$$

Em que θ_k é o fator de fase, que é alterado com o objetivo de reduzir a PAPR do sinal, e a variável \tilde{x}_k representa o sinal modificado e defasado. Este sinal possui as mesmas propriedades de correção de erros que a do sinal original, desde que as fases sejam constantes durante um bloco.

A fase é otimizada para as sequências de *bits* com alto pico de potência, mas isto ocorre muito raramente, ou seja, este método reduz os efeitos de PAPR de forma global não tratando pontualmente os casos de altos picos de potência para a grande maioria dos símbolos.

Esta técnica é muito efetiva para pequenos pacotes de dados, porém a implementação em tempo real possui algumas dificuldades, haja vista que os pacotes transmitidos devem ser analisados, processados e deve-se aplicar o defasamento do sinal original caso a PAPR seja muito elevado, tudo isso antes da transmissão.

O defasamento é recalculado antes da transmissão de cada pacote. Estes pacotes defasados chegam ao receptor como parte do canal de transmissão, e podem ser estimados pela utilização de algoritmos convencionais de estimação de canal usando o preâmbulo, ou seja, não é preciso incluir nenhum tipo informação adicional no sinal transmitido.

É bastante complexo fazer a otimização da fase de cada subportadora ao mesmo tempo, porém, o processo de otimização de fase pode ser simplificado se apenas algumas M fatores de fase discretos estiverem disponíveis. Isto é:

$$\theta_k = \frac{2\pi m(k)}{M}, 0 \leq m(k) < M \quad (4.14)$$

Para simplificar a otimização da fase, elas não são calculadas ao mesmo tempo, mas sucessivamente para cada subportadora, como pode ser observado abaixo:

1. Toma-se $\theta_k = 0$ para todo $0 \leq k < L$.
2. Toma-se $k = 0$;
3. Calcula-se um pacote de métricas para todos os valores possíveis θ_k definido em 4.14:
4. É escolhido o valor de θ_k com menor PAPR.
5. Toma-se $k = k + 1$, se $k \geq L$, então vai para o próximo passo, senão, volta para o passo anterior.

6. Se algum θ_k foi modificado então volta para o passo 2, senão, termina a implementação.

Na prática, otimizar a fase de todas as subportadoras é um tarefa muito difícil e dispendiosa, assim, normalmente é utilizado um número reduzido de subportadoras para a implementação desta técnica. Normalmente, são escolhidos os símbolos com maior PAPR.

Capítulo 5

WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave*)

Neste capítulo será discutida a tecnologia WiMAX, descrevendo as características do padrão IEEE 802.16-2009 [1], sua camada física, modulação, codificação, escalabilidade, subcanalização e permutação de subportadoras, além dos parâmetros de utilização nos sistemas OFDM e OFDMA

5.1 A tecnologia WiMAX

A tecnologia WiMAX é um padrão mundial de redes sem fio baseado no padrão IEEE 802.16. Ela oferece uma alternativa sem fio às redes cabeadas de alta capacidade para implementações de última milha. Esta tecnologia permite que características tais como taxa de transferência, potência, esquema de modulação e largura de banda possam ser personalizados de acordo com as características geográficas e populacionais de cada localidade.

A tendência é que a utilização desta tecnologia enseje na substituição gradual de parte das tecnologias de acesso de banda larga por cabo e ADSL, durante os próximos anos. O WiMAX permite a comunicação fixa e móvel entre um ou mais pontos sem a necessidade de visada direta com a estação rádio base (ERB).

A demanda por sistemas sem fio é cada vez maior e apenas a portabilidade do *hardware* não é suficiente, pois a maioria dessas aplicações necessita estar conectada à rede. A infraestrutura de rede sem fio surgiu para atender esta necessidade, trazendo maior produtividade, mobilidade, flexibilidade, praticidade, rapidez de instalação e economia. Nos últimos anos, foram desenvolvidos vários padrões de redes sem fio, que podem ser encarados como uma alternativa ou extensão das redes cabeadas.

A tecnologia WiMAX tem como principal objetivo oferecer alta disponibilidade através de uma rede sem fio. Com esta tecnologia, teoricamente, é possível cobrir áreas de até 10km a uma velocidade de 70Mbps. Essa taxa de transmissão pode oferecer suporte simultâneo para diversas conexões residenciais que utilizam ADSL (taxas de transmissão até 1 Mbps).

Hoje estão definidos no padrão IEEE 802.16-2009 [1] o WiMAX fixo e móvel. O WiMAX fixo é voltado para banda larga fixa e, no Brasil, opera nas faixas de frequência 5,8 (não licenciada) e 2,5 e 3,5 GHz (licenciadas). Já o WiMAX móvel é destinado a aplicações móveis e utiliza as faixas de frequência de 2GHz a 6GHz.

A descrição do sistema WiMAX neste trabalho tem o objetivo de introduzir os conceitos da tecnologia, sem aprofundar nas características técnicas intrínsecas a esta tecnologia. O conceito técnico da caracterização do sistema WiMAX se faz necessário, pois os problemas da PAPR analisados serão relacionados a este sistema.

A técnica de transmissão OFDM só não é utilizada na primeira versão do padrão IEEE 802.16, pois este opera com um sistema de portadora única. Porém, tanto o padrão do WiMAX fixo (IEEE 802.16d) quanto o padrão do WiMAX móvel (IEEE 802.16e), consolidados no padrão IEEE 802.16-2009 [1], trabalham com o OFDM na transmissão. No WiMAX fixo pode ser utilizada uma única portadora, 256 ou 2048 subportadoras com a técnica OFDM. Já no WiMAX móvel, a técnica de OFDM é utilizada de forma escalável prevendo a utilização de 128, 512, 1024 e 2048 subportadoras.

As características técnicas da tecnologia WiMAX são introduzidas nos itens subsequentes de forma a delimitar e caracterizar os parâmetros detalhados e padronizados para esta tecnologia.

5.2 Contexto histórico

Em 1998, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) iniciou por meio do grupo de trabalho 802.16. O desenvolvimento de um padrão de rede sem fio para a chamada WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*). O primeiro padrão aprovado produzido por este grupo foi o WirelessMAN-SC, lançado em dezembro de 2001 prevendo em sua especificação uma camada física utilizando técnicas de modulação com portadora única e uma camada MAC com estrutura TDM em rajada. Esta solução foi desenvolvida para a faixa de frequências compreendidas entre 10 e 66 GHz.

Posteriormente, o grupo iniciou estudos visando ampliar o padrão para a faixa de frequências a partir de 2 GHz. Esta emenda, denominada IEEE 802.16a, normatizou o uso da técnica OFDM para a camada física, o que possibilitou o uso deste padrão em situações sem visada direta. Foram definidas também opções na camada MAC, entre elas o suporte a tecnologia OFDMA.

Ao longo desta evolução, foram feitas várias discussões até que as especificações permitissem o desenvolvimento de soluções interoperáveis. Para isto, foi criado o WiMAX Fórum [4], uma organização sem fins lucrativos liderada por indústrias, com o objetivo de certificar e promover a compatibilidade e interoperabilidade de produtos banda larga sem fio baseados no padrão IEEE 802.16 [1] e ETSI HiperMAN.

O WiMAX Fórum [4] foi estabelecido em junho de 2001. Como o acesso sem fio banda larga conquistou o interesse do público por volta de 2004, o WiMAX Fórum [4] vem acrescentando aproximadamente 100 novas empresas-membro por ano. Em 2008, a quantidade de membros já passava de 500.

Em 2004, após algumas ratificações da especificação (IEEE 802.16a/b/c), que posteriormente foram retiradas, as especificações dos serviços de internet fixa sem fio (WiMAX fixo) foram lançadas em outubro de 2004 (IEEE 802.16d ou 802.16-2004) [5]. Este novo padrão, que foi lançado formalmente como IEEE 802.16-2004 [5], é usualmente conhecido como IEEE 802.16d e especifica sistemas fixos e nômades em ambientes com ou sem linha de visada operando em frequências abaixo de 11 GHz. Este padrão foi adotado pela ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) como base para a rede metropolitana de alto desempenho HiperMAN (*High Performance Metropolitan Area Network*).

Paralelamente, iniciou-se o desenvolvimento de um melhoramento das especificações para tornar o padrão compatível com aplicações móveis, adicionando portabilidade e habilitando os clientes móveis para acesso direto a rede WiMAX. Daí nasceu o padrão WiMAX móvel (IEEE 802.16e ou IEEE 802.16-2005)[6], lançado em 2005 como uma ratificação da norma IEEE 802.16-2004. Otimizado para mobilidade, tem suporte a *handovers* entre células e *roaming*. Utiliza OFDMA e OFDMA escalável (SOFDMA).

Em 2009, a especificação IEEE 802.16-2009 [1] fez a revisão do IEEE 802.16-2004 [5], e consolidou as alterações feitas no IEEE 802.16-2005 [6] ao longo dos últimos anos. A especificação IEEE 802.16-2009 [1] substitui e torna obsoleta a especificação IEEE 802.16-2004 [5] e todas as suas alterações e retificações.

Por razões práticas de interoperabilidade, o escopo da padronização realizada pelo grupo de trabalho IEEE 802.16 foi reduzido de forma que as principais definições deveriam ser para as camadas físicas (PHY) e de enlace (MAC). O WiMAX Fórum [4] complementa a padronização com as camadas superiores da rede.

5.3 Características do padrão IEEE 802.16-2009 [1]

Este padrão oferece uma variedade de opções para a modelagem do sistema. Por exemplo, existem várias escolhas para a camada física: um sistema baseado em uma única portadora chamado de WirelessMAN-SCa, uma camada física baseada na técnica OFDM, chamada de WirelessMAN-OFDM, e uma camada física baseada na técnica de OFDMA, chamada de WirelessMAN-OFDMA, entre outras escolhas que serão comentadas posteriormente. As características básicas deste padrão são descritas em [21].

Para a implementação da camada MAC, pode ser definido a frequência de operação, duplexação, taxa de transmissão, modulação, codificação, etc. Este padrão foi desenvolvido para atender a diversas aplicações e assim facilitar a construção destes sistemas.

As características básicas especificadas para o padrão WiMAX são descritas na Tabela 5.1:

5.4 Camada física

O padrão IEEE 802.16-2009 [1] é base para a definição da camada física da tecnologia WiMAX, e dentro do seu escopo define 5 tipos de camadas físicas. Qualquer uma destas pode ser utilizada

	IEEE 802.16	IEEE 802.16-2009
Situação	Finalizado 2001	Finalizado 2009
Frequência de operação	10GHz-66GHz	2GHz-11GHz para fixo 2GHz-6GHz para móvel
Aplicação	Fixo com visada direta	Fixo e móvel sem visada direta
Arquitetura MAC	Ponto-multiponto e Mesh	Ponto-multiponto e Mesh
Técnica de transmissão	Portadora única	Portadora única OFDM com 256 subportadoras OFDM com 2048 subportadoras Escalável OFDM com 128, 512, 1024 ou 2048 subportadoras
Modulação	QPSK, 16QAM e 64QAM	QPSK, 16QAM e 64QAM
Taxa de transmissão	32Mbps-134,4Mbps	1Mbps-75Mbps
Multiplexação	TDM/TDMA	TDM/TDMA/OFDMA
Duplexação	TDD e FDD	TDD e FDD
Largura de banda	20, 25, 28MHz	1.25, 1.75, 3.5, 5, 7, 8.75, 10, 14, 15MHz
Designação da interface aérea	WirelessMAN-SC	WirelessMAN-Sca WirelessMAN-OFDM WirelessMAN-OFDMA WirelessHUMAN

Tabela 5.1: Características básicas especificadas para cada padrão WiMAX

com a camada de controle de acesso ao meio (MAC) para desenvolver um sistema de rede sem fio banda larga. As camadas físicas definidas no 802.16 são:

WirelessMAN-SC: Trata-se da versão com uma única portadora, projetada para operação com linha de visada na faixa de frequência de 10 a 66GHz. Essa versão está focada em facilidade de planejamento, custo, funcionalidades, serviços e capacidade.

WirelessMAN-SCa: Esta versão possui uma única portadora para frequências de até 11GHz. Compreende um conjunto de funcionalidades que dão suporte a operações sem linha de visada, incluindo uma estrutura de quadros robusta a multipercurso, estimação e equalização de canal, modulação adaptativa, múltiplos esquemas de codificação, antenas adaptativas, diversidade de transmissão e controle de potência.

WirelessMAN-OFDM: Projetada para operação sem linha de visada, em frequências abaixo de 11GHz, baseada na técnica OFDM. Além das funcionalidades especificadas na WirelessMAN-SCa, esta versão pode ser implementada com a tecnologia *Mesh* e subcanalização no enlace reverso, que representam importantes ferramentas para a otimização da cobertura do sistema.

WirelessMAN-OFDMA: É implementado sem visada direta em frequências abaixo de 11GHz e se baseia no esquema de múltiplo acesso denominado OFDMA. Trata-se de uma extensão da técnica OFDM para permitir o compartilhamento de um canal por múltiplos usuários. Além das funcionalidades especificadas na WirelessMAN-SCa, os enlaces direto e reverso podem ser subcanalizados.

WirelessMAN-HUMAN: Compreende funcionalidades específicas para operação em bandas não licenciadas, sendo por isso denominada "*Wireless High-speed Unlicensed Metropolitan Area Network*". Especifica a operação nas faixas de 5 a 6GHz, com base em um esquema flexível de canalização, que inclui canais de 10 e 20MHz de largura, com espaçamento de 5MHz. O esquema a ser efetivamente adotado depende de aspectos regulatórios.

5.4.0.1 Parâmetros do sistema OFDM para implantação da tecnologia WiMAX

A camada física do WiMAX fixo utiliza uma FFT com comprimento fixado em 256, das quais, 192 subportadoras são utilizadas para carregar dados, 8 são utilizadas como subportadoras piloto, para estimação do canal e sincronização, e as 56 restantes são utilizadas para banda de guarda. Já que o tamanho da FFT é fixo, o espaçamento entre subportadoras varia de acordo com a largura de banda do canal [21]. Já o WiMAX móvel usa o OFDMA escalável (SOFDMA) para a sua camada física e a quantidade de subportadoras pode variar de 128 a 2048 [21].

No WiMAX móvel, o tamanho da FFT pode variar de 128 até 2048. Quando a largura de banda aumenta, o tamanho da FFT é aumentado de forma que o espaçamento entre as subportadoras seja sempre 10.94KHz [21]. Isto mantém a duração do símbolo OFDM fixo minimizando os impactos nas camadas superiores e o custo de implementação. Este espaçamento implica que os tamanhos da FFT de 128, 512, 1024 e 2048 são utilizados quando a largura de banda do canal é de 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 20 MHz, respectivamente.

A Tabela 5.2 mostra os parâmetros relacionados à aplicação dos sistemas OFDM na camada

física dos padrões fixo e móvel da tecnologia WiMAX.

	WiMAX fixo	WiMAX móvel			
Tamanho da FFT	256	128	512	1024	2048
Subportadoras de dados	192	72	360	720	1440
Subportadoras piloto	8	12	60	120	240
Subportadoras nulas ou intervalos de guarda	56	44	92	184	368
Largura de banda do canal (MHz)	3.5	1.25	5	10	20
Espaçamento entre subportadoras (KHz)	15,625	10,94			
Tempo útil de duração do símbolo (μs)	64	91,4			
Tempo de duração do símbolo OFDM (μs)	72	102,9			

Tabela 5.2: Parâmetros do sistema OFDM para implantação da tecnologia WiMAX

A quantidade de amostras alocadas para formação do prefixo cíclico pode variar entre $1/32$, $1/16$, $1/8$ e $1/4$ da quantidade de amostras de um símbolo do sistema.

5.4.0.2 Modulação e codificação nos sistemas WiMAX

O sistema WiMAX pode ser implementado com diversos tipos de modulação e codificação, permitindo a utilização de modulação adaptativa que varia de acordo com as condições do canal. Neste padrão, estão disponíveis cerca de 52 combinações de modulação e codificação. O padrão WiMAX pode utilizar os esquemas de modulação QPSK, 16QAM e 64QAM, no enlace direto, que são mandatórios para ambos os padrões (fixo e móvel). Já a modulação 64 QAM é opcional do enlace reverso.

O esquema de codificação FEC (*Forward Error Correction*) usando códigos convolucionais também é mandatório. No caso mais específico da camada física WirelessMAN-OFDM, códigos convolucionais são combinados com código de Reed-Solomon no enlace direto. O padrão WiMAX pode ser implementado também com os códigos turbo e LDPC (*Low-density parity check*).

No padrão WiMAX, a codificação deve obrigatoriamente ser feita com códigos convolucionais com taxas de $1/2$, $2/3$, $3/4$ e $5/6$ e opcionalmente pode-se utilizar códigos convolucionais turbo com taxas de $1/2$, $2/3$, $3/4$ e $5/6$, códigos de repetição com taxas de $1/2$, $1/3$ e $1/6$, LDPC. Esta codificação pode ser utilizada tanto no enlace direto quanto no enlace reverso. Outra opção para o enlace direto é a utilização dos códigos de Reed-Solomon para a camada física baseada em OFDM.

O principal esquema de codificação definido no padrão IEEE 802.16-2009 [1] é baseado em código convolucional. Também são definidos esquemas alternativos de codificação, sendo o principal deles o código turbo.

5.4.1 Modulação Adaptativa

Uma modulação dinâmica adaptativa permite que uma estação rádio base (ERB) negocie a taxa de vazão do sistema e o alcance do sinal [23]. Por exemplo, se a estação rádio base não pode

estabelecer um enlace robusto com um assinante localizado a uma grande distância, utilizando o esquema de modulação de maior ordem, 64 QAM, a modulação é reduzida para 16 QAM ou QPSK, o que reduz a vazão do sistema, porém aumenta o alcance do sinal.

A modulação QPSK permite um raio de cobertura maior, porém com uma taxa de transferência menor enquanto as modulações 16QAM e 64 QAM possuem uma taxa de vazão do sistema maior, porém com um raio de cobertura menor.

Este tipo de adaptação permite ao sistema ajustar o esquema de modulação de acordo com a relação sinal-ruído do enlace de rádio, garantindo um enlace robusto ao mesmo tempo em que garante uma taxa otimizada para cada usuário.

Quando a relação sinal-ruído diminui, o sistema automaticamente muda o tipo de modulação para que o sistema se torne mais robusto, evitando a degradação do sinal, mas o aumento na robustez implica diretamente em redução da taxa de vazão do sistema.

A modulação adaptativa faz o balanceamento entre as diferentes taxas de vazão do sistema e as diversas condições do enlace. O esquema de modulação pode ser ajustado possibilitando um melhor uso do espectro.

5.4.2 Escalabilidade

O padrão WiMAX prevê a adoção de diferentes possibilidades de canalização, de 1,25 a 20 MHz, para acomodar com facilidade o planejamento da célula WiMAX, tanto nas faixas licenciadas quanto nas não licenciadas. Para a implementação do WiMAX existem diversas opções de larguras de banda dentro do seu espectro de atuação, permitindo que a rede configurada possa se adequar às diferentes realidades mundiais de alocação de frequências.

5.4.3 Taxa de transmissão

Diante da grande flexibilidade da camada física do padrão IEEE 802.16-2009 [1], as taxas de transmissão obtidas variam bastante, dependendo dos parâmetros em operação. Os parâmetros da camada física que têm mais impacto na taxa de transmissão são a largura de banda do canal, modulação, codificação utilizada, quantidade de subportadoras, tempo de guarda do sistema OFDM.

A inclusão de técnicas de múltiplas antenas, em conjunto com esquemas de subcanalização, técnicas avançadas de codificações de canal e modulação adaptativa, permitem que o padrão WiMAX atinja taxas de transmissão relativamente altas.

5.4.4 OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*)

OFDMA é uma variação da técnica OFDM, na qual diferentes subportadoras podem ser alocadas a diferentes usuários. O OFDMA é adequado para a transmissão de sinais com alta taxa de símbolos em canais com múltiplos percursos, como o encontrado em sistemas de comunicações sem fio.

Esta tecnologia fornece maior flexibilidade em gerenciamento de largura de banda, e conduz a um uso mais eficiente dos recursos disponíveis. Isto é possível porque os subcanais podem ser alocados a diferentes assinantes dependendo das condições de canal.

Os recursos no domínio do tempo e frequência podem ser organizados em subcanais para alocação aos usuários. A técnica OFDMA é um esquema de acesso múltiplo/multiplexação que realiza a operação OFDM de sequências de dados de múltiplos usuários nos subcanais do enlace direto e acesso múltiplo no enlace reverso através dos subcanais.

No sistema OFDM, são designados aos dispositivos de usuários intervalos de transmissão, mas apenas um dispositivo de usuário pode transmitir durante certo instante de tempo. No sistema OFDMA, a subcanalização permite que vários dispositivos de usuários transmitam simultaneamente no mesmo intervalo de tempo. A comparação entre as técnicas OFDM e OFDMA pode ser observada nas Figuras 5.1 e 5.2.

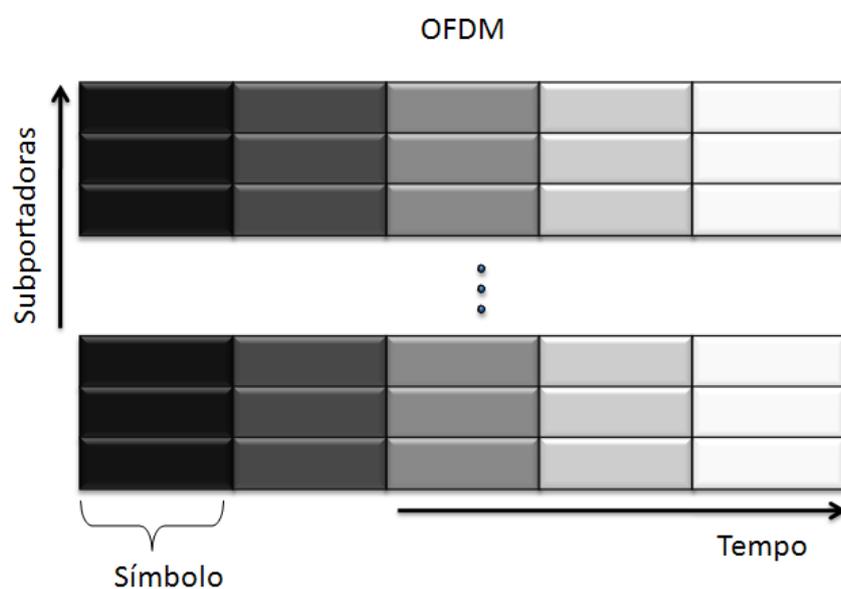


Figura 5.1: Sistema OFDM

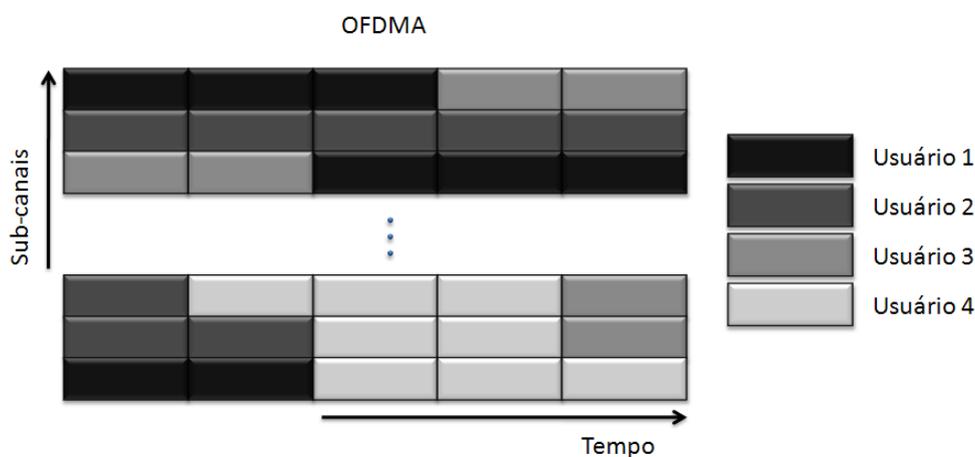


Figura 5.2: Sistema OFDMA

A interface aérea do WiMAX móvel utiliza a técnica de acesso OFDMA que melhora o desempenho em ambientes com múltiplos percursos e sem linha de visada.

5.4.5 OFDMA Escalável (SOFDMA)

A norma IEEE 802.16-2009 [1] prevê a utilização do SOFDMA (*Scalable Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*) que é uma técnica de múltiplo acesso que usa subcanalização e se baseia na técnica de transmissão OFDMA. O SOFDMA é bastante importante para a implementação do WiMAX móvel.

Conforme descrito em [35], no SOFDMA as diferentes larguras de banda são alcançadas com diferentes números de subportadoras (diferentes tamanhos da FFT), mantendo-se fixo o intervalo entre elas. Desta maneira, o desempenho da transmissão em relação ao perfil de múltiplos percursos e ao desvio de frequência é praticamente independente da largura de banda escolhida, além de facilitar a implementação do transmissor e do receptor.

5.4.6 Estrutura do frame

A camada física dos padrões WiMAX é responsável pela alocação e divisão dos *slots* no tempo e frequência. Um *slot* é definido em [5] como o mínimo recurso de tempo e frequência que pode ser alocado em certa largura de banda. Cada *slot* consiste em um subcanal sobre um, dois ou três símbolos OFDM, dependendo do método de subcanalização utilizado. Uma sequência de *slots* forma um *frame* que associado a um usuário recebem o nome de região de dados. Uma região de dados é uma alocação bidimensional de *slots*.

O *frame* é dividido em dois subframes: Um subquadro do enlace direto seguido por um *frame* do enlace reverso depois de um pequeno intervalo de guarda. A razão entre os tamanhos dos subquadros do enlace direto e reverso pode variar de 3:1 até 1:1 para suportar diferentes perfis de tráfego.

O subframe do enlace direto começa com um preâmbulo que é utilizado para procedimentos da camada física, como sincronização de tempo e frequência e estimação inicial do canal. Na sequência vem o cabeçalho de controle de quadro (FCH), o qual provê informações para a configuração dos *frames*, tal como o comprimento da mensagem MAP, as técnicas de modulação e codificação e as subportadoras utilizadas.

Múltiplos usuários são alocados nas regiões de dados, dentro de cada *frame*, e essas alocações são especificadas no enlace reverso e no enlace direto como DL-MAP e UL-MAP, respectivamente, e são transmitidas no subframe enlace direto. Mensagens MAP incluem o perfil de cada usuário, definindo a modulação e codificação usada naquele enlace.

5.4.7 Subcanais e permutação de subportadoras

Um subcanal é definido no padrão IEEE 802.16-2009 [1] como uma coleção lógica de subportadoras. O número de subportadoras e sua exata distribuição em um subcanal depende do modo de

permutação, que pode ser FUSC (*Full Usage of Subcarriers*), PUSC (*Partial Usage of Subcarriers*), BAMC (*Band Adaptive Modulation and Coding*), entre outros. O número de subcanais alocados para a transmissão de dados depende de vários parâmetros, tais como, o tamanho do bloco de dados, a modulação e a taxa de codificação.

No IEEE 802.16-2009 [1] a alocação de subportadoras no OFDMA é realizada subtraindo-se as subportadoras de guarda obtendo-se somente as subportadoras ativas. Tanto no enlace reverso quanto no enlace direto, estas subportadoras ativas são alocadas para a transmissão de dados e subportadoras piloto.

Os principais esquema de subcanalização são:

DL FUSC (*Downlink Full Usage of Subcarriers*)

No caso do DL FUSC, todas as subportadoras de dados são utilizadas para criar vários subcanais. Cada subcanal possui um *slot* equivalente a 48 subportadoras para cada símbolo OFDM, ou seja, 48 subportadoras de dados que são distribuídas aleatoriamente na banda de frequência.

No FUSC, as subportadoras piloto são alocadas primeiro e então o restante das subportadoras são mapeadas em vários subcanais, usando permutação. As subportadoras piloto são divididas em duas constantes e duas variáveis. A indexação das subportadoras piloto definidas como variável muda no próximo símbolo, quando que a posição das subportadoras definidas como constante não muda.

A Figura 5.3 demonstra um diagrama básico do método de subcanalização DL FUSC. A distribuição das subportadoras na banda de frequência é definida no padrão WiMAX.

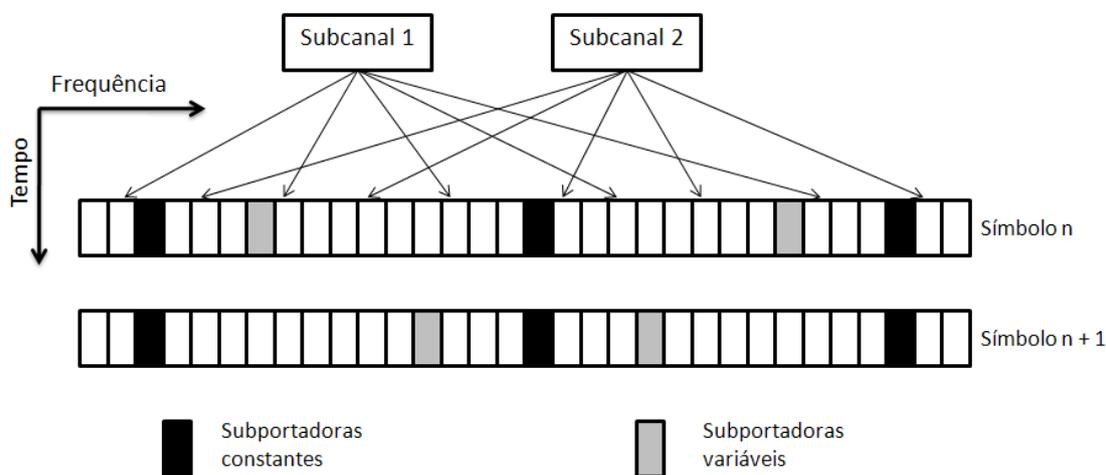


Figura 5.3: Esquema de subcanalização DL FUSC

DL PUSC (*Downlink Partial Usage of Subcarriers*)

O DL PUSC é semelhante ao FUSC exceto pelo fato de que todas as subportadoras são primeiro divididas em 6 grupos. A permutação das subportadoras para criar os subcanais é realizada independente em cada grupo, e, os grupos são logicamente separados uns dos outros. No caso do PUSC todas as subportadoras com exceção das subportadoras nulas são primeiramente divididas em *clusters*, cada *cluster* consiste em 14 subportadoras adjacentes sobre dois símbolos OFDM. Em

cada *cluster* as subportadoras são divididas em 24 subportadoras de dados e 4 subportadoras piloto. O *cluster* é então renumerado utilizando-se uma renumeração pseudo-aleatória que redistribui as identidades lógicas do *cluster*. Depois de renumerados, todos os *clusters* são divididos em seis grupos. Assim, um subcanal é criado utilizando-se as subportadoras escolhidas dentro de cada grupo.

No PUSC é possível alocar todos ou somente um dos grupos para a transmissão, além disso, diferentes grupos podem ser alocados em setores diferentes. Neste método de permutação cada *slot* possui 24 subportadoras para cada 2 símbolos OFDM. Como demonstrado na Figura 5.4.

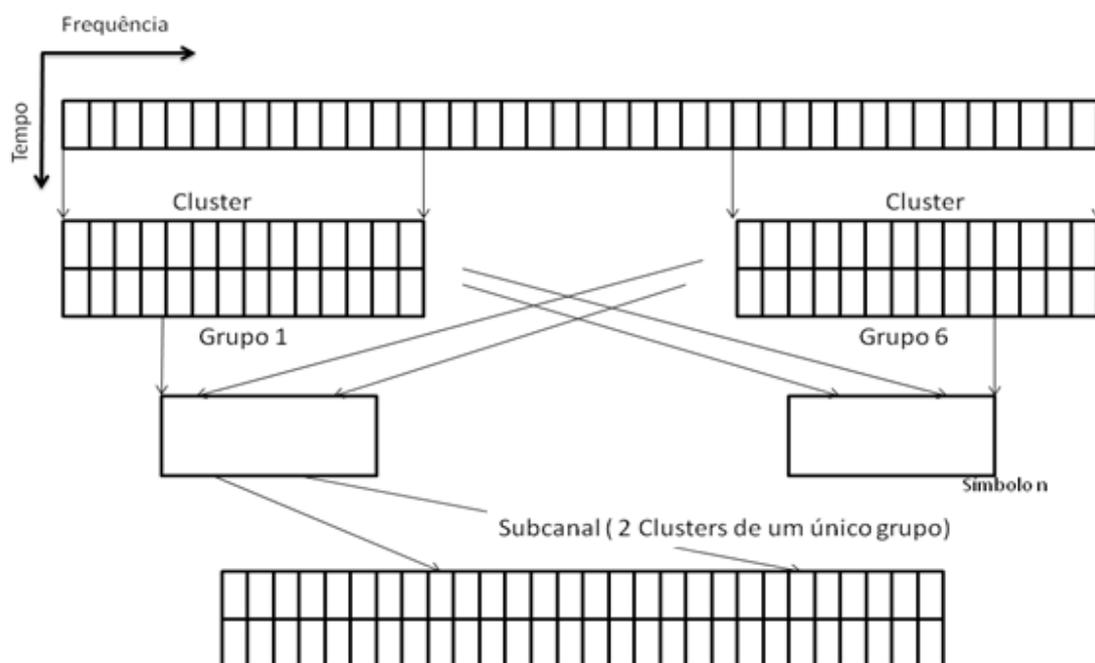


Figura 5.4: Esquema de subcanalização DL PUSC

Os subcanais utilizados neste trabalho foram baseados no método de permutação PUSC no enlace direto. A permutação de subportadoras implementada não foi exatamente a do WiMAX, mas sim uma permutação aleatória, que deve ter o mesmo comportamento que o PUSC. Para a análise dos efeitos da PAPR considerou-se a utilização de 1, 2, 3, 4, 5, 10, 20 e 30 subcanais.

UL PUSC (*Uplink Partial Usage of Subcarriers*)

No UL PUSC, as subportadoras são divididas em vários *tiles* que são semelhantes aos *clusters* do enlace direto. Cada *tile* consiste em quatro subportadoras sobre três símbolos OFDM. A subportadora com *tile* é dividida em 8 subportadoras de dados e 4 subportadoras piloto.

O modo ideal do UL PUSC tem uma relação baixa entre as subportadoras piloto e as subportadoras de dados, provendo assim maior taxa de transmissão porém menor capacidade no canal de transmissão. Da mesma forma que o DL PUSC os *tiles* são renumerados de forma pseudo-aleatória e divididos em seis grupos. Cada subcanal é criado utilizando-se 6 *tiles* de um único grupo.

Este esquema de subcanalização pode ser observado na Figura 5.5

BAMC (*Band Adaptive Modulation and Coding*)

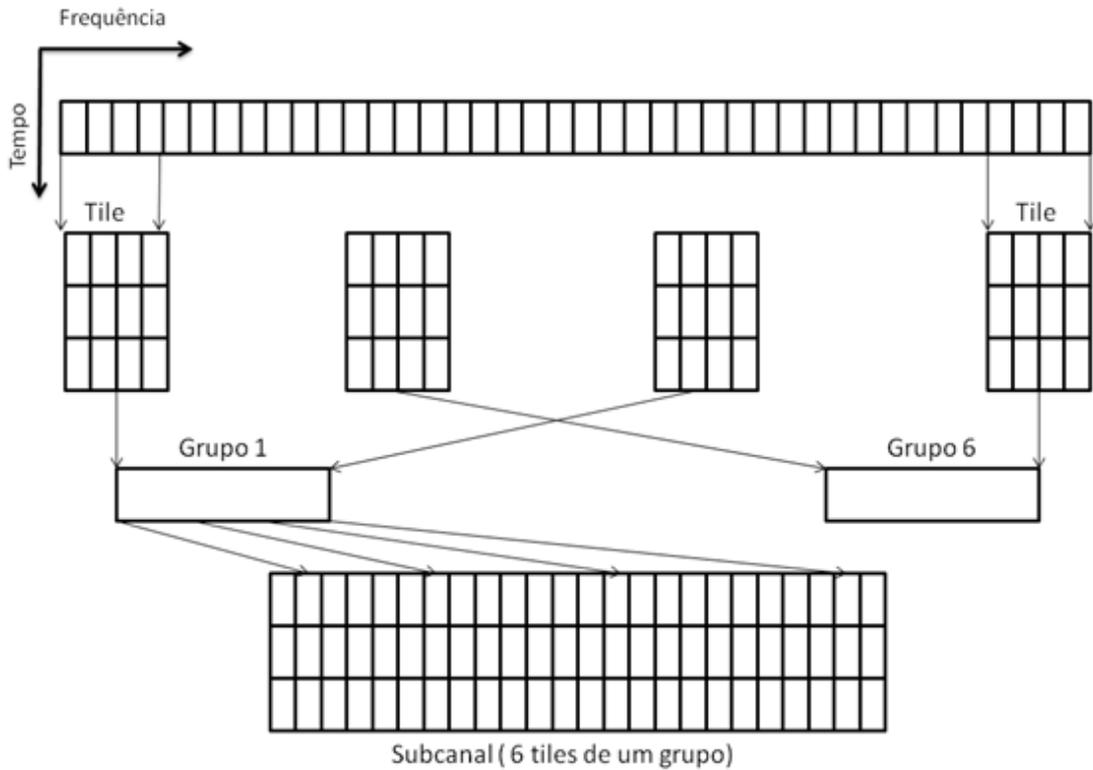


Figura 5.5: Esquema de subcanalização UL PUSC

Neste modo de permutação todas as subportadoras que constituem um subcanal são adjacentes umas às outras. Neste método, nove subportadoras adjacentes, sendo que 8 destas são de dados e 1 é piloto, são utilizados para formar um *bin*. 4 *bins* adjacentes no domínio da frequência constituem uma *banda*. Um subcanal AMC consiste em 6 *bins* contíguos. Assim um subcanal AMC pode consistir em 1 *bin* sobre 6 símbolos consecutivos, 2 *bins* sobre 3 símbolos consecutivos e 3 *bin* sobre 2 símbolos consecutivos.

Neste método cada *slot* possui 8, 16 ou 24 subportadoras para cada 6, 3 ou 2 símbolos OFDM, conforme demonstrado na Figura 5.6.

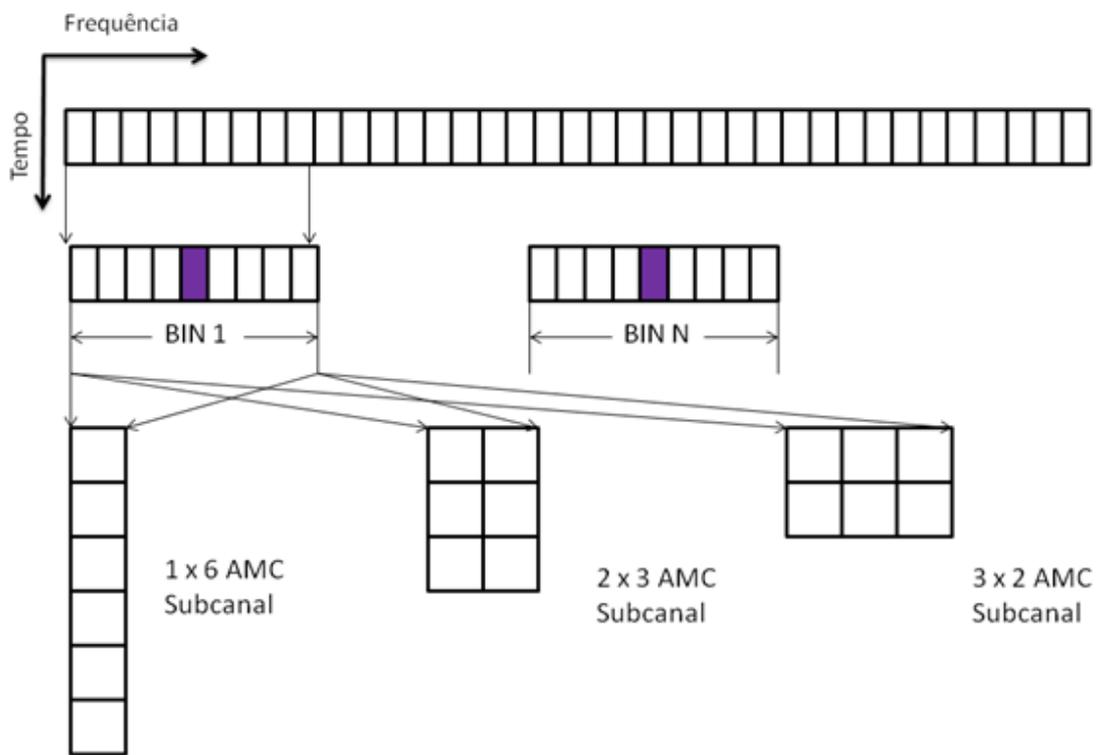


Figura 5.6: Esquema de subcanalização AMC

Capítulo 6

Análise dos Resultados

Neste capítulo é feita a análise dos efeitos do PAPR com base em um simulador projetado com a utilização da ferramenta MATLAB, com o objetivo de estudar os impactos causados no enlace direto dos sistemas WiMAX devido ao uso de amplificadores não lineares. Para análise dos resultados foram utilizadas as métricas de degradação total do sistema, densidade espectral de potência, distribuição cumulativa do PAPR, entre outras.

6.1 Análise de Resultados

Para análise dos efeitos da PAPR, foi projetado um simulador baseado nos parâmetros definidos pelo padrão IEEE 802.16-2009 [1] com a utilização da ferramenta MATLAB, com o objetivo de estudar os impactos causados no enlace direto dos sistemas WiMAX devido ao uso de amplificadores não-lineares.

Os métodos para a redução da PAPR implementados neste simulador foram os de limitação do sinal [29], funções de correção (janela gaussiana [8], função sinc [9] e janela de hamming [10]), subportadoras virtuais (Gatherer e Polley) [14], modificação nos canais ativos (Jones) [11], transmissão parcial de sequências [17], assim como a combinação delas.

No simulador construído, diversos parâmetros podem ser configurados, tais como: técnica de modulação empregada, quantidade de subportadoras de dados, quantidade de subportadoras virtuais, quantidade de subcanais, quantidade de símbolos modulados, quantidade de símbolos OFDM, tamanho do intervalo de guarda, largura de banda do sinal, quantidades de *bits* de entrada, fator de superamostragem, modelo do amplificador e tipo de canal.

Neste trabalho o simulador foi configurado um cenário básico com os seguintes parâmetros:

- Modulação 16-QAM;
- 720 subportadoras de dados;
- 184 subportadoras virtuais;

- 120 subportadoras piloto;
- 64×10^4 símbolos modulados;
- 625 símbolos OFDM;
- 10,94 KHz de espaçamento entre subportadoras;
- 10 MHz de largura de banda do canal;
- Canal AWGN;
- Amplificador baseado no modelo de Rapp;
- Fator de superamostragem igual a 4;

No simulador não foi considerada codificação de canal. A estimação de canal e a sincronização são ideais.

Para análise dos efeitos da PAPR e comparação dos métodos empregados, foram calculados os valores da magnitude do vetor de erro (EVM), razão da potência média no canal adjacente pela potência média no canal de transmissão (ACPR), densidade espectral de potência (PSD), degradação total do sistema (TD) e a distribuição cumulativa do valor da PAPR (CDF).

6.1.1 Densidade espectral de potência

O primeiro parâmetro avaliado nos métodos implementados foi a aderência do espectro de potência do sinal amplificado com as normas vigentes de radiação fora de banda. Com isso, as máscaras espectrais foram utilizadas para definir o recuo de potência de saída (OBO) mínimo necessário à implementação do sistema WiMAX garantindo que o sinal atenda ao regulamentado.

A norma ETSI EM 301 021 [27] especifica diversos tipos de sistemas de comunicação sem fio que operam entre 3GHz e 11GHz. Na norma ETSI EM 301 021 [27], a máscara espectral é especificada de acordo com a largura de banda do sistema e com a modulação utilizada, fazendo com que a máscara espectral mude de acordo com a quantidade de subportadoras e com a modulação empregada. Já a máscara espectral especificada no padrão IEEE 802.16-2009 [1], prevê apenas variações de acordo com a quantidade de subportadoras.

A Figura 6.1 ilustra as máscaras espectrais que o sistema WiMAX deve atender de forma a garantir a ocupação espectral compatível com as normas ETSI EM 301 021 [27] e IEEE 802.16-2009 [1].

Com base nas máscaras espectrais normatizadas, foram simulados diversos valores de OBO buscando-se avaliar qual o menor OBO suportado pelo sistema de forma a garantir que o espectro de potência esteja dentro dos limites normatizados. Nesse sentido, foi simulado um sistema WiMAX com os parâmetros do cenário básico, variando as modulações entre QPSK, 16 QAM e 64 QAM.

Nas Figuras 6.2, 6.3 e 6.4, observa-se que a densidade espectral de potência obtida com a variação do OBO não atende a norma ETSI EM 301 021 [27] com modulação 16QAM e 64QAM,

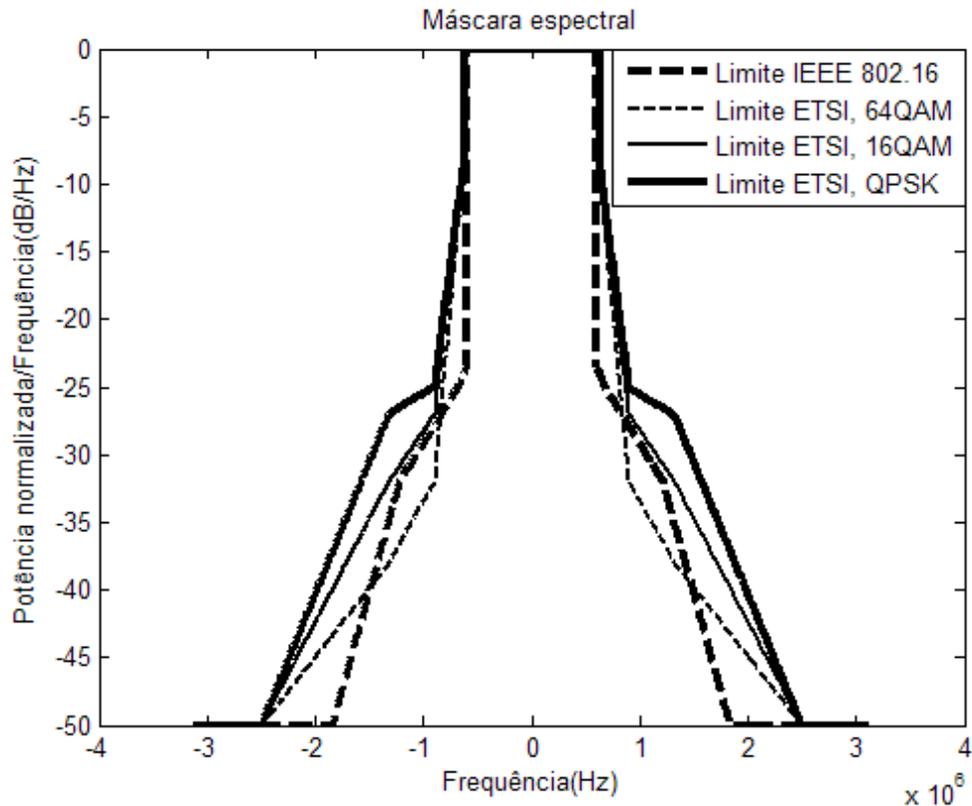


Figura 6.1: Máscara normalizada da densidade espectral que deve ser atendida pelo WiMAX

nem a norma IEEE 802.16-2009 [1] com modulação QPSK, 16QAM e 64QAM, basicamente no que se refere à radiação fora de banda para OBO menores que 3dB. Interessante notar que a utilização de subportadoras nulas garante que o espectro de potência esteja aderente a norma.

6.1.2 Taxa de erro de bit (BER)

É a relação entre o número de *bits* com erro e o total de *bits* enviados numa transmissão. Observando a Figura 6.5, obtida com os parâmetros do cenário padrão, podemos notar que a taxa de erro de *bit* (BER) do sistema aumenta na medida que o OBO diminui, ou seja, o sinal fica cada vez mais distorcido e, conseqüentemente, a quantidade de *bits* recebidos com erros aumenta. Neste caso específico, em que o $OBO = 3\text{dB}$ o sinal além de completamente distorcido, a radiação fora de banda está em desacordo com as normas, conforme comentado anteriormente, causando a degradação do sistema. Note que, para valores baixo de OBO, a variação de 1dB influencia diretamente na taxa de erro de bit do sistema (BER).

6.1.3 Constelação do sinal transmitido e recebido

As distorções resultantes da amplificação não-linear podem ser observadas na constelação do sinal recebido, a Figura 6.6 demonstra a constelação transmitida versus a constelação recebida, note que o sinal com $OBO = 3\text{dB}$ está completamente distorcido ao contrário do sinal com $OBO = 12\text{dB}$, em que a constelação do sinal transmitido é praticamente igual a constelação do sinal

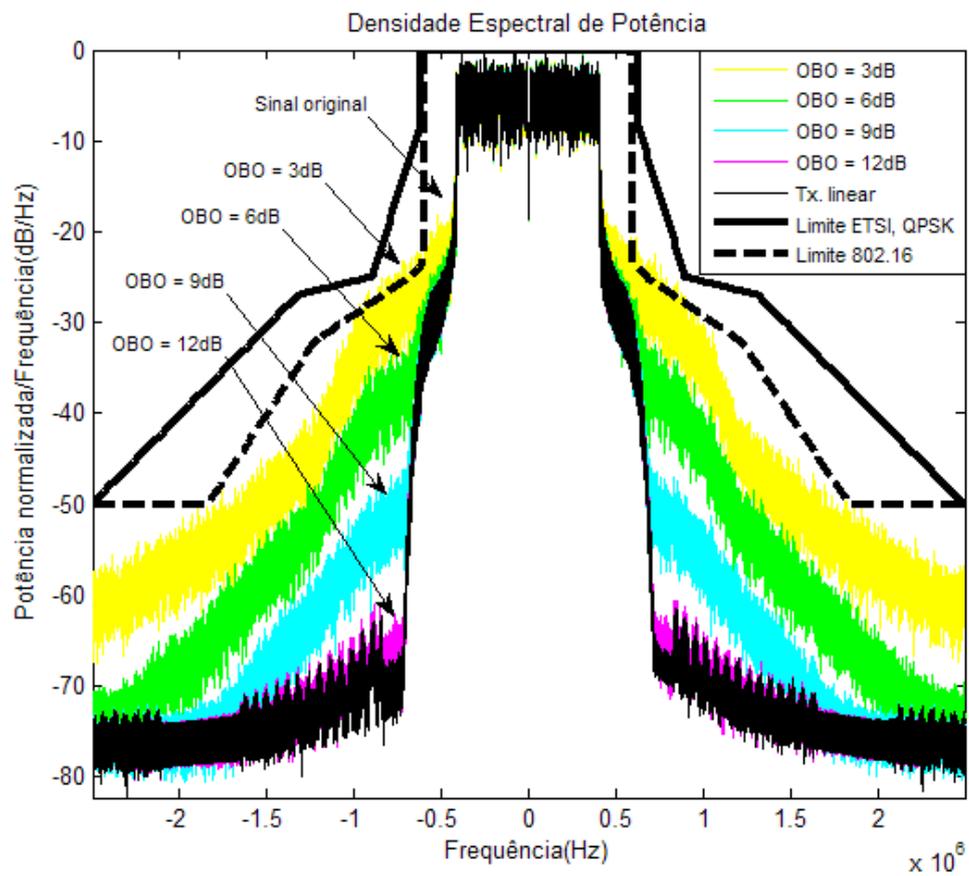


Figura 6.2: Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação QPSK

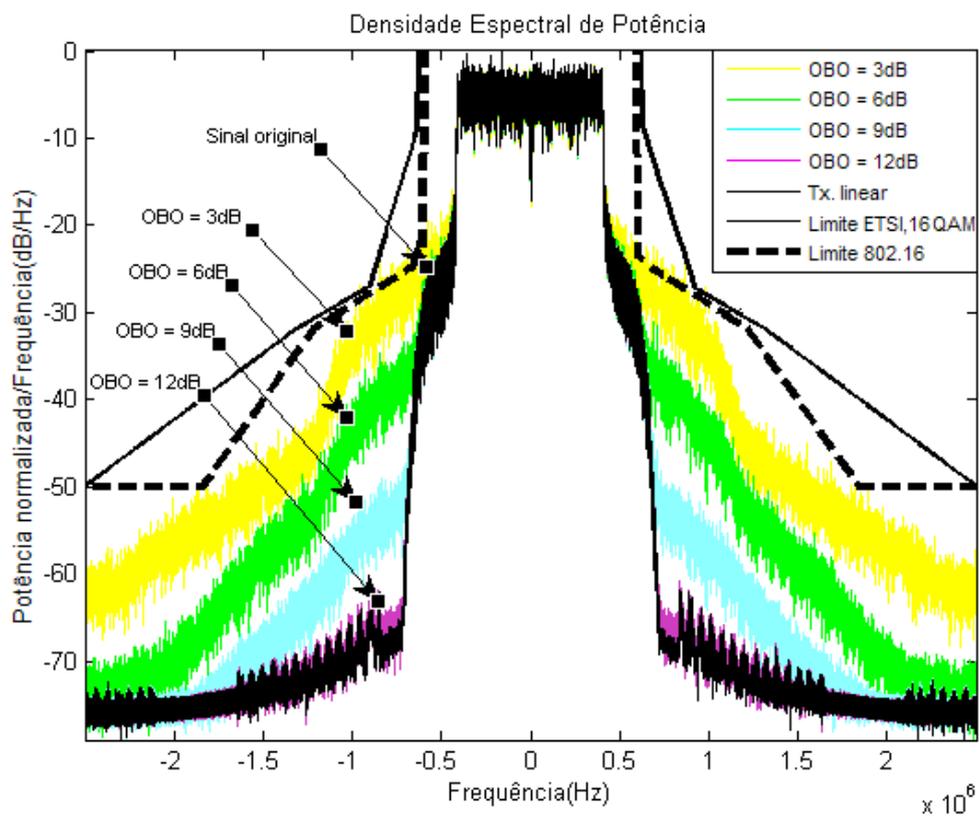


Figura 6.3: Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação 16 QAM

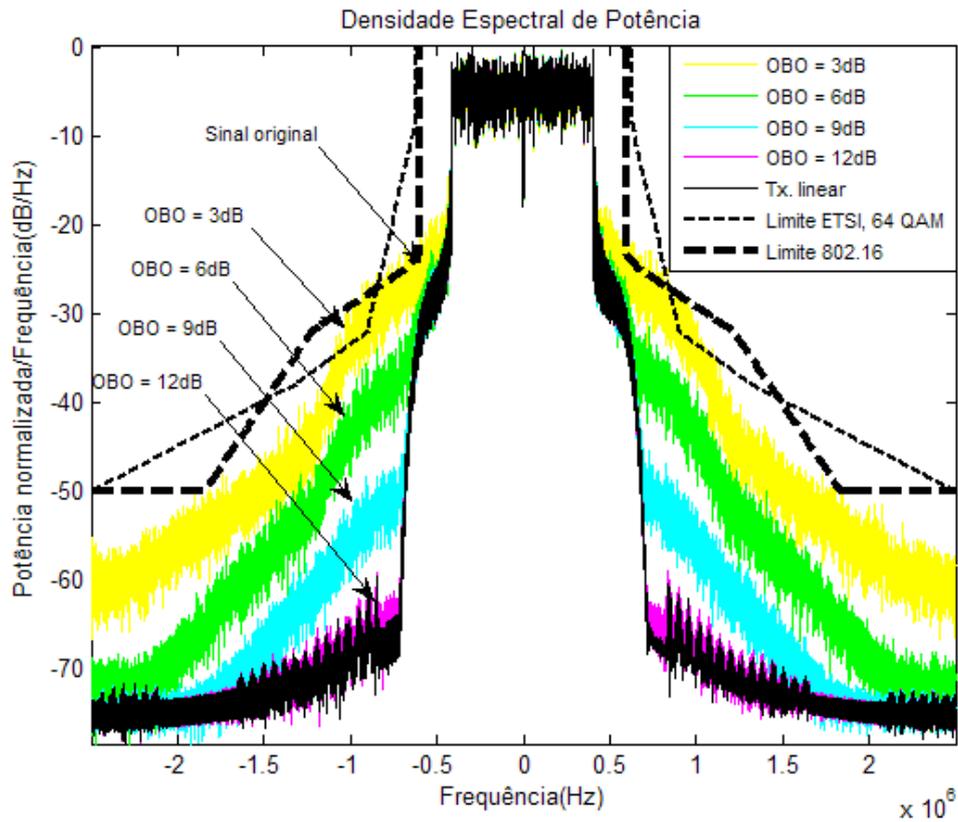


Figura 6.4: Densidade espectral considerando a variação do OBO e sistema com modulação 64 QAM

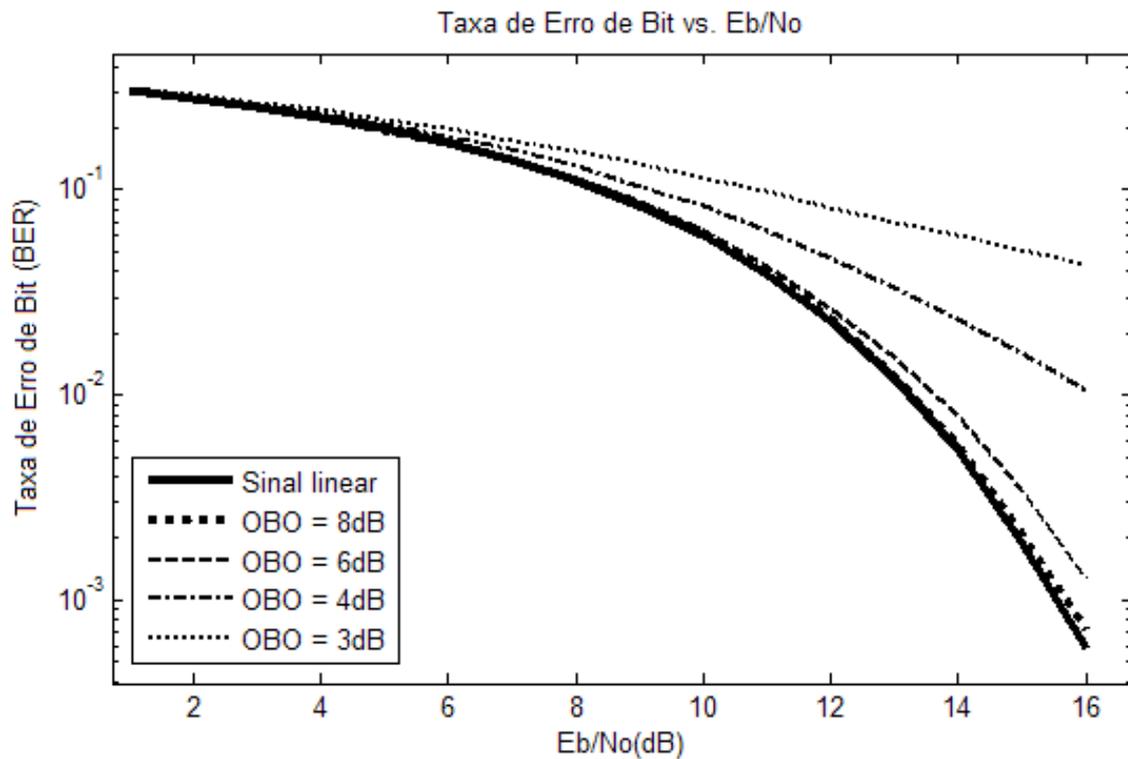


Figura 6.5: Taxa de erro de bit de acordo com a variação do OBO

recebido.

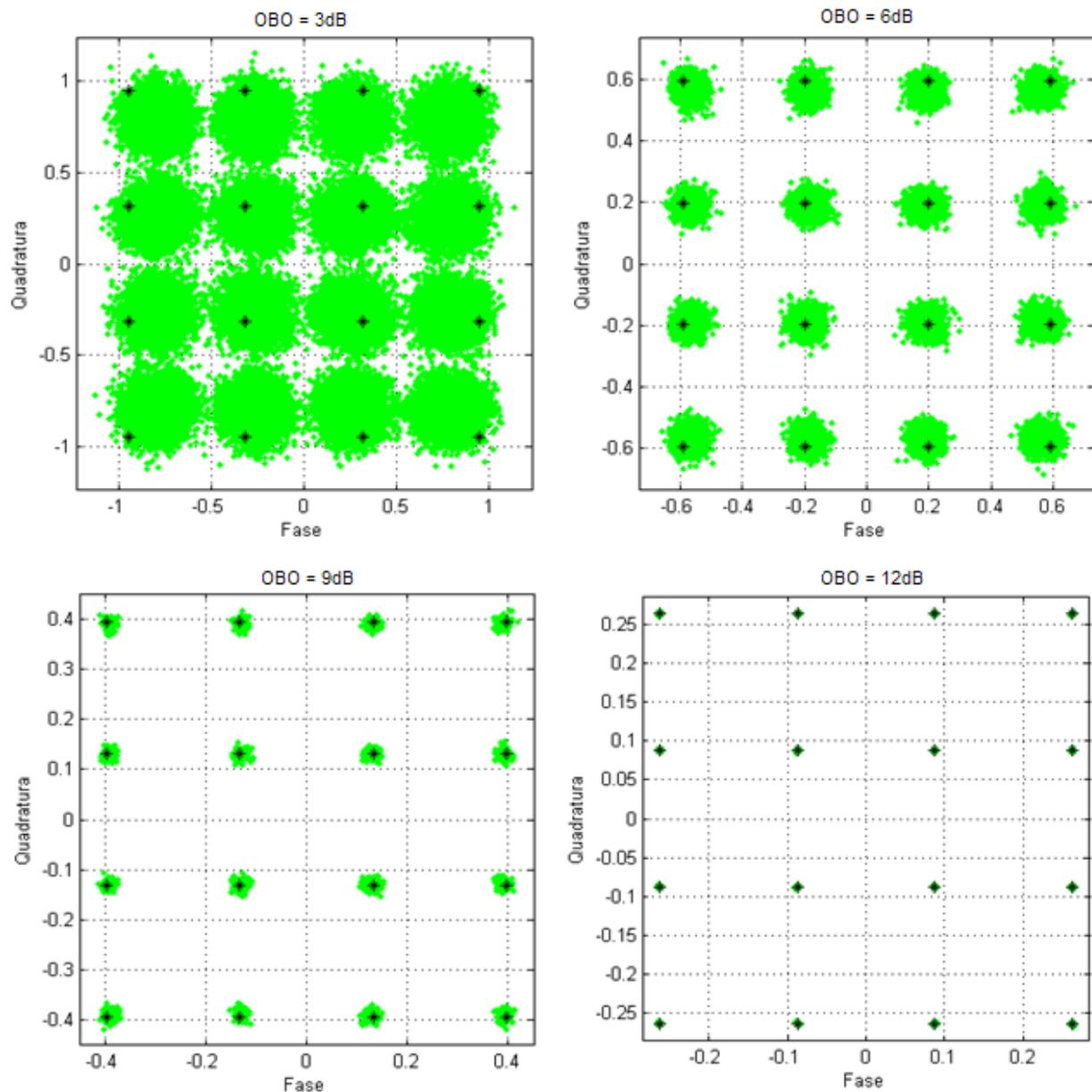


Figura 6.6: Constelação do sinal transmitido versus recebido, com amplificador Rapp e modulação 16 QAM

6.1.4 Distribuição cumulativa da PAPR

O valor da PAPR possui um limite que ocorre quando todos os símbolos possuem a mesma fase ao serem somados, o que resulta em uma soma construtiva. No entanto, a ocorrência desse valor limite é extremamente rara e sua probabilidade de ocorrência se torna desprezível quando a quantidade de subportadoras aumenta.

Como consequência, uma análise da distribuição estatística da métrica em questão é comumente

utilizada. A função de densidade acumulada (CDF) da PAPR de um sinal OFDM é utilizada para analisar a ocorrência de altos picos no sinal. Portanto, é possível mensurar a probabilidade de ocorrência de valores de PAPR menores que determinado valor.

Primeiramente, deve-se ter em mente que, ao se trabalhar em tempo discreto, os resultados serão otimistas em relação à realidade. Para se produzir algo perto da realidade, neste trabalho o sinal foi super amostrado 4 vezes, desse modo, o sinal pode passar a ter picos maiores pois a quantidade de amostras será aumentada.

6.1.5 Magnitude do Vetor de Erro (EVM)

O EVM (*Error Vector Magnitude*) é essencialmente o vetor de erro médio relativo aos pontos da constelação transmitidos e recebidos e pode ser causado pela degradação no sistema. O EVM sobre um símbolo é definido como:

$$EVM (dB) = 10\log_{10} \left(\frac{P_e}{P_{tx}} \right) \quad (6.1)$$

em que P_e é a potência do erro e P_{tx} é a potência do sinal transmitido.

O EVM é uma métrica utilizada para quantificar a qualidade das modulações empregadas em diferentes tecnologias de transmissão digital. Grande parte das tecnologias sem fio utilizadas atualmente utilizam variantes do QAM. Isto que é geralmente utilizado para avaliar a qualidade do sinal transmitido e determinar a degradação do sinal recebido, isto é, o desvio obtido entre a constelação transmitida e a recebida.

O EVM é um parâmetro bastante utilizado em testes de desempenho dos transmissores de redes sem fio, e pode ser entendido visualizando-se a Figura 6.7

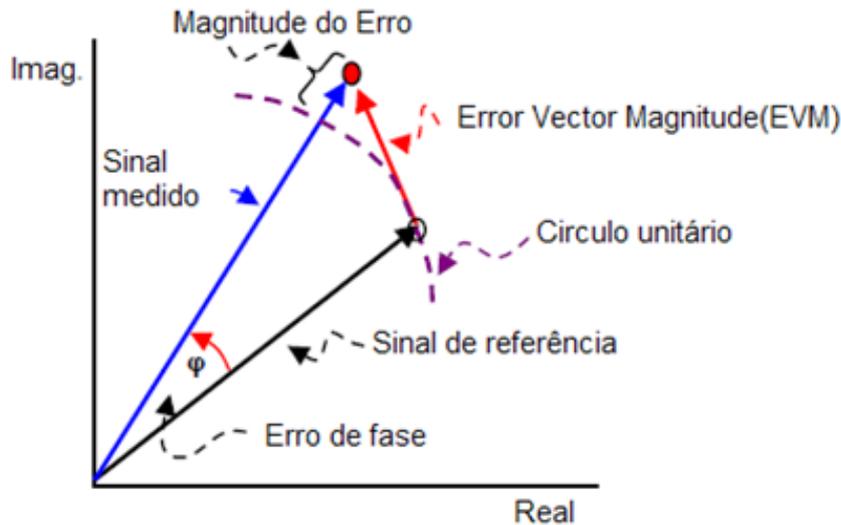


Figura 6.7: Magnitude do vetor de erro(EVM)

Conforme descrito em [36], o EVM é frequentemente utilizado para quantificar a distorção

dentro da banda em padrões de comunicação sem fio. O EVM está diretamente relacionado com a taxa de erro de *bit* (BER) e pode ser causado por diversos componentes não lineares empregados durante a transmissão dos sinais, incluindo os amplificadores de potência.

6.1.6 Razão entre a potência média no canal adjacente e potência média no canal de transmissão (ACPR)

As não linearidades causadas pela amplificação de sinais multiportadoras gera muitas perturbações, e umas destas é o aumento de potência nos canais adjacentes. Este fenômeno é caracterizado pelo parâmetro ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*).

A ACPR é muitas das vezes utilizada para sinais modulados digitais e analógicos. A ACPR é mensurada pela quantidade de potência que passa para o canal adjacente devido a não linearidade da modulação digital do sinal no canal central.

$$ACPR(dB) = 10\log_{10}\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) \quad (6.2)$$

Onde P_{in} é a potência na banda de transmissão e P_{out} é a potência no canal adjacente.

Na literatura podem ser encontrados diversos trabalhos feitos para a caracterização dos PAPR, no entanto, é escassa a quantidade de trabalhos que utilizam este parâmetro para análise da redução dos efeitos da PAPR. Assim, em [37] é proposta uma expressão geral que caracteriza este parâmetro pelo números de subportadoras no sinal.

A ACPR mensura os efeitos do aumento da densidade espectral dos sinais. Estes sinais estacionários são produzidos pelo produto da intermodulação gerada pelas características não lineares de alguns componentes durante a transmissão dos sinais [37].

A ACPR é definida como a razão da potência média no canal de transmissão de frequência pela potência média no canal de frequência adjacente. A ACPR é também conhecido como ACLR (*Adjacent Channel Leakage Ratio*), e os dois termos são bastante utilizados na literatura. Dependendo do contexto, a sigla ACPR pode ser definida como *Adjacent Channel Power Ratio* ou *Adjacent Channel Protection Ratio*.

6.1.7 Degradação Total (TD)

A maioria das contribuições na literatura se concentra somente na redução da PAPR. No entanto, avaliar somente esta redução não é suficiente para que um bom desempenho do sistema seja garantido. Quando um amplificador não-linear é utilizado, a análise do sistema OFDM deve considerar algumas métricas como taxa de erro de *bit*(BER), recuo de potência, radiação fora de banda, entre outras.

O recuo de potência deve ser incluído na análise de um sistema amplificado, porque isto representa uma disponibilidade de potência que pode ser utilizada. Mas a análise somente do recuo de potência não faz sentido, e assim nós devemos considerar também as perdas de desempenho inerentes a taxa de erro de *bit*.

Neste contexto, um dos parâmetros mais realista para mensurar as perdas no sistema causadas pela amplificação não linear, para uma dada taxa de erro de *bit* e um canal particular, é a degradação total do sistema, que é descrita em dB como:

$$TD_{dB} = OBO_{dB} + [Eb/N0_{(OBO)} - Eb/N0_{(linear)}]_{BER} \quad (6.3)$$

em que, $Eb/N0_{(OBO)}$ e $Eb/N0_{(linear)}$ são, respectivamente, a razão entre a energia de bit e a densidade espectral de ruído E_b/N_0 em dB para um amplificador não linear e para um amplificador ideal linear para um dado recuo de potência de saída OBO_{dB} . Em outras palavras, o primeiro termo indica a redução na potência transmitida no amplificador, enquanto que o segundo termo representa a degradação devido a uma distorção não linear causada pelo amplificador. Esta métrica depende do canal e do BER, neste trabalho foi considerado um canal AWGN com $BER = 10^{-3}$

6.1.8 Vazão do Sistema

Um dos métodos implementados neste trabalho é o de subportadoras virtuais, que requer o uso de alguns subcanais para a redução da PAPR, em vez de usar estes subcanais para carregar dados. Com isso, se tem uma redução na vazão do sistema que pode ou não ser compensada com a redução da PAPR. Nesse sentido, é essencial estimar a vazão do sistema para validar a eficiência da modificação proposta.

No simulador implementado, não foram considerados pacotes e quadros, somente calculada a taxa de erro de bit de um sistema WiMAX sem codificação.

Tomando R_b como a taxa de vazão teórica do canal, temos:

$$R_b = \frac{(K_{dados} - K_{virtuais}) \log_2(M)}{Ts + Tg} \quad (6.4)$$

em que K_{dados} é o número de subportadoras de dados disponível, $K_{virtuais}$ é o número de subportadoras virtuais, M é o tamanho da constelação dependendo da modulação empregada, Ts é o tamanho do símbolo OFDM e Tg é o intervalo de guarda.

Os *bits* de dados são transmitidos sem estarem codificados, com uma probabilidade de erro de bit p_b , que pode ser obtido por meio de simulações. Sabemos que uma transmissão livre de erros pode ser obtida teoricamente por meio de codificação com uma taxa $C(p_b)$, que é a capacidade de um canal binário simétrico, dado por:

$$C(p_b) = (1 - p_b) \log_2(2(1 - p_b)) + p_b \log_2(2p_b) \quad (6.5)$$

Então, para uma dada probabilidade de erro, a vazão alcançável do sistema se tivéssemos codificação ideal pode ser obtido da seguinte forma:

$$T_{put}(p_b) = R_b C(p_b) \quad (6.6)$$

6.1.9 Análise dos métodos de redução da PAPR

Inicialmente, foram implementados os métodos de limitação do sinal e janelamento, e nestes métodos a redução da PAPR é bem significativa. Porém a análise das demais métricas implementadas demonstra que estes métodos não são muito efetivos devido a grande radiação fora de banda proveniente do método de limitação do sinal e da elevada degradação no sistema causada pelos métodos de janelamento.

O método de limitação do sinal quando implementado sem a utilização de filtro ou sem ser combinado com outro método não atende às máscaras espectrais normatizadas para os padrões ETSI EM 301 021 [27] e IEEE 802.16-2009 [1], no que tange à densidade espectral de potência. O mesmo acontece na transmissão convencional (sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR) quando o OBO é menor que 3dB.

Como pode ser observado nas Figuras 6.8 e 6.9, a radiação fora de banda é bem acentuada no método de limitação do sinal e um pouco menor nos métodos de janelamento, conseqüentemente a ACPR é menor no método de limitação do sinal e maior no método de janelamento.

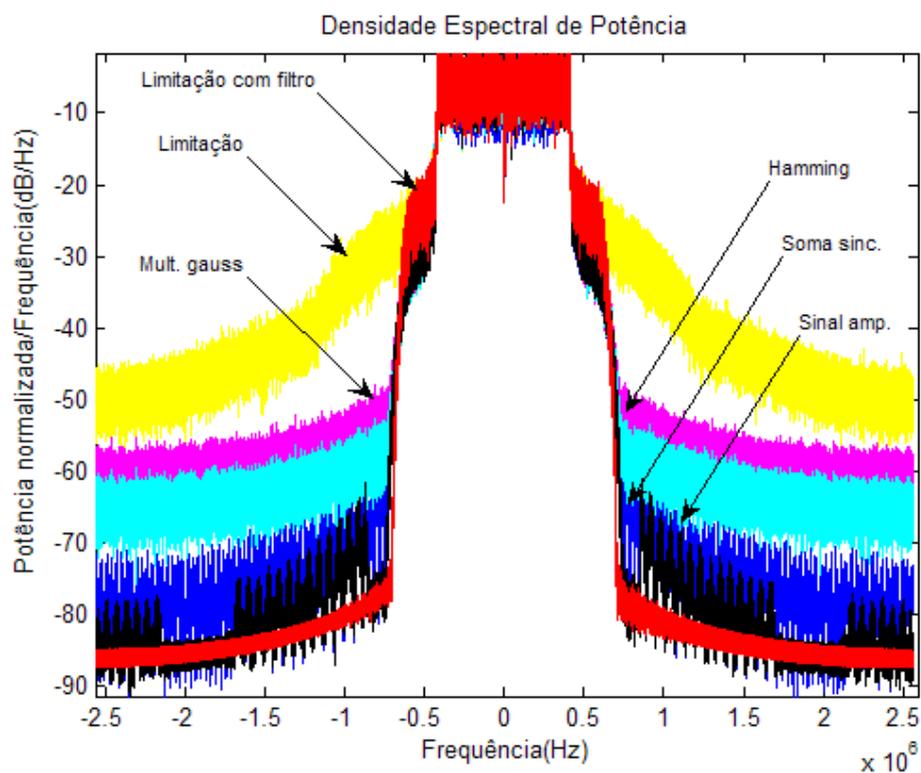


Figura 6.8: Densidade espectral dos métodos de limitação e janelamento

Utilizou-se um filtro passa baixa com o objetivo de reduzir os efeitos da radiação fora de banda resultante do método de limitação do sinal, e conseqüentemente aumentar o valor da ACPR, que é menor quando a potência fora de banda é maior do que a potência dentro da banda. Neste caso, a variação da PAPR ocorre somente quando o recuo de potência é pequeno, ou seja, o sinal está bastante distorcido. Na medida que o recuo de potência aumenta, a ACPR é quase a mesma da transmissão convencional (sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR), pois para

recuo de potência maiores o sinal é pouco distorcido.

Nas Figuras 6.8 e 6.9 é demonstrado que a radiação fora de banda do método de limitação do sinal com a utilização de um filtro passa-baixa é muito menor do que quando utilizada apenas o método de limitação do sinal. Com o filtro obtém-se também um ganho no valor da ACPR superior ao da transmissão sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR.

Geralmente, o método de limitação do sinal é feito no transmissor. No entanto, o receptor precisa estimar a limitação realizada no transmissor e compensá-la. Tipicamente, a limitação do sinal é realizada por símbolo, e assim o receptor tem que estimar dois parâmetros: localização e o tamanho da limitação. Na prática, esta informação é bastante difícil de obter, todavia o método de limitação do sinal introduz radiação dentro e fora de banda no sinal OFDM, degradando o desempenho do sistema, aumentando a taxa de erro de *bit* e diminuindo a eficiência espectral.

Com a implementação dos métodos de janelamento, percebe-se que existe uma melhora considerável na radiação fora de banda, isso porque o nível dos lóbulos laterais é diminuído multiplicando-se uma janela não retangular centrada nos picos do sinal e limitada pelo método de limitação do sinal.

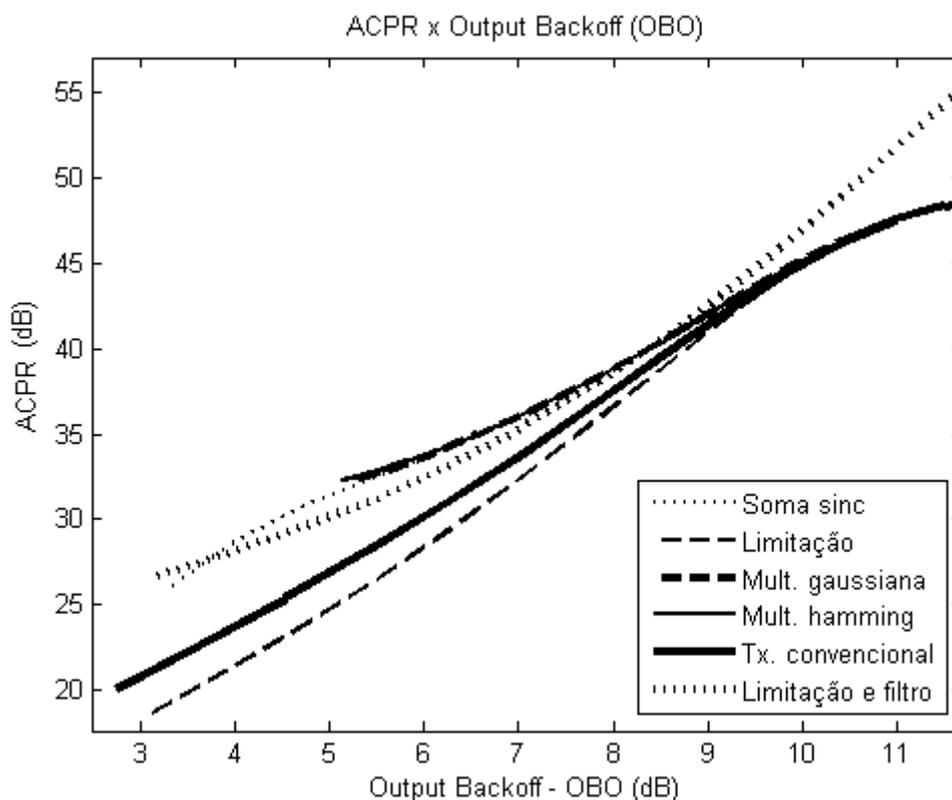


Figura 6.9: ACPR dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento

A análise da redução da PAPR observada apenas pelo prisma da distribuição cumulativa (CDF) pode induzir a alguns equívocos. É demonstrado na Figura 6.10 o valor da PAPR da transmissão sem a utilização de método para redução da PAPR, dos métodos de janelamento e limitação do sinal. Nota-se que a redução obtida pelo método de limitação do sinal é bastante significativa, obtendo-se resultados melhores que os métodos de janelamento. Tanto o método de limitação do sinal quanto os de janelamento, provêm uma melhora na PAPR em relação à transmissão sem a

utilização de métodos para a redução da PAPR.

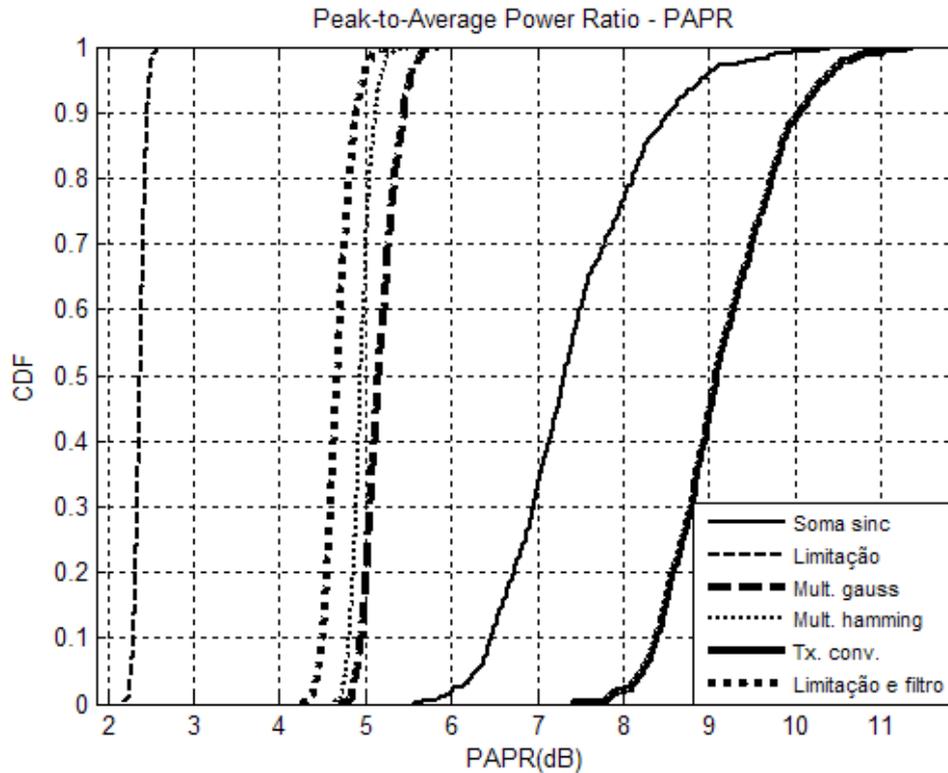


Figura 6.10: CDF dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento

Analisando o EVM, podemos observar que o método de limitação do sinal possui menos erros na constelação recebida. Inclusive, isto pode ser observado no cálculo da degradação total, ilustrado na Figura 6.12, em que a degradação do sistema é maior nos métodos de janelamento do que no de limitação do sinal.

Apesar dos níveis dos lóbulos laterais serem reduzidos com os métodos de janelamento, os efeitos causados pela multiplicação das janelas centradas nos picos de amplitude causam distorção nas amostras próximas. Este efeito causa a distorção dos símbolos OFDM, como pode ser observado na Figura 6.11.

Conforme comentado anteriormente, a degradação do sistema com a utilização dos métodos de janelamento é maior do que com o método de limitação do sinal (com ou sem o filtro passa-baixa). Nota-se também que ambos os métodos degradam mais o sistema que o método de transmissão convencional, e, por isso, estes métodos não são interessantes para a otimização dos sistemas WiMAX.

A complexidade dos métodos de limitação e janelamento foi analisada com base no tempo de processamento (em segundos) de cada algoritmo considerando o cenário padrão descrito anteriormente. Foi utilizada uma máquina com 2Ghz de RAM e processador Intel Core Duo 1.66Ghz, 667 Mhz FSB, 2 MB L2 cache.

Na 6.13 mostra-se que a complexidade do método de limitação é aumentada quando é utilizado o filtro passa baixa. Já no método de janelamento, a soma de uma janela sinc é menos complexa

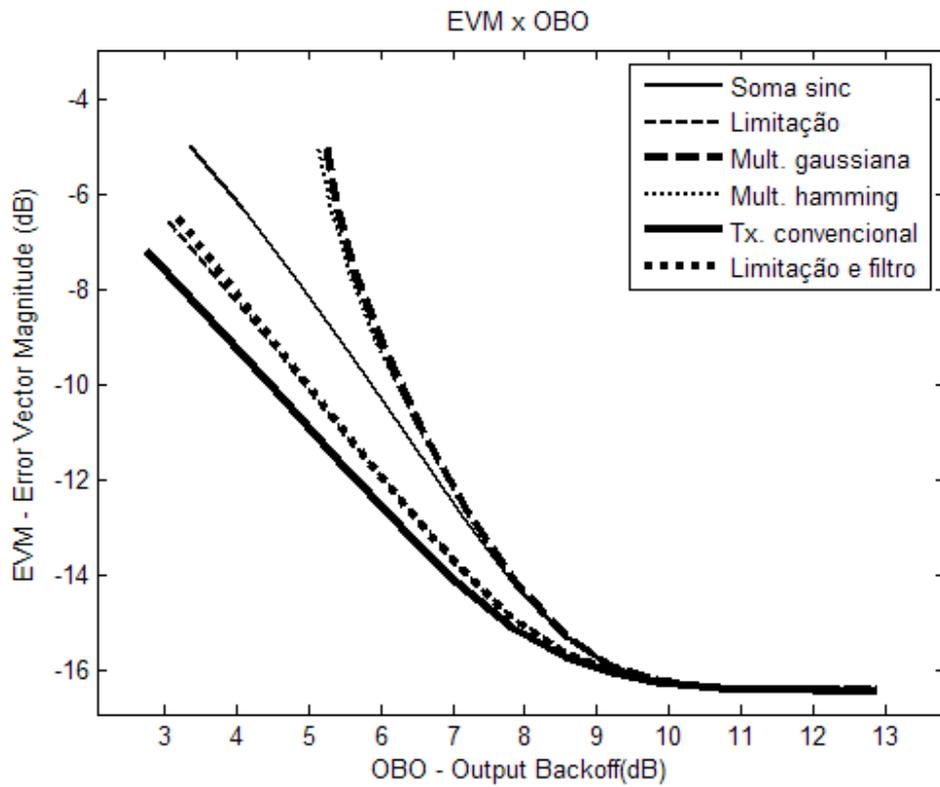


Figura 6.11: EVM dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento

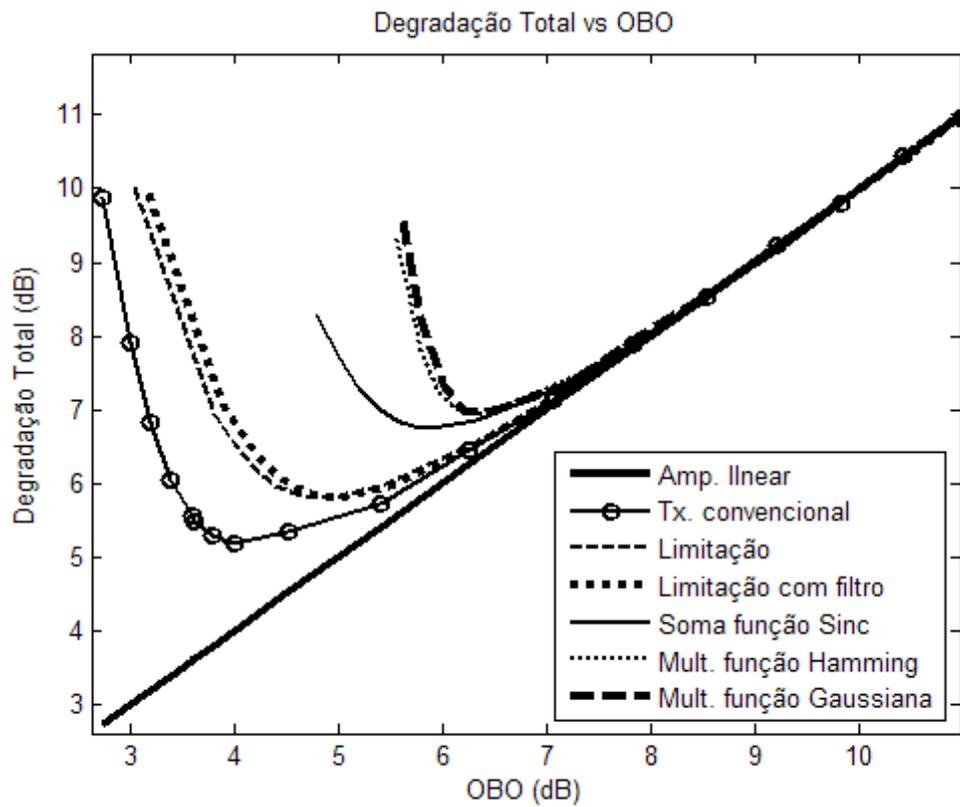


Figura 6.12: Degradação total dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento

que a multiplicação de uma janela de gauss ou hamming.

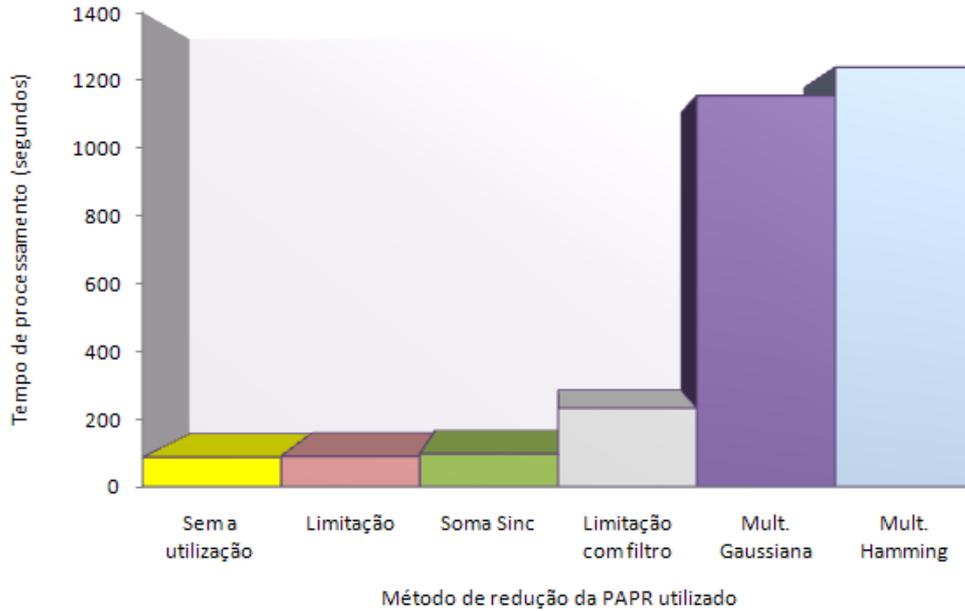


Figura 6.13: Complexidade dos métodos de limitação, limitação com filtro e janelamento

Diante dos resultados obtidos com a implementação dos métodos de limitação do sinal e janelamento, verificou-se que estas não contribuem de forma significativa para a melhora do desempenho dos sistemas WiMAX.

Então, buscando-se um método que melhor se adeque às necessidades do padrão WiMAX, utilizou-se o método de subportadoras virtuais. Para estudo deste método, foi implementado o método proposto por Gatherer e Polley [14], haja vista que este é um dos métodos mais conhecidos que empregam o conceito de redução da PAPR utilizando as subportadoras virtuais.

Apesar dos ótimos resultados obtidos com o método de Gatherer e Polley, neste estudo são propostas algumas modificações neste método com o objetivo de obter um melhor desempenho quando implementado em um sistema baseado no padrão WiMAX.

Para a implementação do método de subporadoras virtuais no padrão WiMAX considerou-se os parâmetros descritos em [21], a saber: 1024 subportadoras, dentre elas 720 para dados, 120 subportadoras piloto e 184 nulas, utilizadas na técnica de subportadoras virtuais.

No sistema WiMAX são utilizados subcanais que são implementados por meios de métodos de subcanalização. Com o objetivo de melhorar o desempenho do método de Gatherer e Polley, é proposto neste trabalho a utilização de subcanais previstos no padrão IEEE 802.16-2009 [1], combinados com as subportadoras virtuais empregadas normalmente no método de Gatherer e Polley.

O método de permutação considerado neste trabalho foi o PUSC no enlace direto, em que cada *slot* possui 24 subportadoras de dados para cada 2 símbolos OFDM.

Na modificação proposta, alguns subcanais são utilizados para a redução da PAPR. Nesta análise, foram testadas as subportadoras virtuais em separado, as subportadoras virtuais em conjunto

com os subcanais e apenas os subcanais. A forma de implementação é similar ao implementado no método de Gatherer e Polley, entretanto o diferencial é injetar potência nas subportadoras de dados que compõe o subcanal.

Na Figura 6.14, é demonstrada a densidade de espectro do sinal modificado pelo método de Gatherer e Polley utilizando apenas as subportadoras virtuais, utilizando as subportadoras virtuais mais os subcanais PUSC e utilizando apenas os subcanais.

Perceba que a utilização do método de Gatherer e Polley padrão (apenas subportadoras virtuais) gera um espectro de potência bem próximo do gerado na transmissão sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR, diferenciando-se apenas pela potência inserida nas subportadoras virtuais, as quais são transmitidas zeradas no padrão WiMAX. Porém, quando o método de Gatherer e Polley é utilizado apenas com os subcanais, o espectro de potência gerado é praticamente o mesmo da transmissão sem a utilização de método de redução da PAPR.

A utilização dos subcanais influencia diretamente na densidade de espectro do sinal modificado pelo método de Gatherer e Polley utilizando as subportadoras virtuais e os subcanais. Conforme ilustrado na Figura 6.15, na medida que a quantidade de subcanais é incrementada, a densidade de espectro se aproxima da obtida na transmissão sem a utilização de método de redução da PAPR. Cabe lembrar que o aumento da quantidade de subcanais influencia diretamente na redução da vazão do sistema.

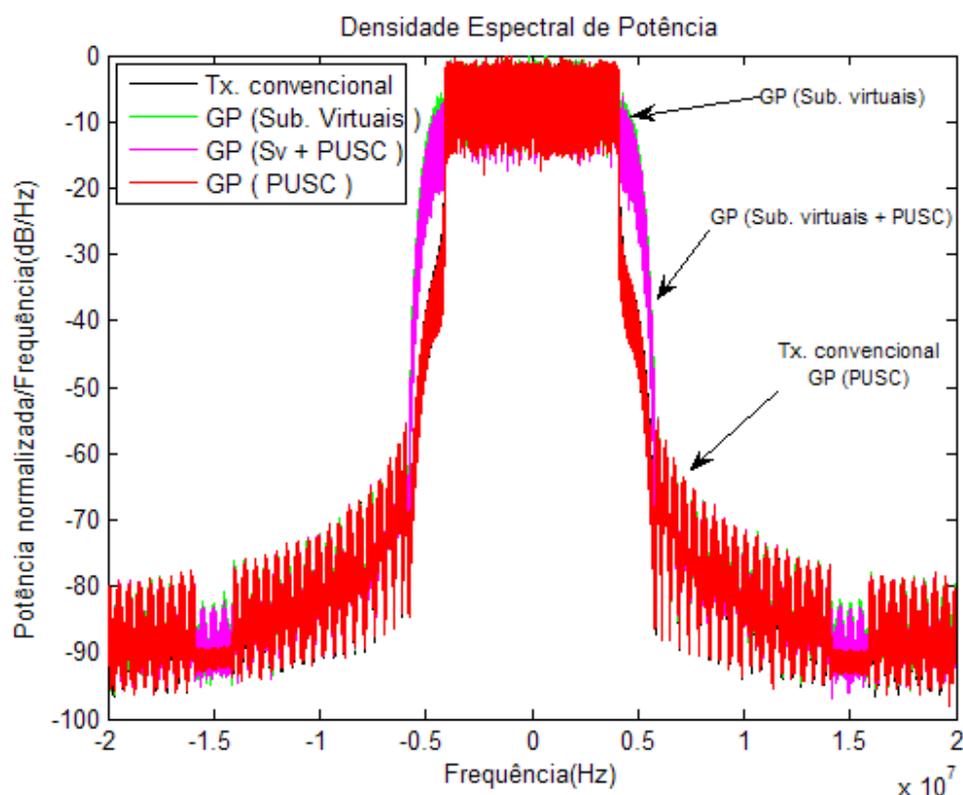


Figura 6.14: Densidade espectral do método de Gatherer e Polley

Com a análise da redução da PAPR demonstrado na Figura 6.16 percebe-se que a combinação do método de Gatherer e Polley utilizando as subportadoras virtuais e os subcanais propicia uma

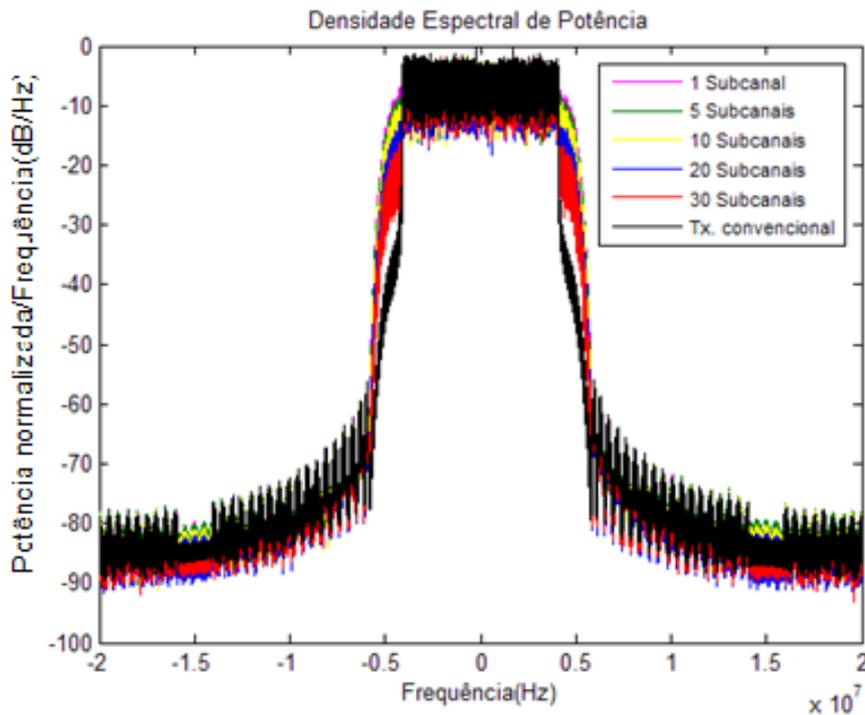


Figura 6.15: Densidade espectral do método de Gatherer e Polley com a variação dos subcanais

redução na PAPR maior do que apenas utilizando estes métodos separadamente.

Nas Figuras 6.16, 6.17, 6.18, 6.19 e 6.20 podemos observar que a utilização dos subcanais influencia diretamente na redução da PAPR. Ou seja, quanto maior a quantidade de subcanais empregados menor é o valor da PAPR. Como esperado, a redução da PAPR não é simples e traz alguns efeitos para o sistema, neste caso, o aumento da quantidade de subcanais influencia diretamente na vazão do sistema e na capacidade deste.

Na Figura 6.16 é mostrado que a utilização do método de Gatherer e Polley com apenas 2 subcanais provê um ganho um pouco menor do que o obtido apenas com as subportadoras virtuais. Porém, obtêm-se ganhos significativos com a combinação das subportadoras virtuais e os 2 subcanais.

Conforme Figura 6.17, podemos observar que a inclusão de mais 3 subcanais, passando para 5 subcanais, traz resultados bem mais expressivos quando da utilização apenas dos subcanais. Porém, a utilização apenas dos subcanais é apenas uma suposição, pois, a melhor forma de implementação dos subcanais é em conjunto com as subportadoras virtuais.

O aumento da quantidade de subcanais gera ganhos no combate dos efeitos da PAPR, mas deve ser avaliado com cautela.

Na Figura 6.20, nota-se que a utilização de 20 e 30 subcanais gera resultados quase idênticos, o que demonstra que não é necessário aumentar de forma excessiva a quantidade de subcanais para combater os efeitos da PAPR.

Quando utilizadas as subportadoras virtuais e os subcanais, o EVM é reduzido, demonstrando que, além da redução do valor da PAPR, obtêm-se também a redução significativa dos erros na

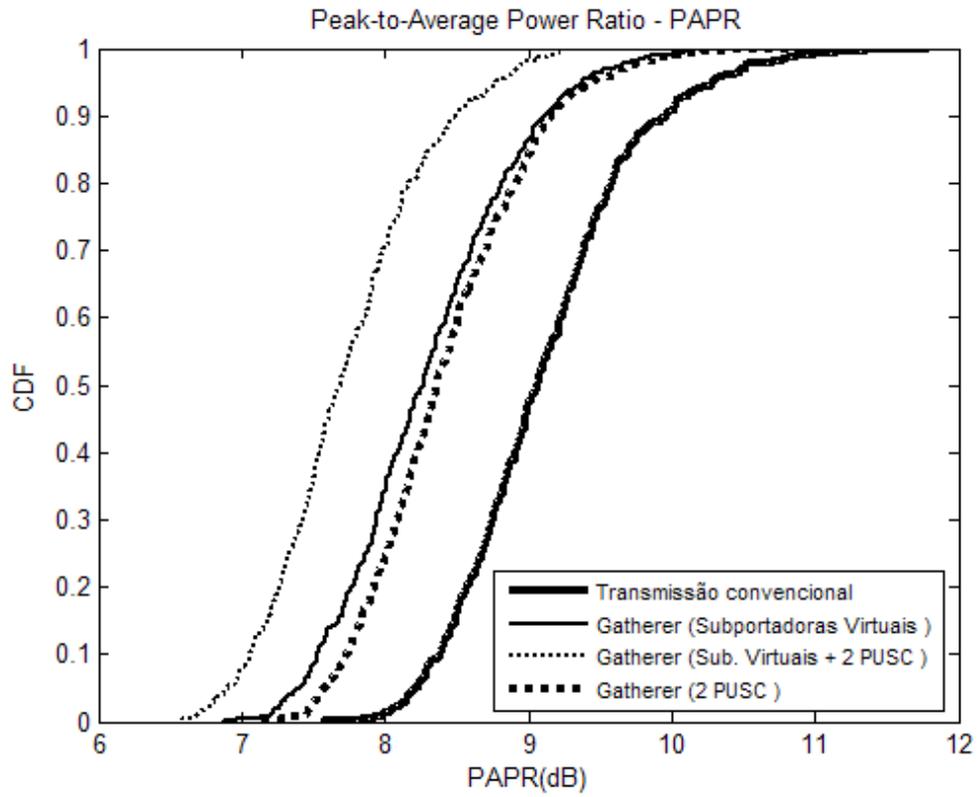


Figura 6.16: CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais

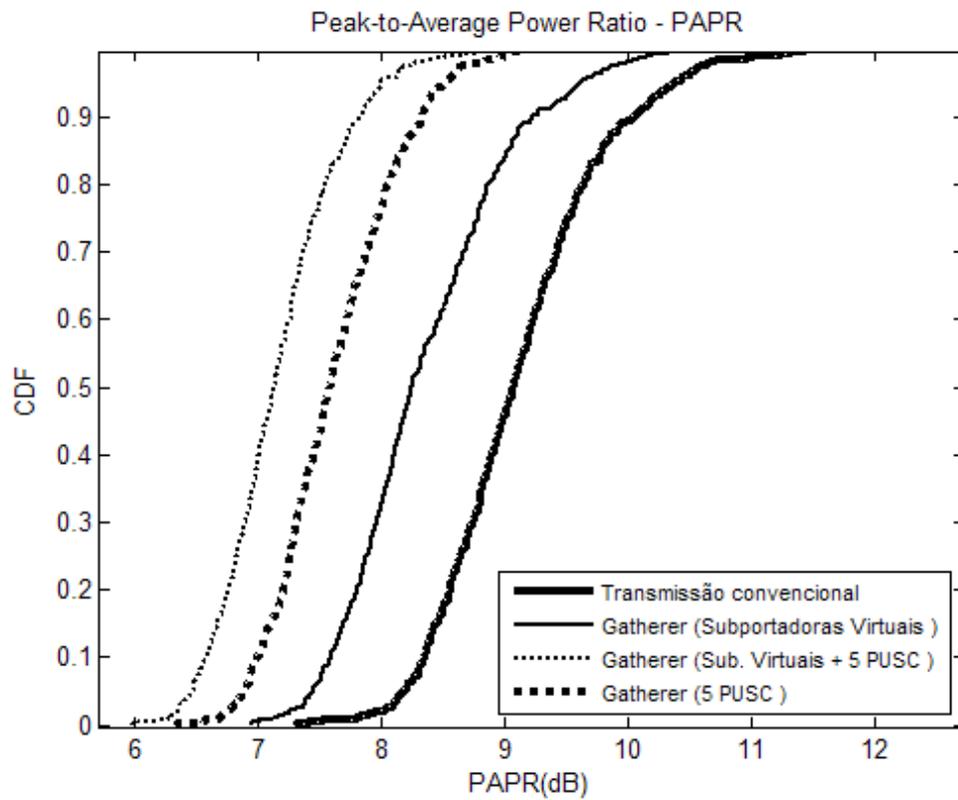


Figura 6.17: CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais

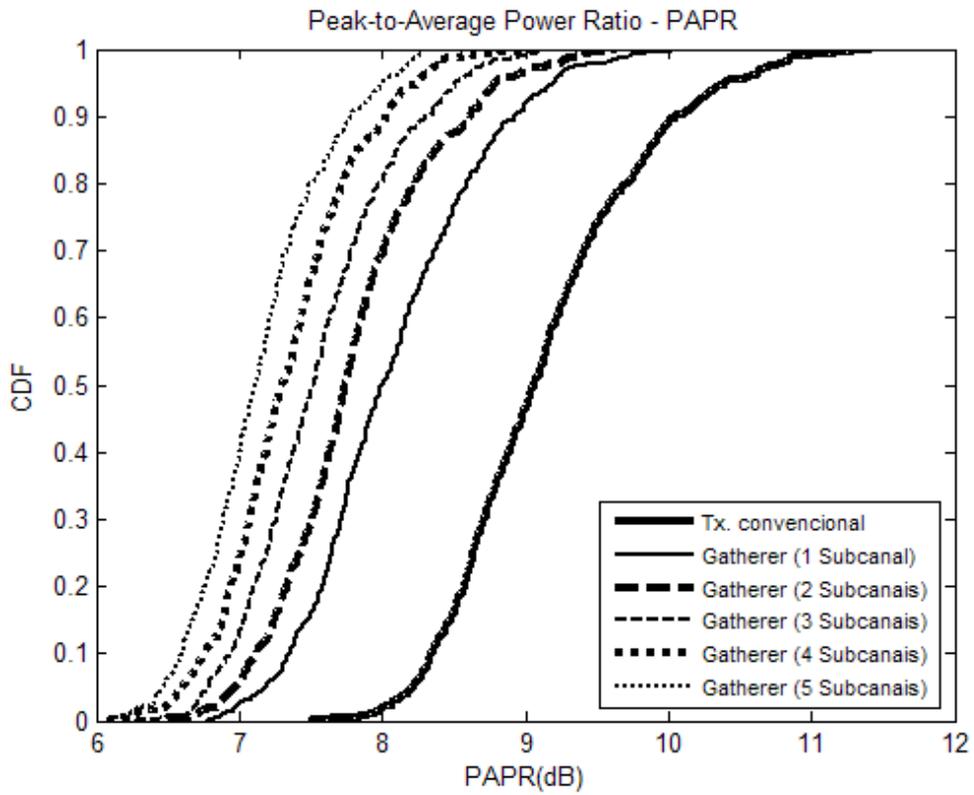


Figura 6.18: CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 2, 3, 4 e 5 subcanais

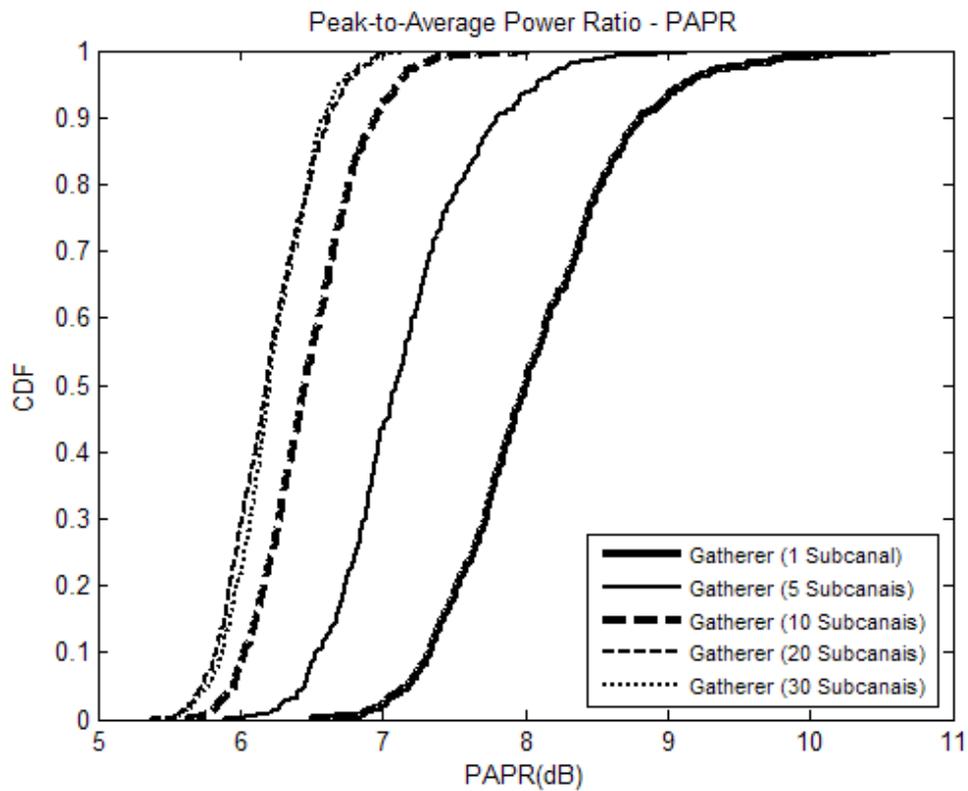


Figura 6.19: CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais

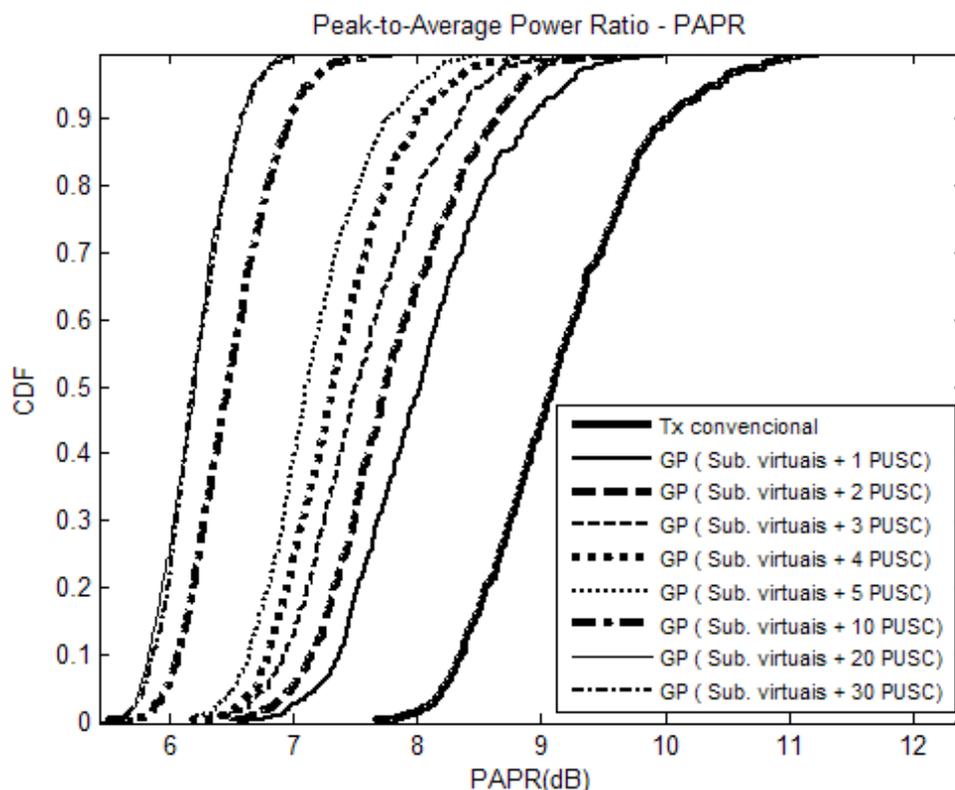


Figura 6.20: CDF do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais

constelação do sinal recebido e, conseqüentemente, da taxa de erro de *bits* do sistema.

Na análise do EVM, visualizada nas Figuras 6.21, 6.22, 6.23, 6.24 e 6.25, verificam-se os ganhos com o aumento da quantidade de subcanais. Com a utilização de 1, 2, 3, 4 ou 5 subcanais, a redução do EVM é bem próxima, já com a utilização de 10 a 30 canais os ganhos são bem mais significativos.

É interessante notar que os ganhos referentes ao EVM são obtidos para OBO menores que 5dB. Já para OBO maiores, o EVM está bem próximo da transmissão sem a utilização de método de redução da PAPR.

Com a utilização do método de Gatherer e Polley apenas com 2 subcanais, o EVM obtido é maior do que o obtido apenas com a utilização das subportadoras. Na medida que são incluídos subcanais, o valor do EVM passa a ser maior quando são utilizadas apenas as subportadoras virtuais.

A utilização de 20 ou 30 canais é indiferente na análise do EVM, haja vista que os resultados são idênticos, na mesma forma que na análise da PAPR. Esta análise é apenas para demonstrar que a utilização de mais do que 10 subcanais não traz ganhos significativos que façam sua utilização ser atrativa, tendo em vista que a redução na vazão do sistema é reduzida significativamente com mais de 10 subcanais.

Nas figuras 6.26, 6.27, 6.28, 6.29 e 6.30 podemos verificar que independente da quantidade de subcanais utilizados, sempre a utilização dos subcanais separadamente geram valores de ACPR

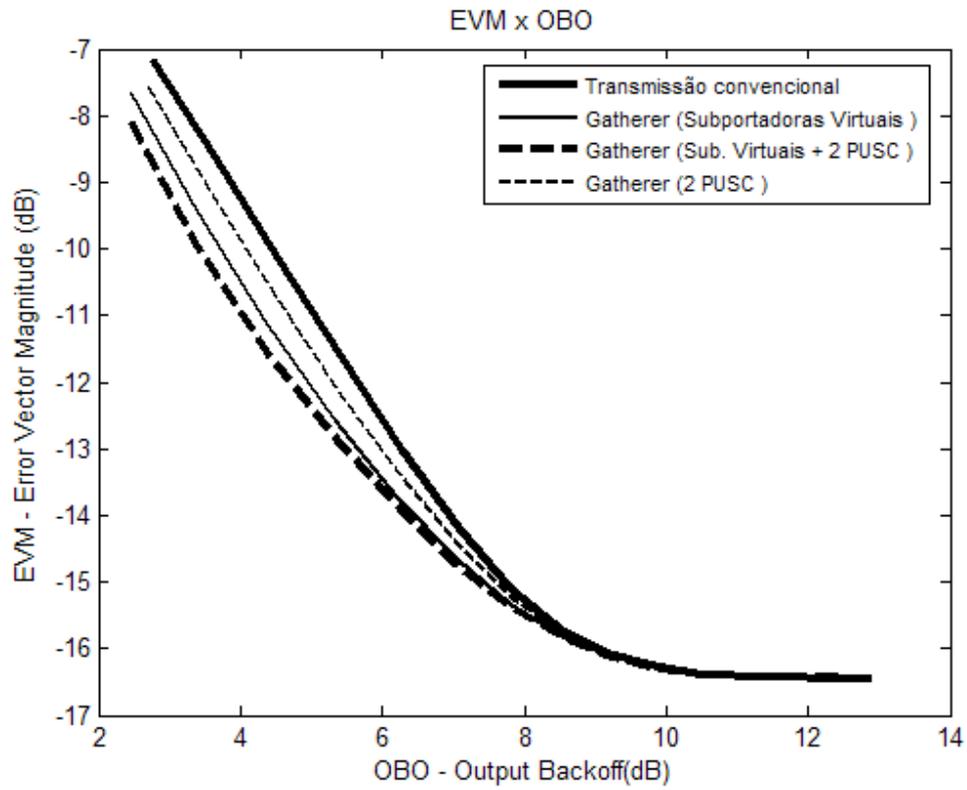


Figura 6.21: EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais

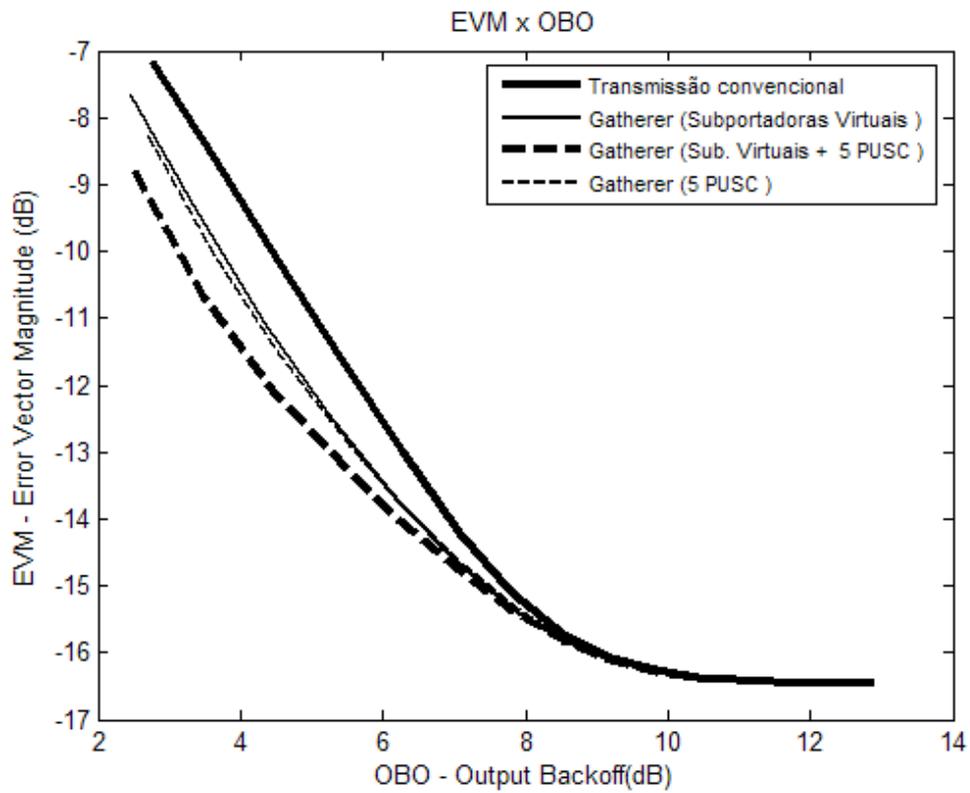


Figura 6.22: EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais

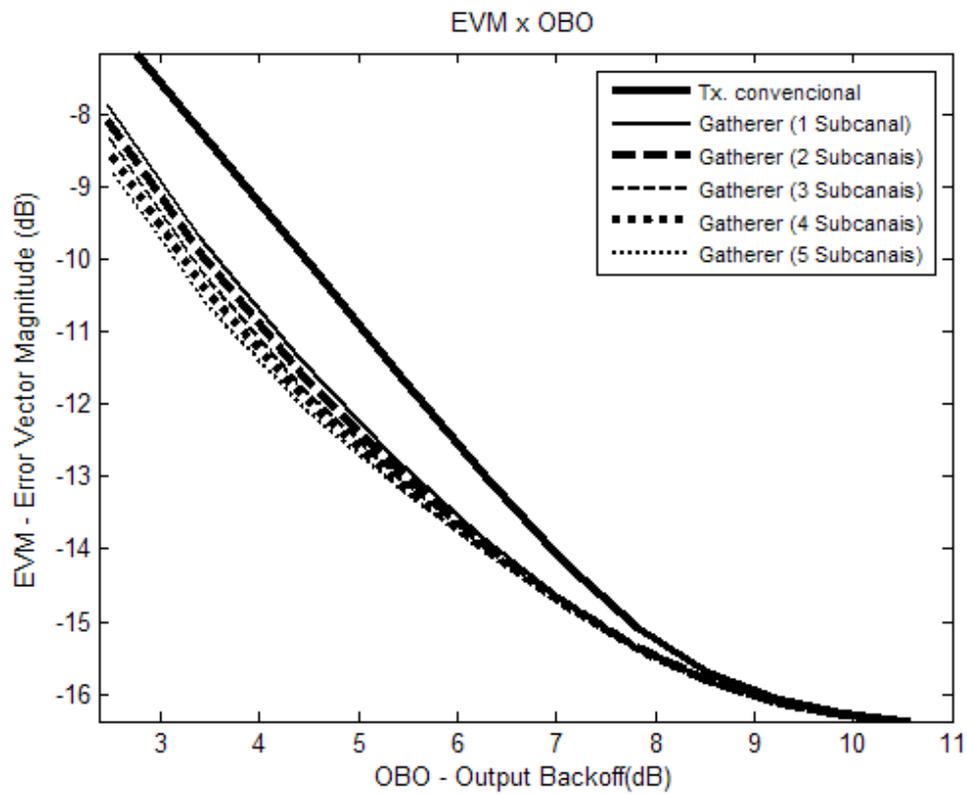


Figura 6.23: EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 5 subcanais

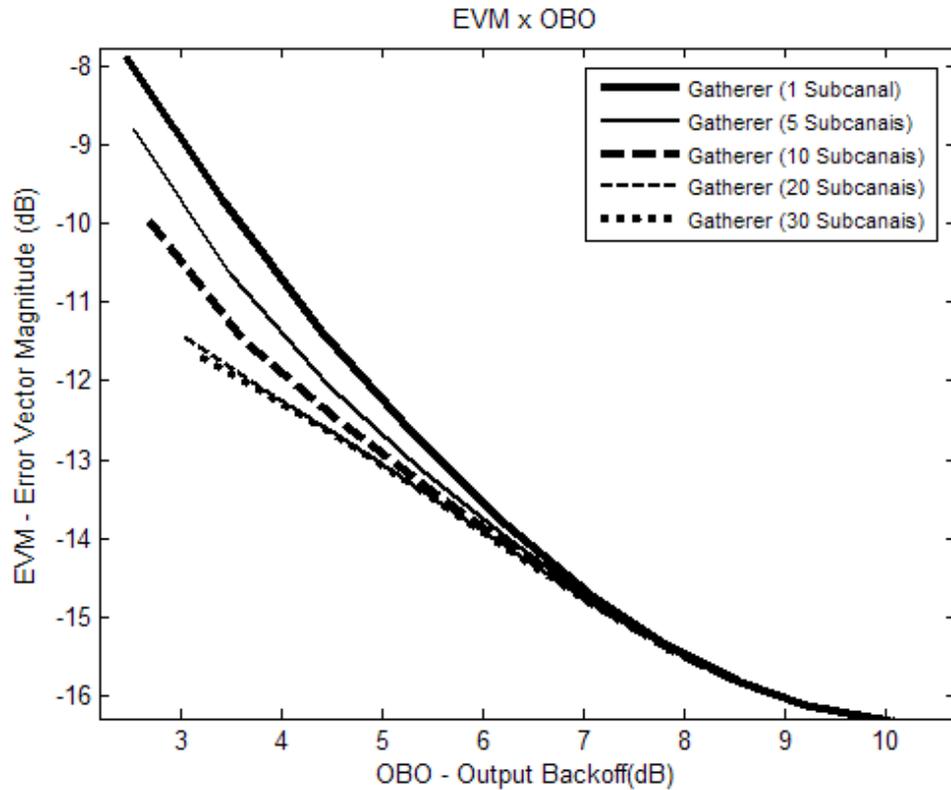


Figura 6.24: EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais

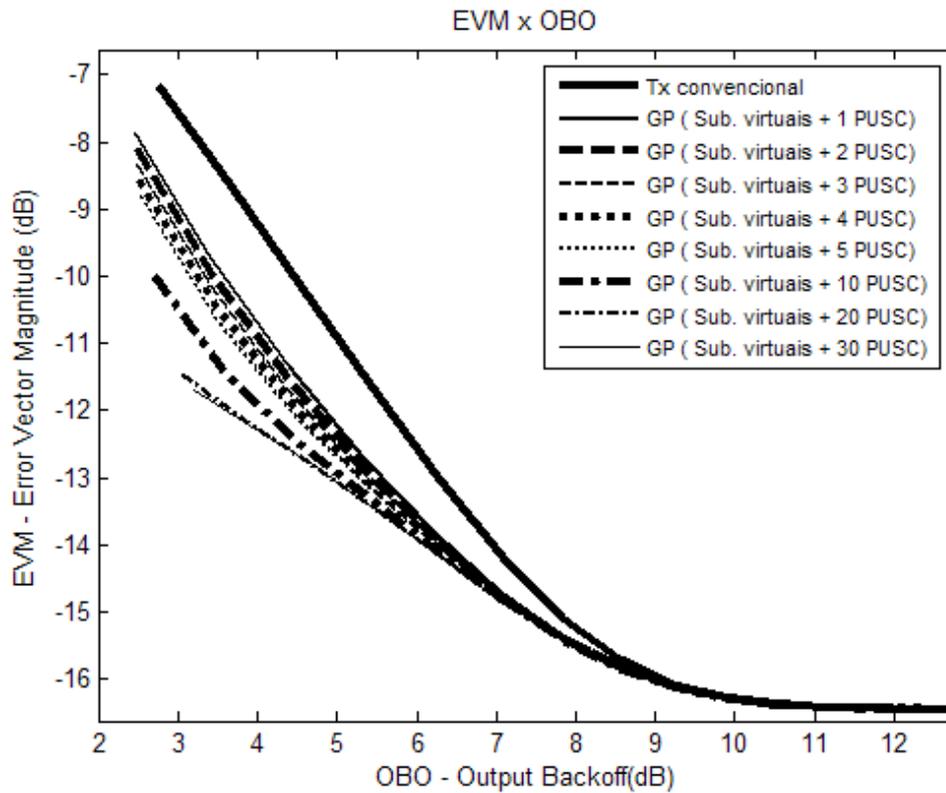


Figura 6.25: EVM do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais

maiores do que quando utilizadas as subportadoras virtuais. Isso ocorre porque com a utilização dos subcanais apenas as subportadoras de dados são alteradas. Quando utilizadas as subportadoras virtuais a radiação fora de banda sofre um leve incremento, que pode ser observado com a análise da ACPR.

Após a verificação das métricas de PSD, PAPR e EVM, conclui-se que a utilização do método de Gatherer e Polley com as subportadoras virtuais e com os subcanais variando de 1 a 5 podem ser implementados com ganhos bem próximos. No entanto, a utilização de subcanais deve ser avaliada com cautela, pois são utilizados os subcanais reservados para o tráfego de dados e sua utilização para redução da PAPR influencia diretamente na vazão do sistema.

Assim, com o objetivo de encontrar a quantidade de subcanais que melhor se adapta ao sistema WiMAX, analisou-se a variação da vazão do sistema e verificou-se que a vazão do sistema aumenta quando a quantidade de subcanais utilizados é incrementada. Como pode ser observado na Figura 6.31. Porém, esta melhora é obtida somente em sistemas com distorção muito elevada ($OBO = 2\text{dB}$), quando a distorção é reduzida ($OBO = 6\text{dB}$) a quantidade de subcanais utilizadas interfere negativamente do desempenho do sistema, reduzindo a vazão do sistema na medida que os subcanais são utilizados para reduzir a PAPR.

Desta forma, definiu-se que a quantidade de 2 subcanais é a que melhor se encaixa neste estudo quando analisado os efeitos da densidade de espectro, PAPR, EVM, ACPR e vazão do sistema.

A melhora no desempenho do método de Gatherer e Polley é corroborada com a demonstração

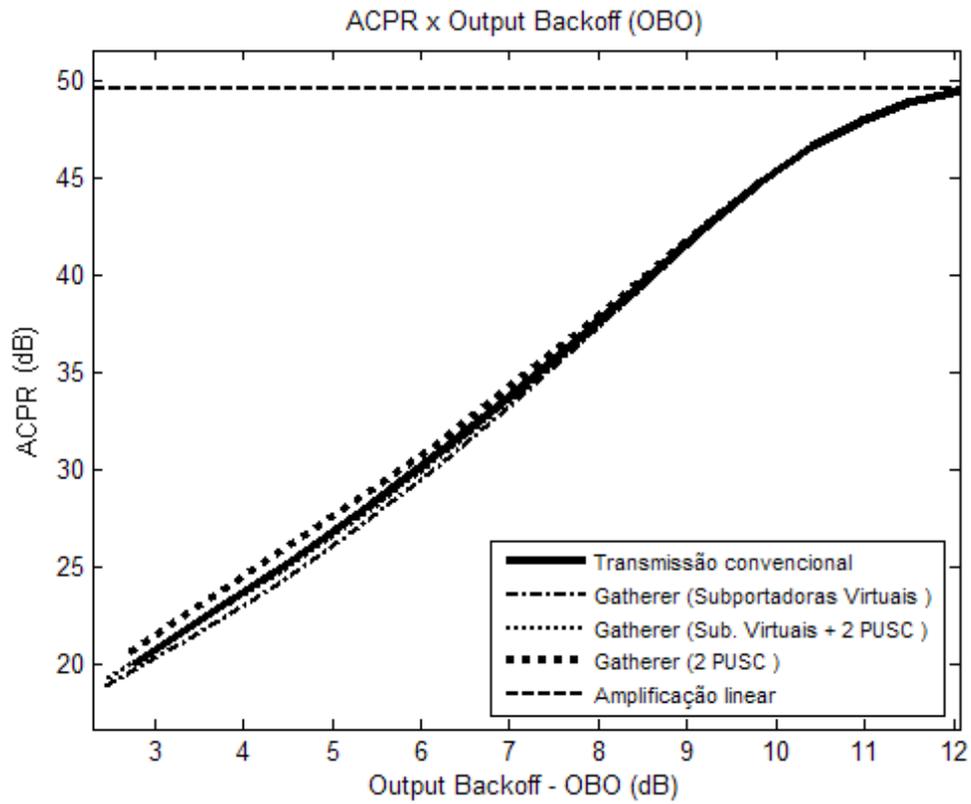


Figura 6.26: ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais

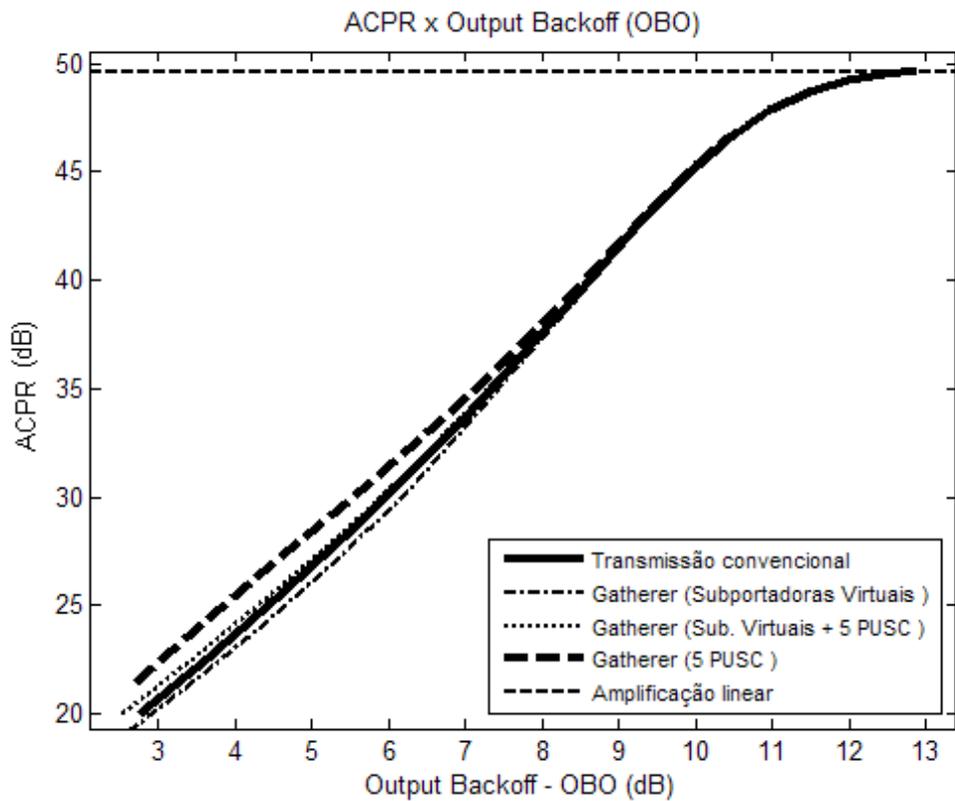


Figura 6.27: ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais

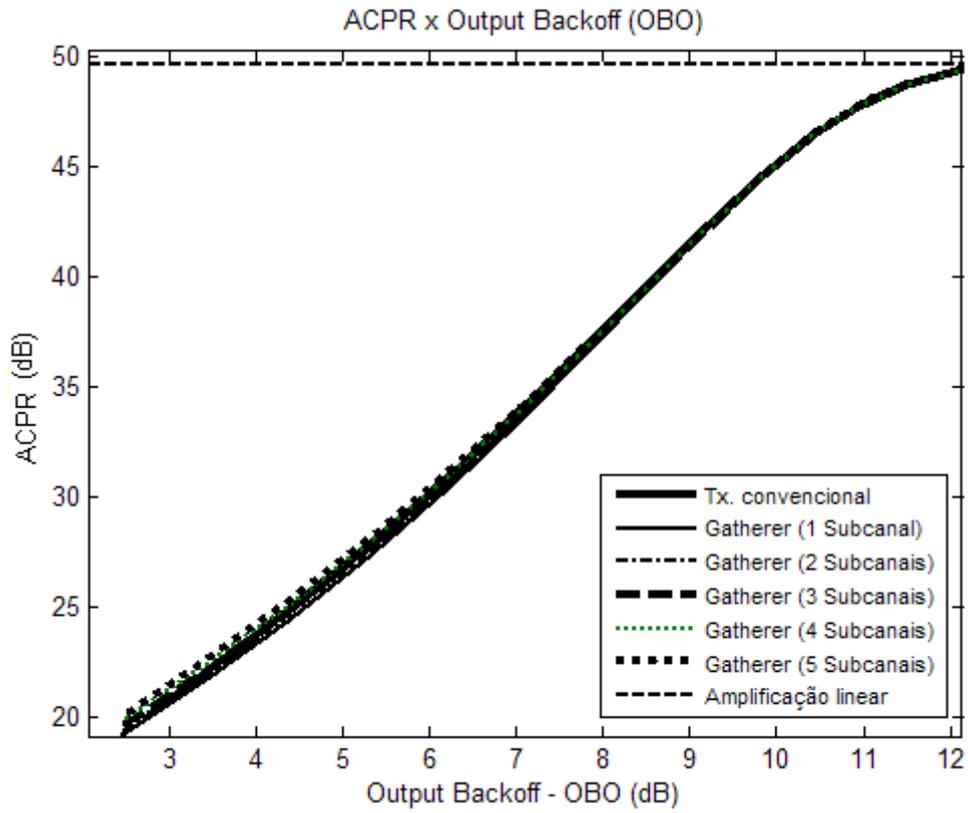


Figura 6.28: ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 5 subcanais

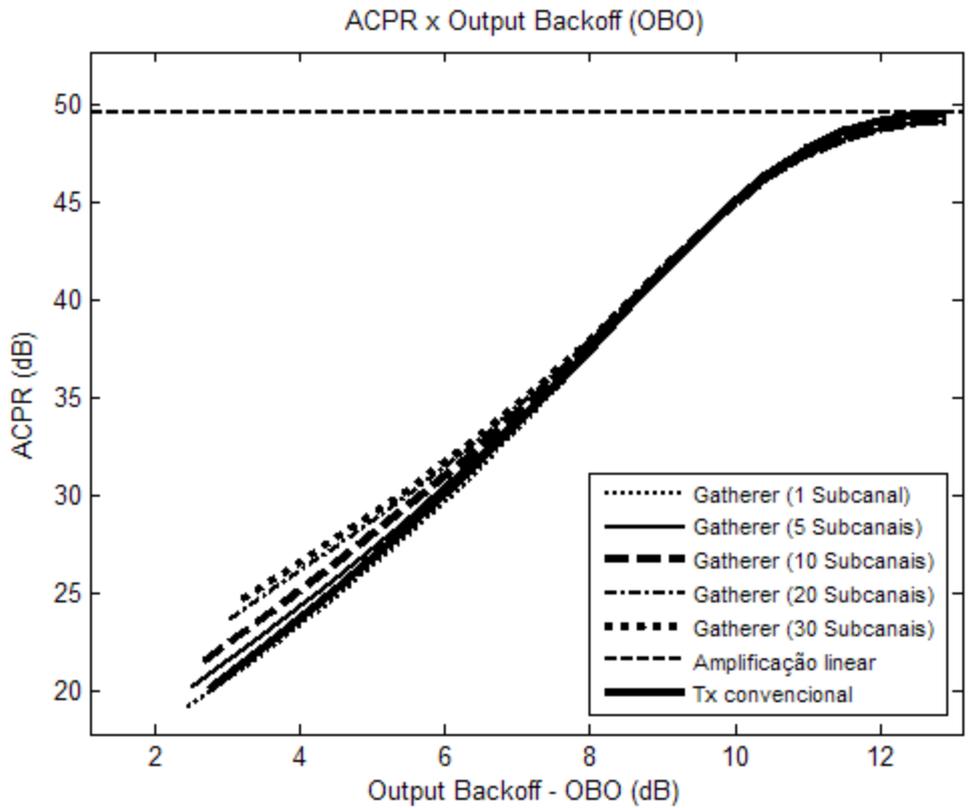


Figura 6.29: ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1, 5, 10, 20 e 30 subcanais

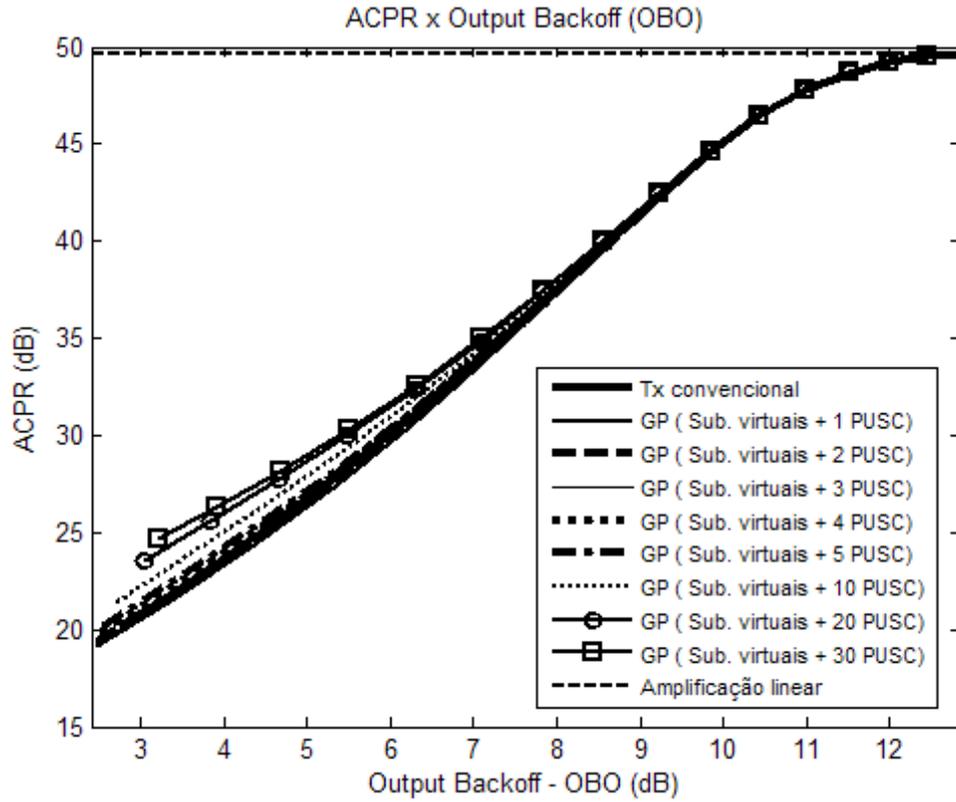


Figura 6.30: ACPR do método de Gatherer e Polley com a utilização de 1 a 30 subcanais

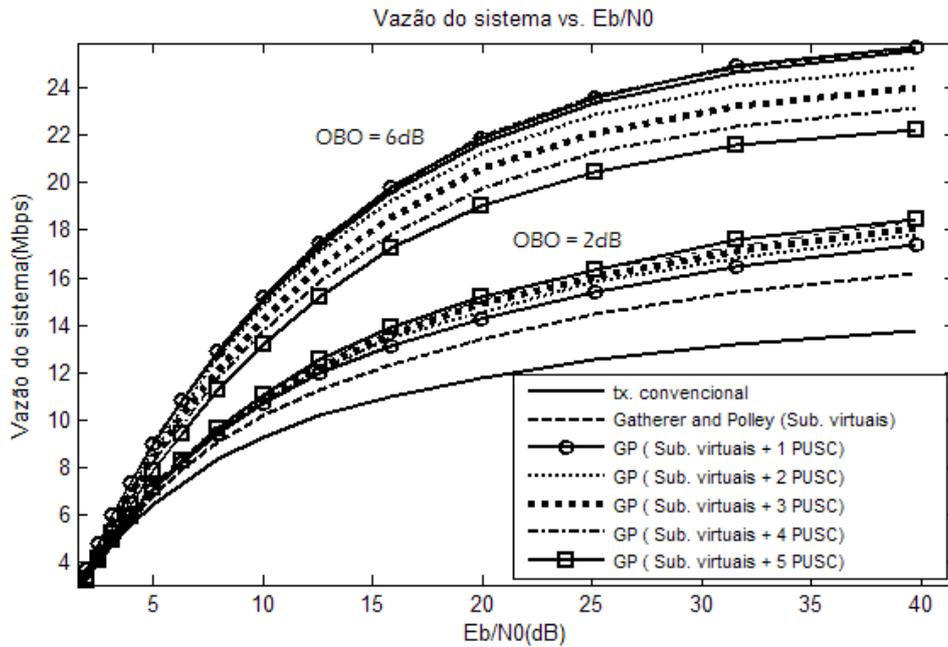


Figura 6.31: Vazão do sistema versus E_b/N_0 com utilização do método de Gatherer e Polley

da métrica de degradação total, ilustrada nas Figuras 6.32, 6.33, 6.34 e 6.35 , em que é vista uma redução significativa na degradação do sistema com a utilização do método de Gatherer e Polley, com as subportadoras virtuais e com 2 subcanais. Perceba que a utilização do método de Gatherer e Polley apenas com os subcanais tem a degradação maior do que o método de Gatherer e Polley apenas com as subportadoras virtuais. Quando a quantidade de subcanais é incrementada a degradação obtida apenas com a utilização dos subcanais tende a ser menor que a do método de Gatherer e Polley apenas com as subportadoras virtuais.

No entanto, conforme comentado anteriormente, a utilização dos subcanais deve ser analisada cuidadosamente, pois com os resultados obtidos percebe-se que o ganho na redução da PAPR, EVM e degradação são conseguidos aumentando a quantidade de subcanais, mas as consequências devem ser avaliadas de acordo com cada sistema analisado. As Figuras 6.32, 6.33, 6.34 e 6.35 ilustram a diminuição da degradação total do sistema na medida que a quantidade de subcanais é empregada.

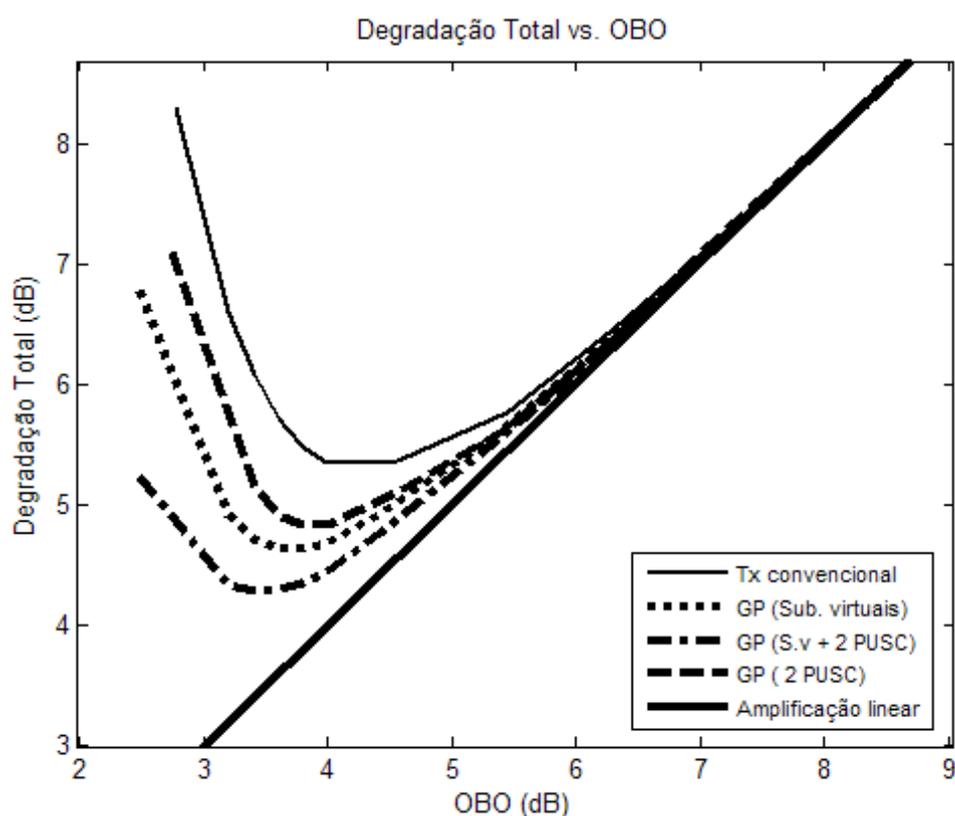


Figura 6.32: Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais

Os resultados obtidos neste estudo demonstram que a melhor forma de utilizar os subcanais é em conjunto com as subportadoras virtuais e, no caso específico no sistema baseado no padrão WiMAX, com a utilização de 2 subcanais, tendo em vista que esta quantidade de subcanais apresenta menos perdas em sistemas com OBO altos e baixos.

A Figura 6.36 mostra o tempo de processamento do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e dos subcanais. Observe que o tempo de processamento de 2, 3 ou 4 subcanais é praticamente o mesmo, e a diferença do tempo de processamento de 1 para

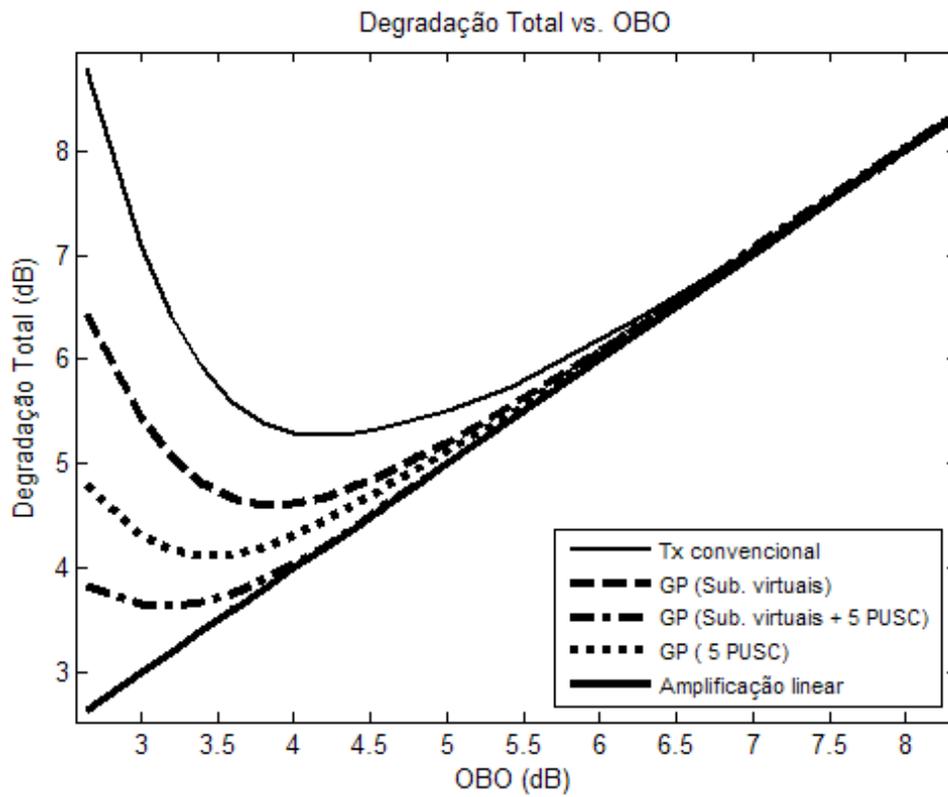


Figura 6.33: Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização de 5 subcanais

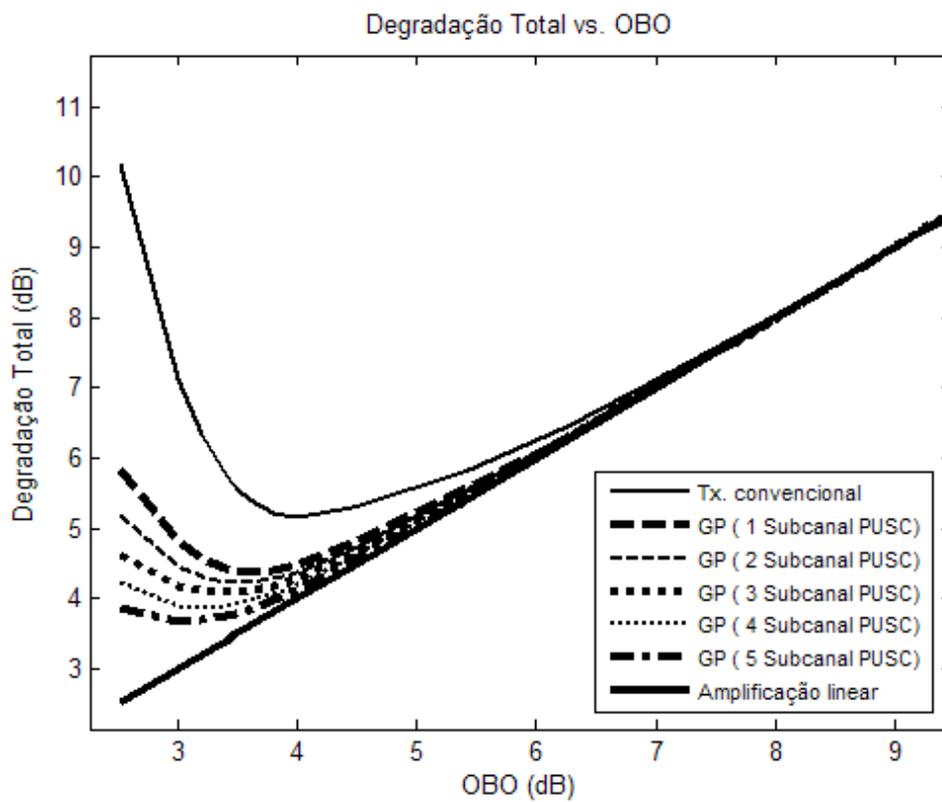


Figura 6.34: Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 5 subcanais

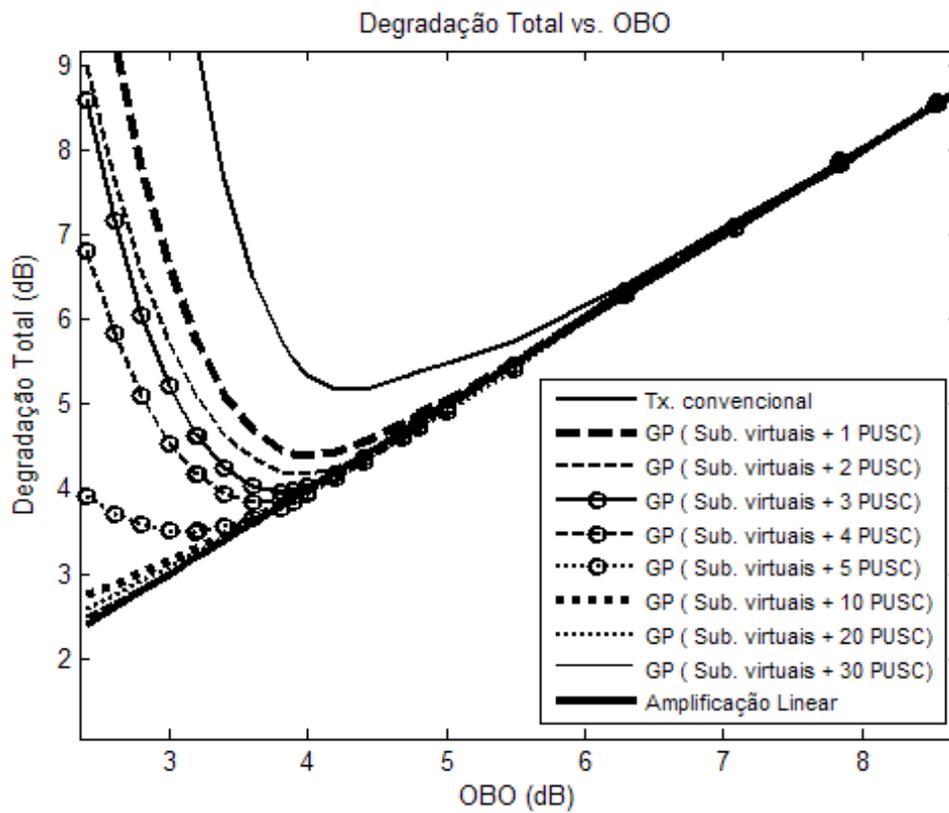


Figura 6.35: Degradação total do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais

30 subcanais é de aproximadamente 10

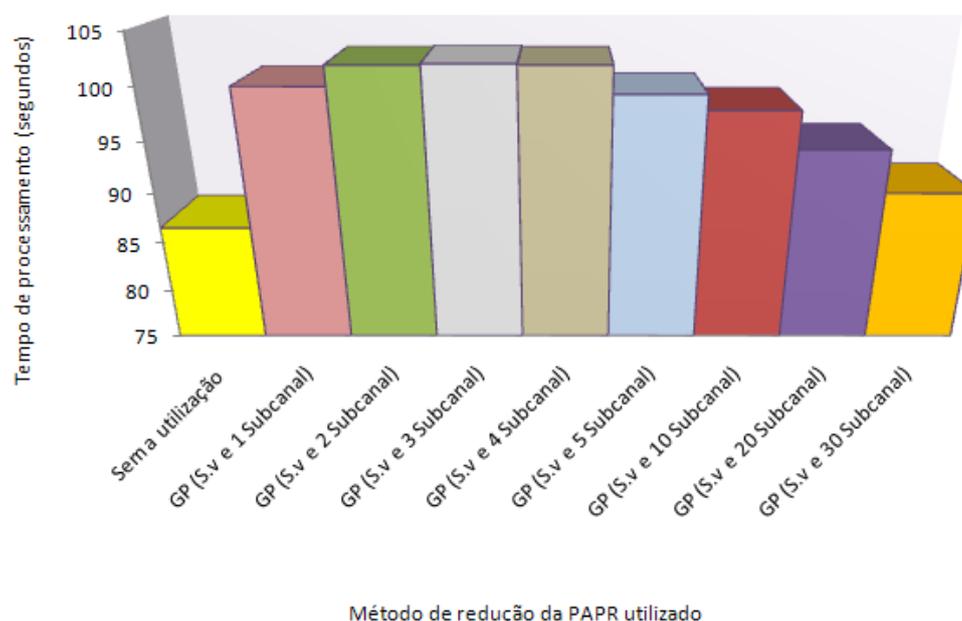


Figura 6.36: Complexidade do método de Gatherer e Polley com a utilização das subportadoras virtuais e de 1 a 30 subcanais

Além da utilização do método de Gatherer e Polley combinado com os subcanais do sistema WiMAX, foi avaliado também o método de modificação nos canais ativos (ACE), o qual foi implementado pelo método proposto por Jones [11].

O método de Gatherer e Polley é bastante parecido com o método de Jones e pode ser melhor aproveitado utilizando-o em conjunto, melhorando o ACPR, EVM e a degradação total. O método de Jones foi implementado em conjunto com o método de Gatherer e Polley com o objetivo de trazer ganhos melhores ao sistema WiMAX.

Na Figura 6.37, verifica-se que o espectro de potência obtido através do método de Jones é praticamente o mesmo da transmissão sem a utilização de nenhum método de redução da PAPR, pois são modificadas apenas as subportadoras de dados. Porém, este método se mostrou menos efetivo do que o método de Gatherer e Polley quando aplicado em sistemas WiMAX.

Quando o método de Gatherer e Polley é combinado com o método de Jones, a densidade de espectro é alterada, pois, além das subportadoras de dados, são modificadas também as subportadoras virtuais como pode ser observado na Figura 6.37.

A redução da PAPR com a combinação dos métodos de Gatherer - Polley e Jones pode ser observada na Figura 6.38. Note que é obtida uma pequena redução da PAPR com a combinação destes métodos. Porém, mostra-se que o método de Jones provê ganhos na PAPR inferiores aos obtidos com o método de Gatherer e Polley.

Podemos perceber uma melhora no método de Gatherer e Polley com a utilização de 2 subcanais. Na Figura 6.38 pode-se observar que a combinação das subportadoras virtuais com 2 subcanais traz resultados satisfatórios na redução da PAPR e que só a combinação dos métodos de

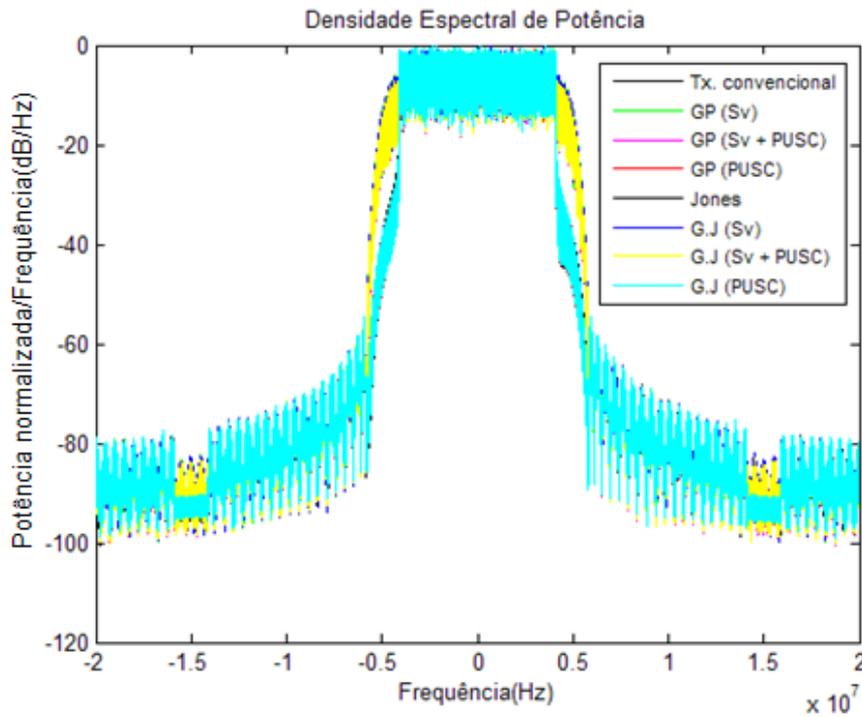


Figura 6.37: Densidade espectral do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais

Gatherer e Polley já influencia na PAPR. Note que o método de Jones quando utilizado separadamente apresenta a menor redução na PAPR quando comparado com os outros métodos, inclusive com o método de Gatherer e Polley apenas com a utilização de 2 subcanais.

Com a modificação das subportadoras de dados inerentes ao método de Jones, a constelação do sinal recebido é alterada causando sua distorção, porém, sem afetar a taxa de erro de *bit*. Desta forma, o EVM medido para este método não é uma boa métrica para avaliação de desempenho do sistema, como pode ser observado na Figura 6.39, o parâmetro mais realista neste caso é a degradação total.

Apesar da redução da degradação total do método de Jones, a utilização do método de subportadoras virtuais proposto por Gatherer e Polley se mostrou mais efetiva. Neste método a degradação é reduzida sem o aumento na radiação fora de banda, conforme mostra a Figura 6.40, obtendo-se resultados bem expressivos tanto na ACPR quanto na redução efetiva da PAPR.

Nas Figuras 6.41, 6.42 e 6.43 está ilustrada a degradação total do sistema com a utilização dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e a combinação delas, além da utilização de subcanais proposta neste estudo. A combinação do método de Gatherer e Polley com Jones utilizando apenas 1 subcanal já traz benefícios no que se refere à degradação do sistema. Perceba que o aumento da quantidade de subcanais reduz significativamente a degradação total do sistema. Quando da utilização de 5 subcanais, nota-se que a utilização apenas dos subcanais já é mais efetiva na redução da degradação do que apenas com a utilização das subportadoras virtuais.

O tempo de processamento do método de Jones combinado com o método de Gatherer e Polley,

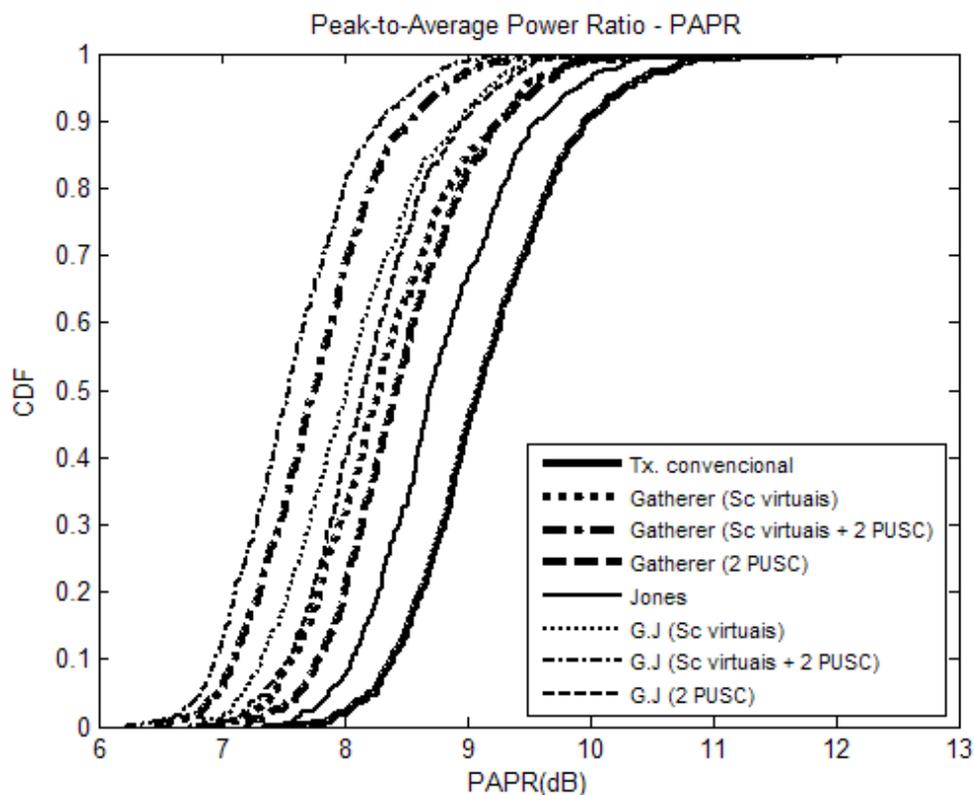


Figura 6.38: CDF do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais

com a utilização das subportadoras virtuais e 2 subcanais, é ilustrado na Figura 6.44. O método de Jones é o que gasta maior tempo de processamento, cerca de 9

Outro método analisado é o de PTS [17] em que a sequência de dados é dividida em sub-blocos, passa pela IFFT, e é multiplicada por diferentes códigos de embaralhamento que finalmente são combinados minimizando a PAPR.

Inicialmente, o método de transmissão parcial de sequencias foi implementado com 2 e 4 fases, considerando 0 e π quando utilizadas apenas 2 fases e 0, $\pi/2$, $\pi/3$, $2\pi/3$ quando utilizadas 4 fases. Para comparação do valor da PAPR no sinal modificado e no original foram utilizadas duas métricas de calculo: valor máximo, na qual se calcula o valor do maior pico em cada sinal, e o de minimização dos picos de potência (PAP), que calcula a potência total da distorção.

Estas métricas podem ser definidas da seguinte forma:

1. Valor máximo

$$Pd = \max |x(t)|^2 \quad (6.7)$$

2. Minimização dos picos de potência (PAP)

$$Pd = E \left[|x(t) - x_d(t)|^2 \right] \quad (6.8)$$

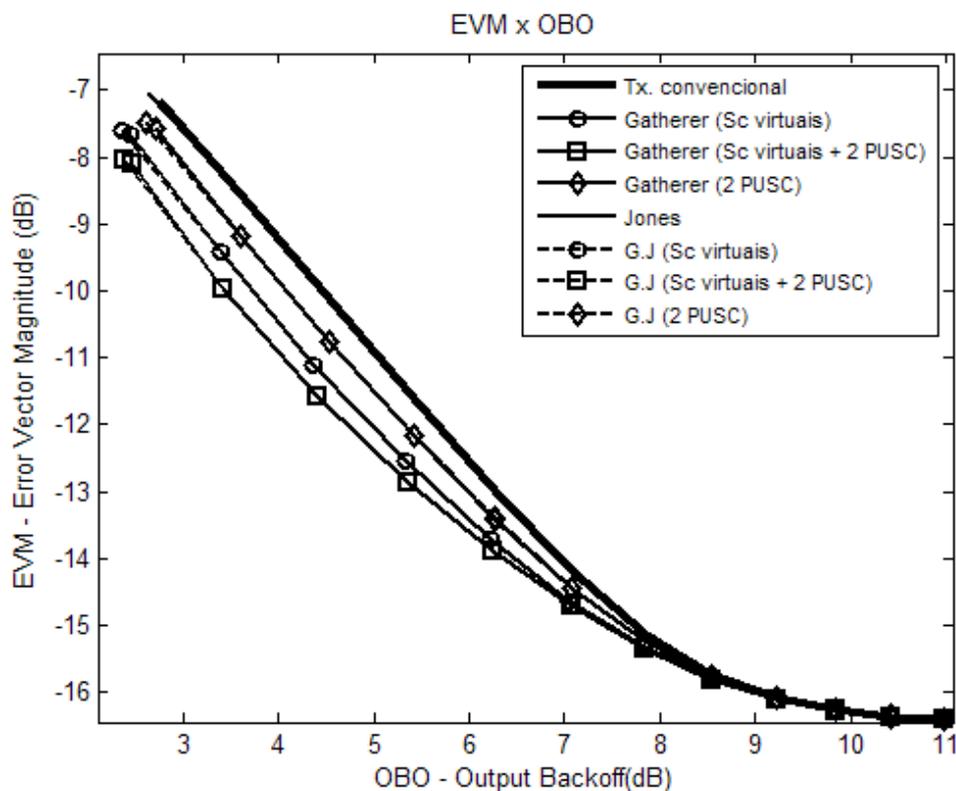


Figura 6.39: EVM do método de Gatherer e Polley + Jones com utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais

Onde $x(t)$ é o sinal original e $x_d(t)$ é o sinal distorcido pela não linearidade.

Estas métricas foram testadas no método de PTS com 2 e 4 fases e, conforme ilustrado nas Figuras 6.49 e 6.50, o método provê uma ligeira redução na PAPR, no entanto, observa-se que uma das vantagens deste método é a diminuição da radiação fora de banda em relação à transmissão convencional. Perceba que a densidade de espectro com a utilização de 4 e 6 blocos são quase idênticas, como demonstrado nas Figuras 6.45 e 6.46.

O ganho na redução da PAPR depende do número de sub-blocos e o método de particionamento empregado. O aumento da quantidade de sub-blocos eleva significativamente a complexidade para implementação do método em tempo real, por isso, deve-se avaliar com cautela a quantidade de sub-blocos empregada.

A análise da ACPR corrobora a afirmativa de que o PTS influencia positivamente na redução da radiação fora de banda, como pode ser observado nas Figuras 6.47 e 6.48.

As Figuras 6.47 e 6.48 mostram que para valores de OBO menores que 4,5dB o método de PTS utilizando a métrica de valor máximo é mais efetivo, com 2 ou 4 fases, e a partir deste ponto, o método de PTS com a métrica PAP passa a ser mais efetivo na redução da radiação fora de banda do que o PTS com 2 fases, porém, o método PTS com a métrica de valor máximo e 4 fases é pior do que o PTS PAP com 2 e 4 fases a partir de 7 dB de OBO. Esta situação é igual para o método de PTS com 4 ou 6 blocos.

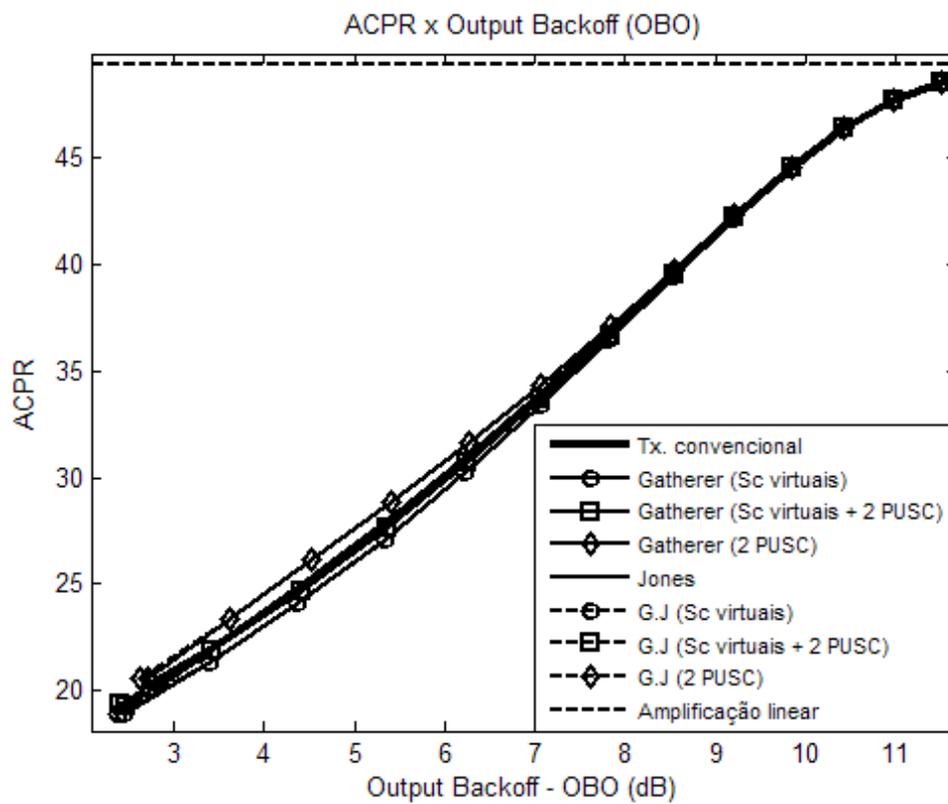


Figura 6.40: ACPR do método de Gatherer e Polley + Jones com utilização de 2 subcanais e das subportadoras virtuais

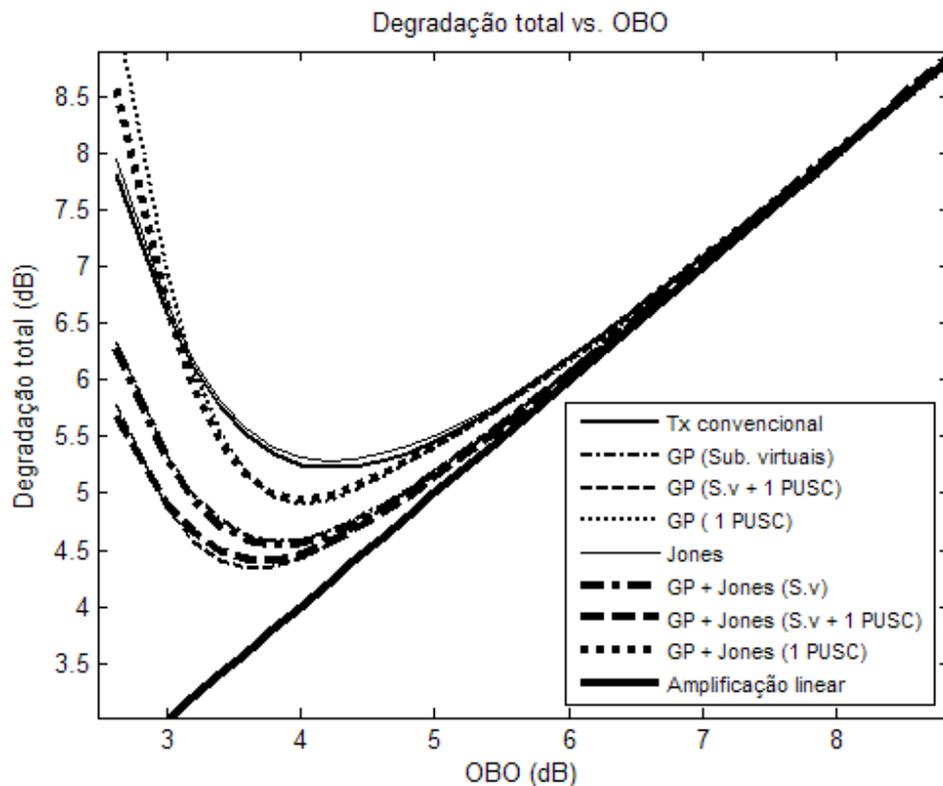


Figura 6.41: Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 1 subcanal

Interessante notar que a métrica de cálculo de minimização dos picos de potência (PAP) é mais efetiva na redução da PAPR que a métrica padrão calculada por meio do valor do maior pico em cada sinal, conforme mostra as Figuras 6.49 e 6.50.

A vantagem do aumento da quantidade de blocos pode ser observado na análise do EVM, Figuras 6.51 e 6.52. Quando são utilizados 6 blocos a redução do EVM é ligeiramente menor, porém, a quantidade de blocos a ser implementada deve ser avaliada com cautela, pois, esta não influencia de forma significativa na redução da PAPR, ACPR e Densidade espectral.

Nas Figuras 6.54 e 6.55, vemos a degradação total do sistema com o emprego do método de PTS com 6 blocos e 4 blocos, em que é demonstrado que o método de PTS com 6 blocos e com a utilização de 4 fases, propicia uma ligeira redução na degradação total, e que a utilização de 2 fases com a métrica do valor máximo é bem próxima da métrica PAP com 4 fases.

Conclui-se também que o sinal original dividido em 4 blocos com ambas as métricas de cálculo da PAPR geram resultados bem parecidos. É importante lembrar que a complexidade do sistema aumenta sobremaneira, na medida em que a quantidade de blocos é aumentada, tornando o emprego do método bastante complexo e oneroso.

Apesar do aumento da complexidade, à medida que os blocos são aumentados, notou-se que a redução da PAPR, da degradação e do EVM é bem pequena, corroborando a idéia de que o aumento da quantidade de blocos nem sempre é viável, devendo ser analisada minuciosamente caso a caso.

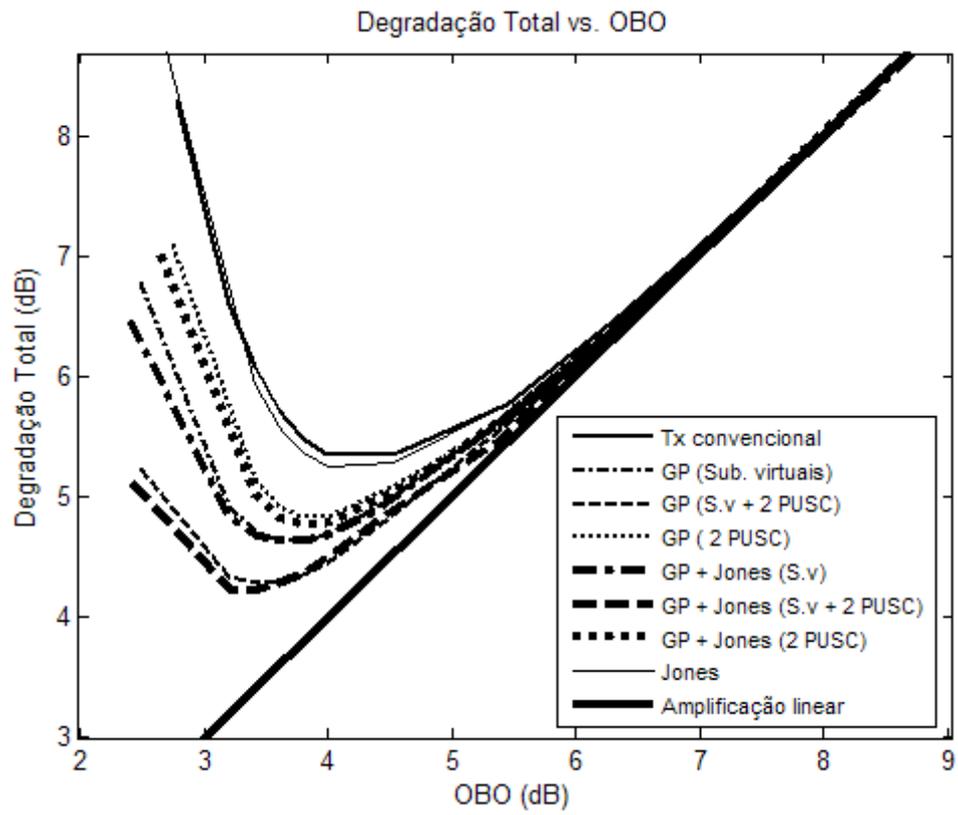


Figura 6.42: Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais

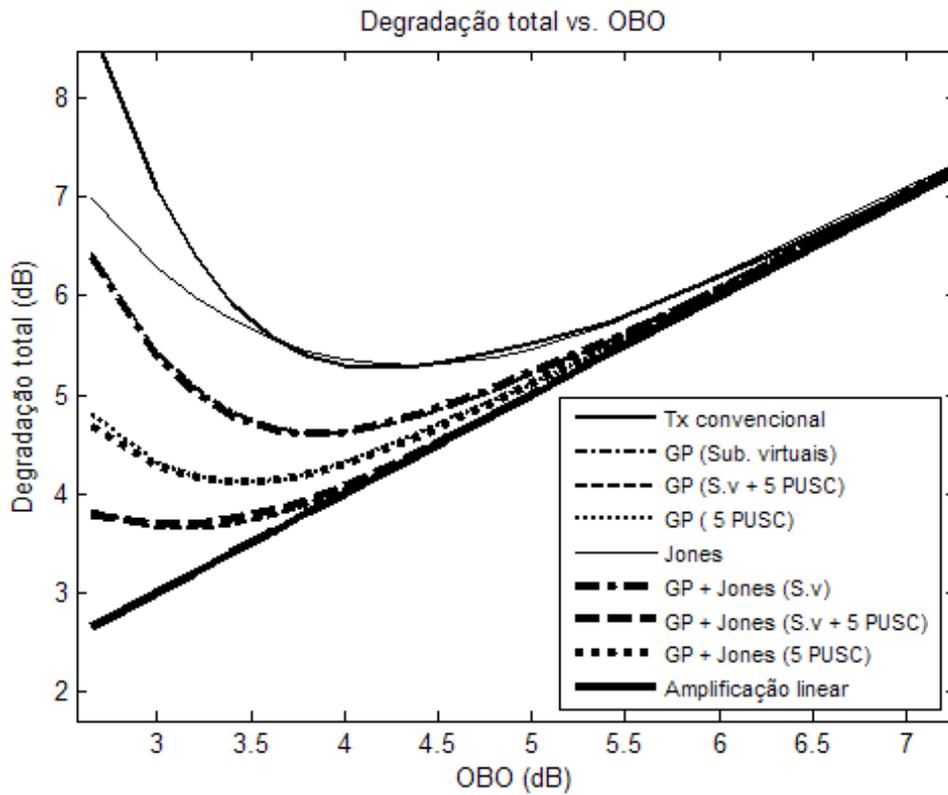


Figura 6.43: Degradação total do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 5 subcanais

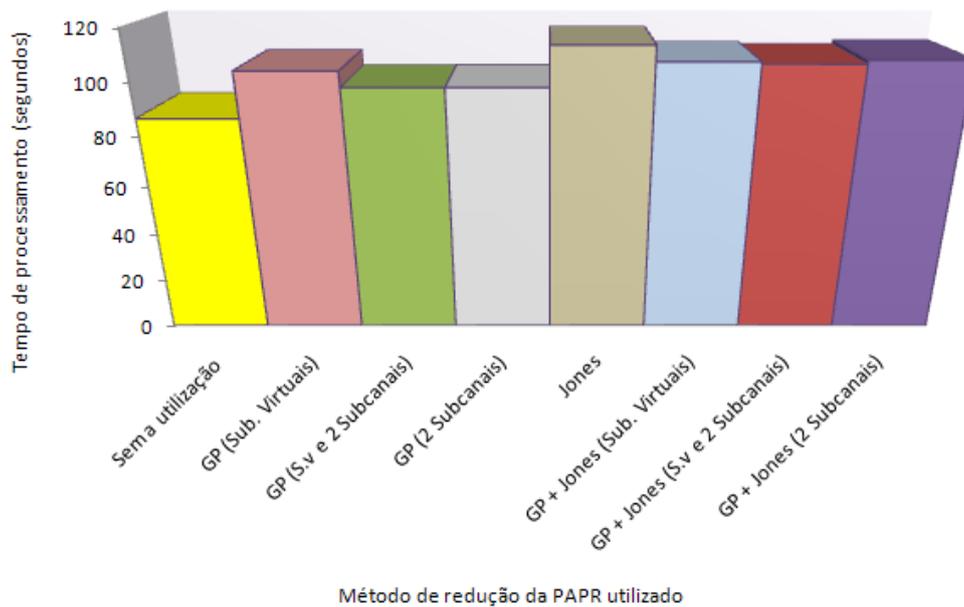


Figura 6.44: Complexidade do método de Gatherer e Polley + Jones com a utilização de 2 subcanais

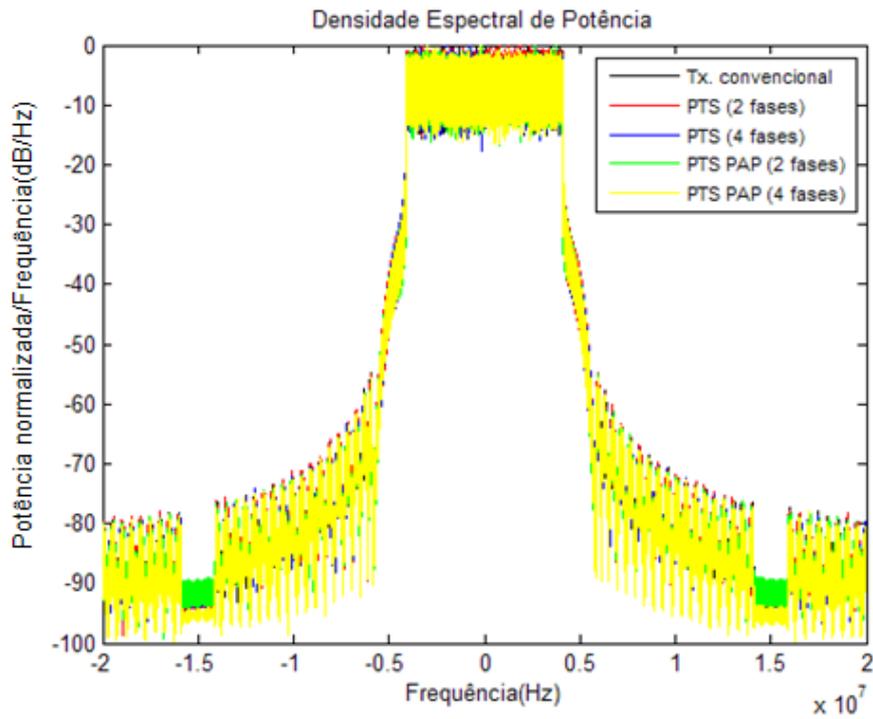


Figura 6.45: Densidade espectral do método de PTS com utilização de 4 blocos

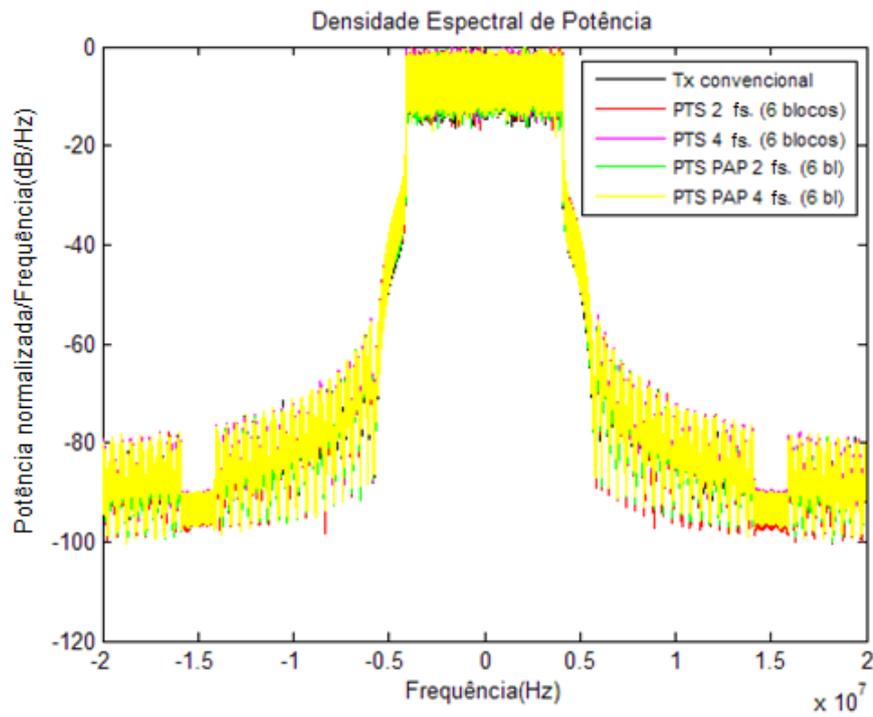


Figura 6.46: Densidade espectral do método de PTS com utilização de 6 blocos

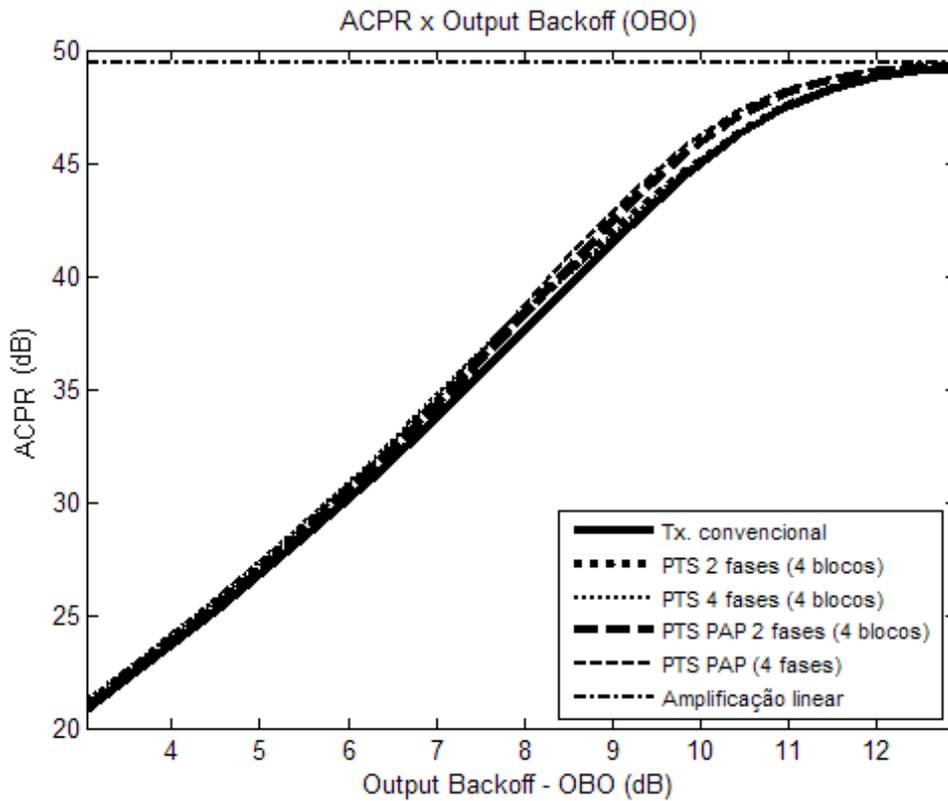


Figura 6.47: ACPR do método de PTS com a utilização de 4 blocos

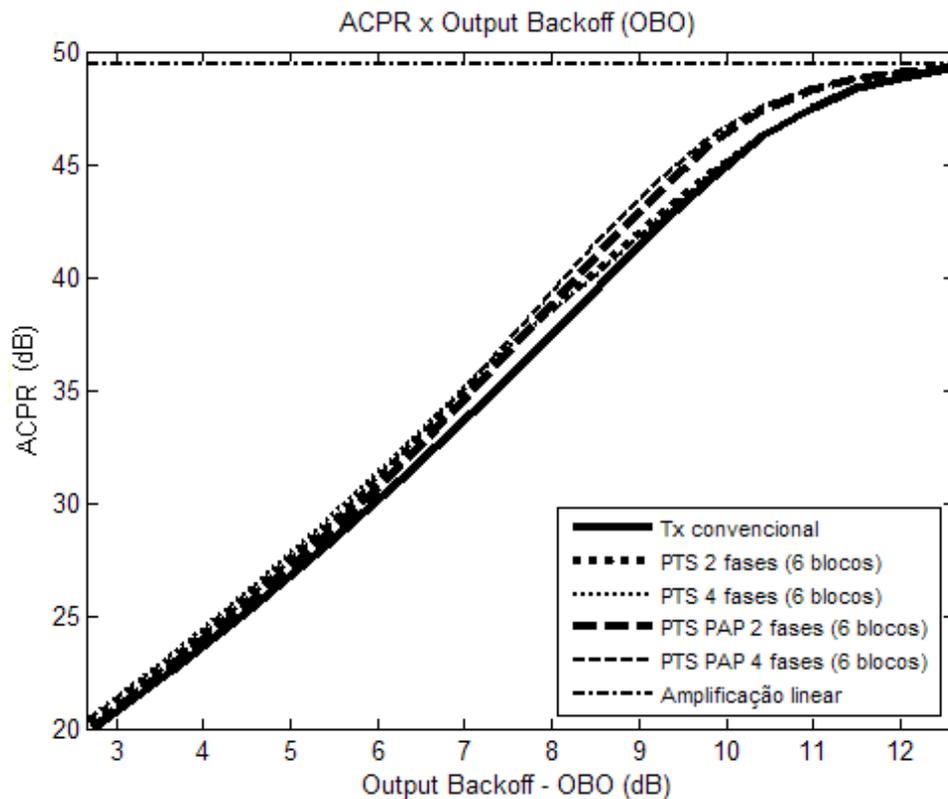


Figura 6.48: ACPR do método de PTS com a utilização de 6 blocos

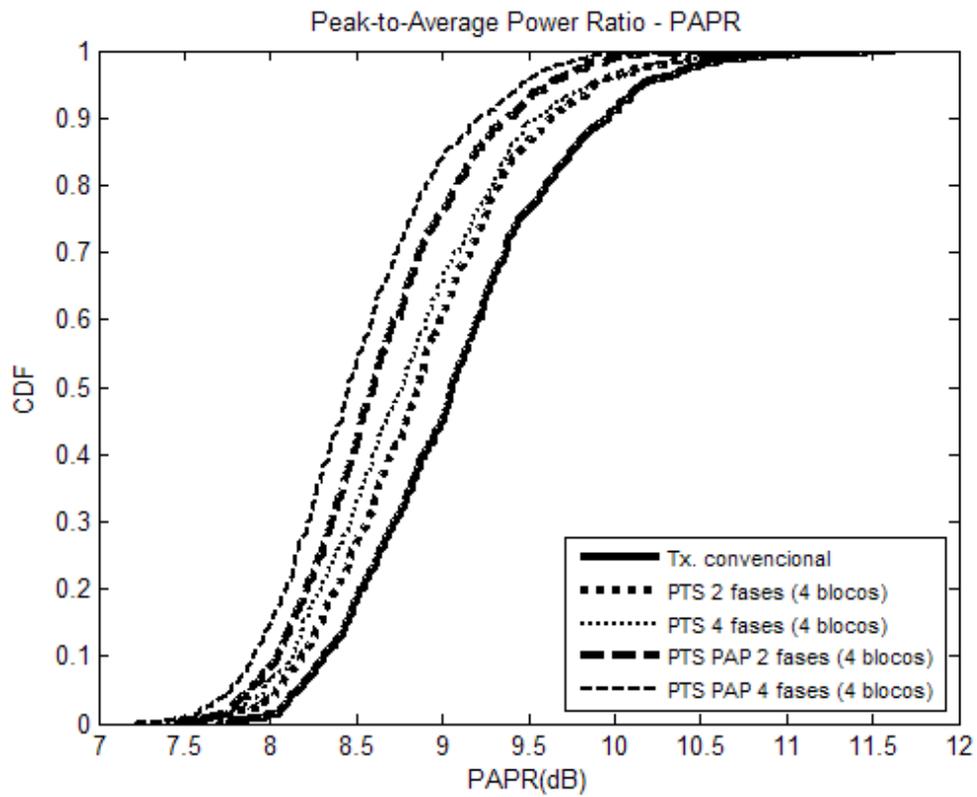


Figura 6.49: CDF do método de PTS com a utilização de 4 blocos

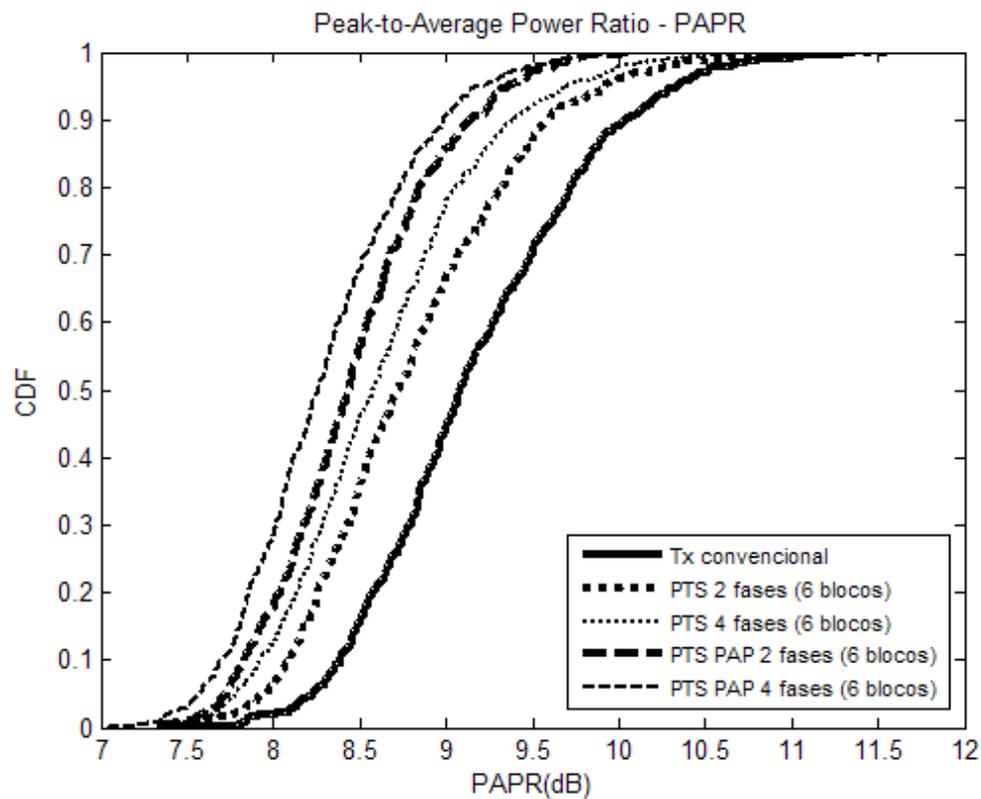


Figura 6.50: CDF do método de PTS com a utilização de 6 blocos

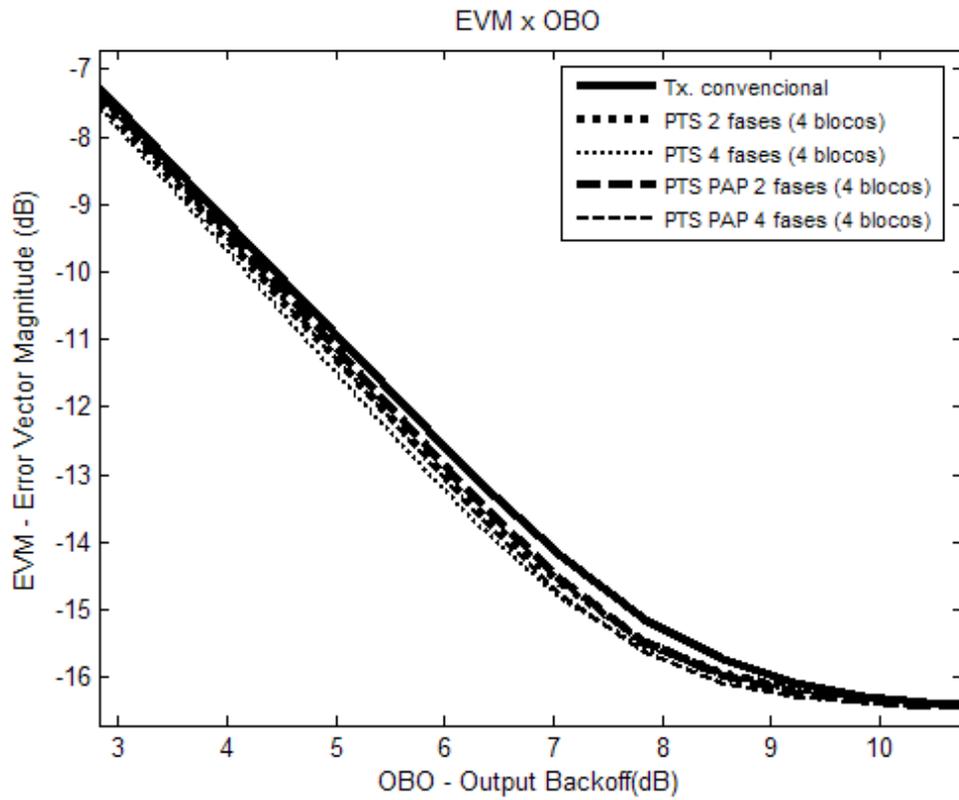


Figura 6.51: EVM do método de PTS com a utilização de 4 blocos

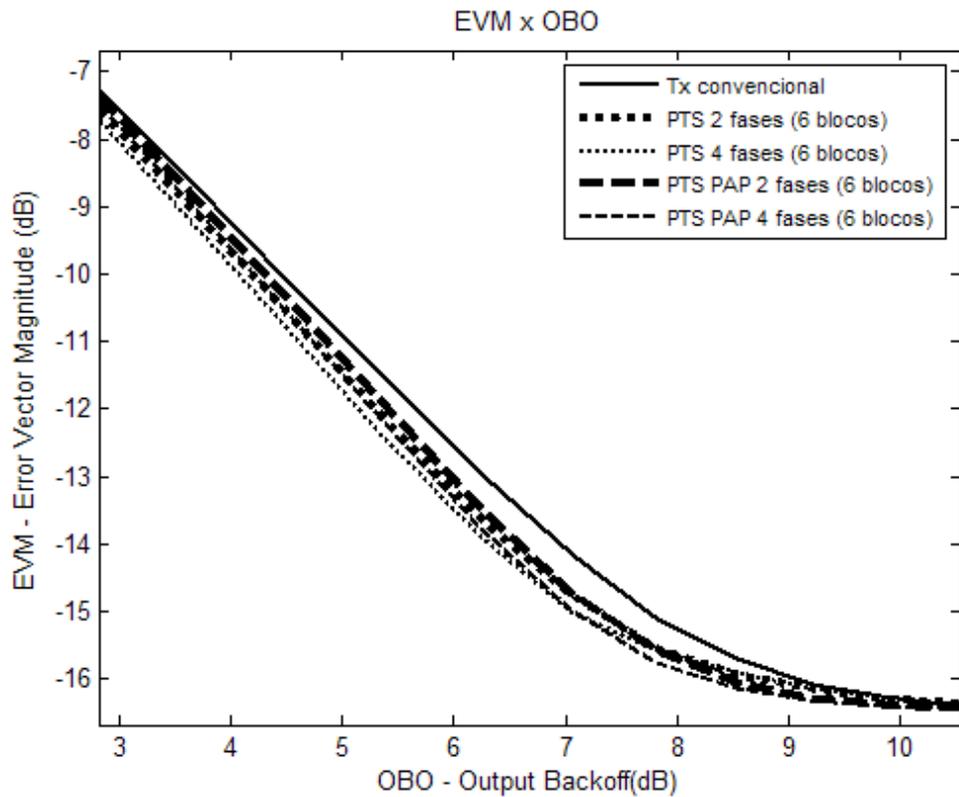


Figura 6.52: EVM do método de PTS com a utilização de 6 blocos

Além do método de PTS ser mais complexo e requerer mais capacidade de processamento que os outros métodos aqui apresentados, sua eficiência está bem aquém do método de subportadoras virtuais combinado com o método de Jones. Neste estudo foram implementados 4 e 6 blocos, constatando-se que a redução da PAPR obtida com a utilização de 6 blocos é bem próxima da obtida com 4 blocos. Porém, com 4 blocos o tempo de processamento é muito inferior, conforme ilustrado na figura 6.53.

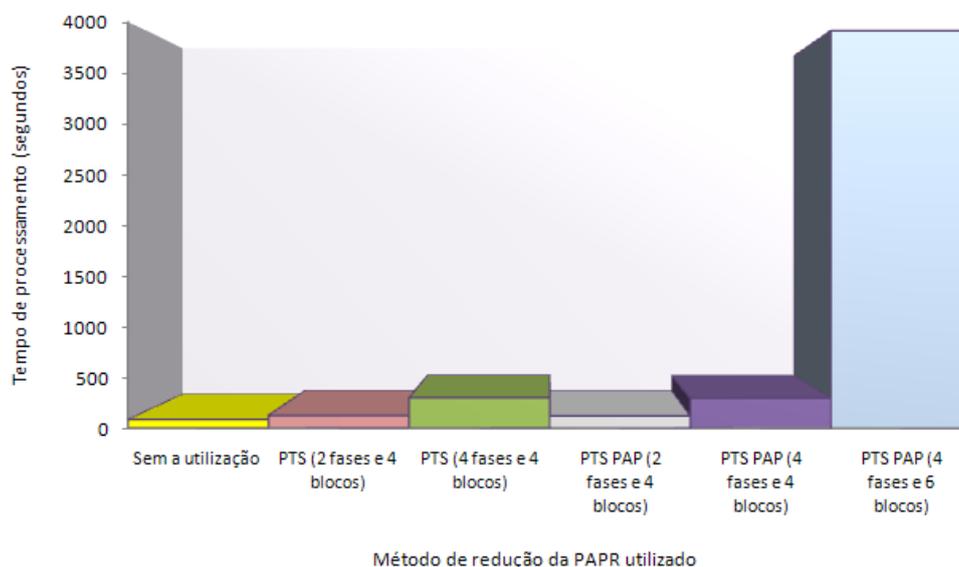


Figura 6.53: Complexidade do método de PTS

Mesmo com a combinação do método de Jones com o PTS, ainda assim o método de Gatherer e Polley é mais efetivo, tanto na redução da PAPR e do EVM quanto na degradação do sistema. A única vantagem da combinação do método de Jones com o PTS é na redução da emissão de radiação fora de banda, que é um dos benefícios do método de PTS.

Então, buscando o melhor de cada método foram combinados os métodos de PTS, de Gatherer e Polley e de Jones, demonstrando que a combinação de diversos métodos pode ser bastante útil no combate aa PAPR.

Com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS, podemos observar na Figura 6.56 que a redução nos efeitos da PAPR é obtida de forma significativa. Com a utilização dos métodos de Jones e PTS também existe uma melhora na redução da PAPR. No entanto esta redução, apesar de representativa quando da utilização destes métodos, é menor do que a redução obtida com o método de Gatherer e Polley apenas com a utilização das subportadoras virtuais e 2 subcanais.

A modificação do método de Gatherer e Polley proposta pode ser combinada tanto com o método de PTS quanto com o método de Jones e a redução da PAPR obtida é bastante parecida, como pode ser observado na Figura 6.56. Com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS conseguimos uma redução bastante significativa em relação a transmissão convencional.

O EVM obtido com a combinação dos métodos pode ser observado na Figura 6.57, em que verifica-se que os resultados obtidos com os métodos de PTS e a combinação do método de PTS

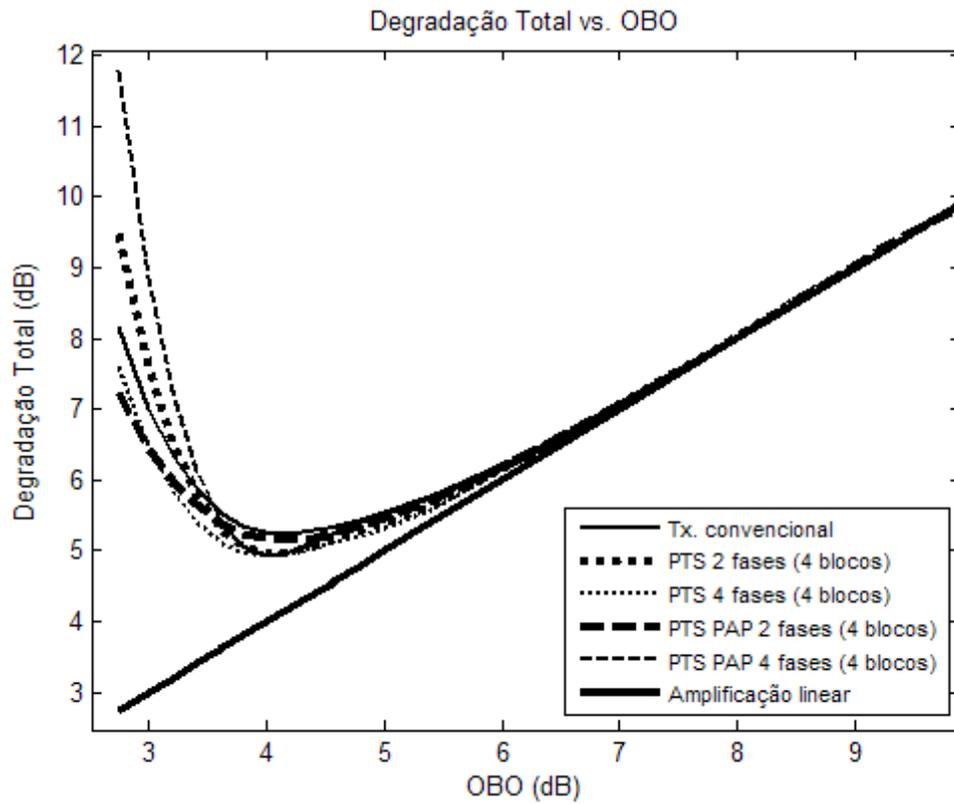


Figura 6.54: Degradação total do método de PTS com a utilização de 4 blocos

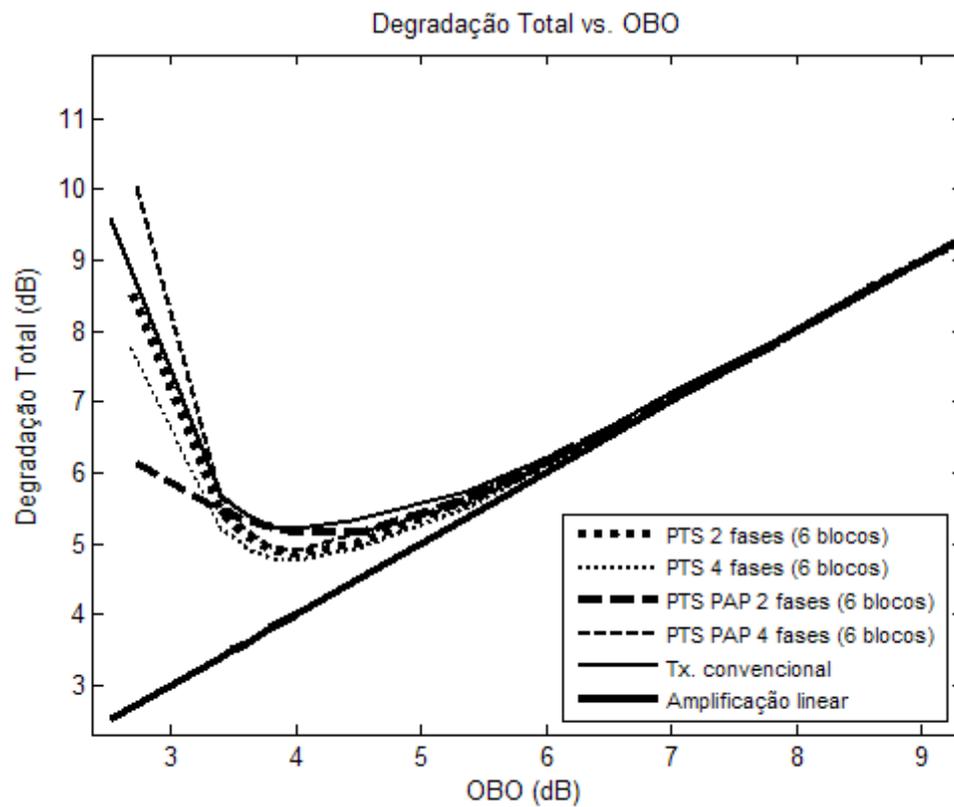


Figura 6.55: Degradação total do método de PTS com a utilização de 6 blocos

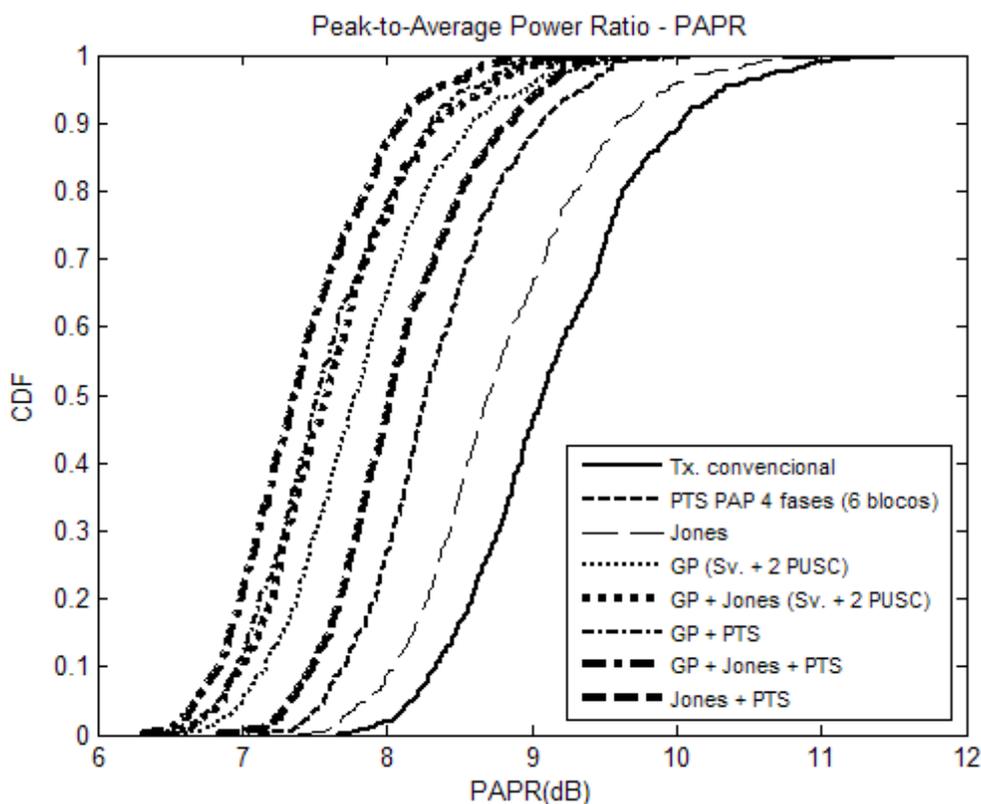


Figura 6.56: CDF dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS

com o método de Jones propicia uma redução do vetor de erro basicamente para OBO maiores que 4dB. Nos casos que o OBO é maior que este valor, o EVM tende ao da transmissão convencional.

O método de Gatherer e Polley e sua combinação com os métodos de Jones e PTS apresentam valores de EVM bem menores que na transmissão convencional, e que a redução do EVM ocorre para quase todos os valores de OBO analisados.

A Figura 6.58 mostra a análise do ACPR, pode-se observar que a combinação dos métodos de Gatherer e Polley e Jones com o método de PTS provê uma redução na radiação fora de banda e conseqüentemente o aumento do ACPR. É interessante notar que tanto o método de Gatherer e Polley quanto o método de Jones quando combinados individualmente com o método de PTS resultam em valores bem próximos de ACPR, corroborando o fato de que na combinação dos métodos são mantidas as características marcantes de cada um deles, neste caso, a redução da radiação fora de banda obtida pelo método de PTS.

A degradação total do sistema pode ser observada na 6.59, em que é demonstrado que a combinação do método de Gatherer e Polley, Jones e PTS proporciona uma pequena redução em relação ao sistema utilizando os métodos de Gatherer e Polley e Jones apenas. Da mesma forma que se obtém uma redução da degradação total maior com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley com Jones, quando comparado com a utilização do método de Gatherer e Polley em separado.

É necessário ter em mente que os métodos descritos não são mutuamente exclusivos, e podem ser empregados juntos. Os métodos de subportadoras virtuais, Jones e PTS podem ser implementados

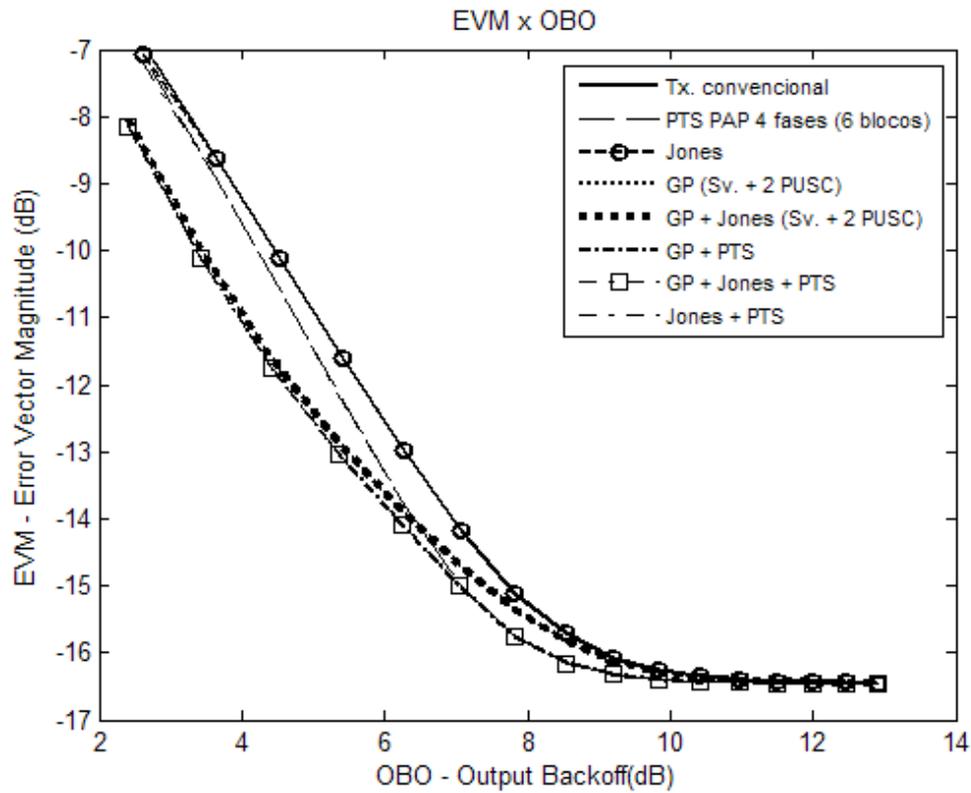


Figura 6.57: EVM dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS

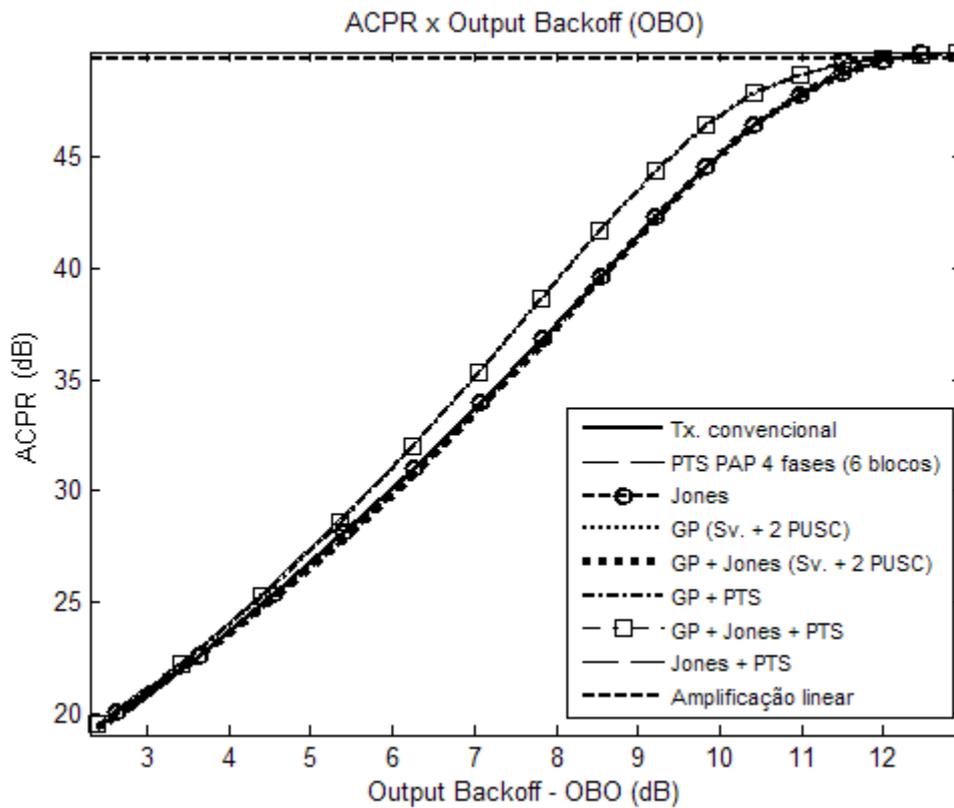


Figura 6.58: ACPR com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS

juntos e nós podemos ver que o método de subportadoras virtuais implementado sozinho é mais efetivo. No entanto, isto causa uma redução na vazão do sistema, Por isso nós temos um número de subcanais limitados a 2. O melhor desempenho do sistema é obtido com a combinação dos três métodos, gerando ganhos de desempenho em torno de 1.5 dB.

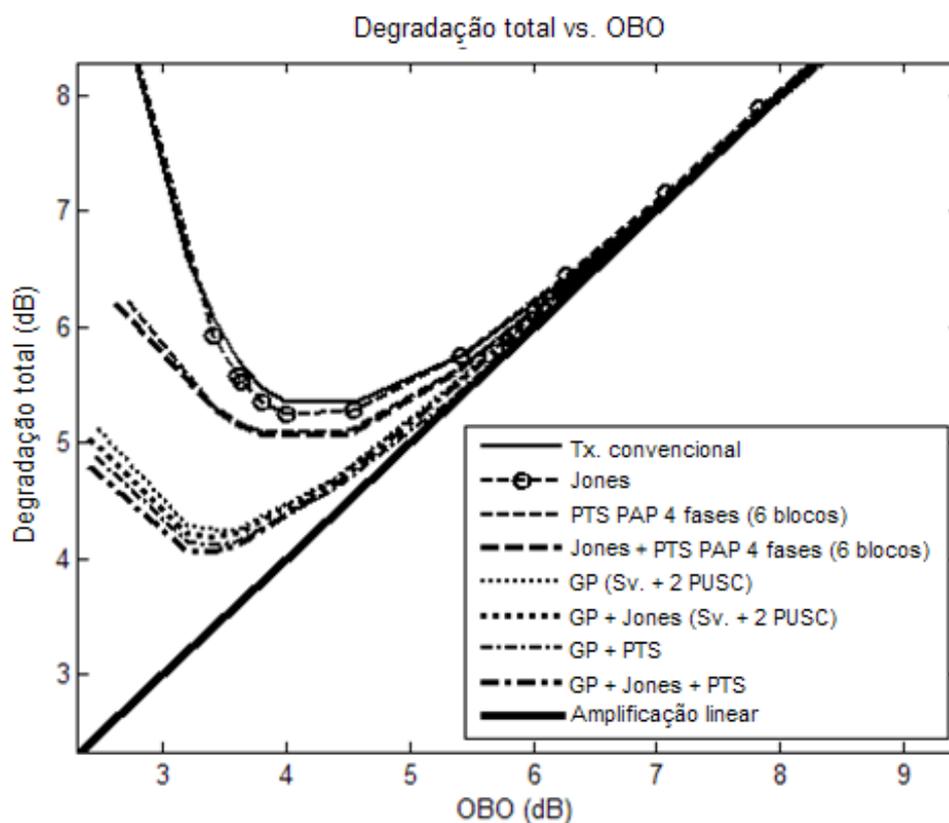


Figura 6.59: Degradação Total do sistema com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS

Com base nos resultados obtidos neste trabalho, concluímos que a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS traz inúmeros benefícios ao sistemas WiMAX, pois, com a combinação destes métodos são mantidas as características mais relevantes de cada um deles, como o aumento da ACPR com a diminuição da radiação fora de banda obtida no PTS e a redução da degradação total, da PAPR e do EVM obtida no método de Gatherer e Polley modificado pela utilização dos subcanais e a combinação com Jones.

A figura 6.60 mostra que o tempo de processamento com a combinação do método de Gatherer e Polley, Jones e PTS é aumentado significativamente devido a utilização do método de PTS.

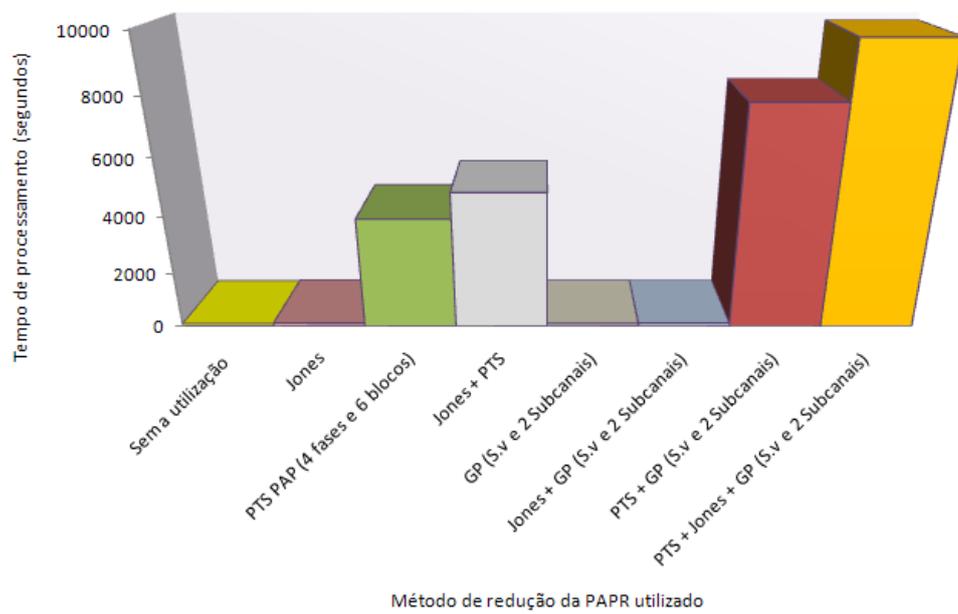


Figura 6.60: Complexidade com a combinação dos métodos de Gatherer e Polley, Jones e PTS

Capítulo 7

Conclusões e trabalhos futuros

Para redução da PAPR foram analisados os métodos de limitação, janelamento, subportadoras virtuais (Gatherer e Polley - utilizando as subportadoras virtuais, os subcanais e as subportadoras virtuais em conjunto com os subcanais), modificação nos canais ativos (Jones), transmissão parcial de seqüências e a combinação deles.

Os métodos de limitação e janelamento se mostraram pouco efetivos, degradando e distorcendo o sinal. O método de Jones também não apresentou resultados muito expressivos. Apesar de reduzir a PAPR e a degradação do sistema, os resultados ficaram aquém dos obtidos com os métodos de Gatherer - Polley e PTS.

Já o método de PTS apresentou bons resultados no que tange a redução de radiação fora de banda, PAPR e degradação do sistema. No entanto, os resultados mostraram que o método reduz a PAPR à medida que a quantidade de blocos aumenta.

O método que mostrou melhor resultado tanto na redução da PAPR quanto na diminuição da degradação do sistema, foi o método de Gatherer e Polley. Além disso, a modificação no método de Gatherer e Polley proposta, que utiliza tanto os subcanais quanto as subportadoras virtuais, contribuiu para que a redução dos efeitos das não-linearidades fosse significativa em relação à transmissão sem a utilização de nenhuma técnica de redução da PAPR.

Os métodos de redução da PAPR foram analisados no enlace direto de sistemas WiMAX, mas podem ser adaptados com pouca modificação para o enlace reverso e também para outras tecnologias de rede sem fio como WLAN e LTE.

A combinação de vários métodos de redução da PAPR é bastante salutar para a redução dos efeitos das distorções não-lineares e seus reflexos no sistema de transmissão.

Cada um dos métodos tem suas características e benefícios, e assim, sua combinação serve como complemento dos pontos fracos de cada um. Isso pode ser observado na combinação das técnicas de Gatherer e Polley, Jones e PTS demonstradas durante o trabalho.

Para os trabalhos futuros, este problema será implementado em um cenário mais realístico, incluindo codificação de canal e canais seletivos em frequência. Com certeza, a procura por um método menos complexo e mais eficiente ainda não foi exaurida, e proporcionará novos estudos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems*. IEEE standard for local and metropolitan area networks. [S.l.], Maio 2009. Disponível em www.ieee.org.
- [2] CHUSIT, P. et al. "New PTS method with coded side information technique for PAPR reduction in OFDM systems". *International Symposium on Communications and Information Technologies*, p. 104–109, Outubro 2008.
- [3] THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE standard for local and metropolitan area networks. [S.l.], Setembro 2001. Disponível em www.ieee.org.
- [4] WIMAX Fórum. [S.l.]. Disponível em www.wimaxforum.org.
- [5] THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Coexistence of Fixed Broadband Wireless Access Systems*. IEEE recommended practice for local and metropolitan area networks. [S.l.], Outubro 2004. Disponível em www.ieee.org.
- [6] THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems*. IEEE standard for local and metropolitan area networks. [S.l.], Dezembro 2005. Disponível em www.ieee.org.
- [7] THOMPSON, S. C.; PROAKIS, J. G.; ZEIDLER, J. R. "The effectiveness of signal clipping for PAPR and total degradation reduction in OFDM systems". *Global Telecommunications Conference*, Center for Wireless Communications, University of California, San Diego, La Jolla, CA, p. 5 pp. – 2811, Dezembro 2005.
- [8] NEE, R. van; WILD, A. "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM". *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Canada, p. 2072–2076, Maio 1998.
- [9] MAY, T.; ROHLING, H. "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM". *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Canada, p. 2474–2478, Maio 1998.
- [10] [S.l.: s.n.].
- [11] JONES, D. L. "Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification". *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, p. 1076–1079, Novembro 1999.
- [12] KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L. "PAR reduction in OFDM via Active Constellation Extension". *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol.49, n. 3, p. 258–268, Setembro 2003.

- [13] KANG, B. M.; RYU, H. G.; RYU, S. B. "A PAPR reduction method using new ACE (active constellation extension) with higher level constellation". *IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*, United Arab Emirates, Dubai, p. 724–727, Novembro 2007.
- [14] GATHERER, A.; POLLEY, M. "Controlling clipping probability in DMT transmission". *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, p. 578–584, Outubro 1997.
- [15] DARDARI, D.; TRALLI, V.; VACCARI, A. "A novel low complexity technique to reduce non-linear distortion effects in OFDM systems". *Proc. Personal, Indoors and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Boston, MA, USA, p. 795–800, Setembro 1998.
- [16] PONGSAKORN, B. et al. "PAPR reduction method for OFDM signal by using dummy sub-carriers". *Wireless Pervasive Computing, 2006 1st International Symposium*, Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, p. 1–5, Abril 2006.
- [17] YUE, X. et al. "Improved PTS for PAPR reduction in OFDM systems". *The Third Advanced International Conference on Telecommunications (AICT'07)*, p. 37–37, Maio 2007.
- [18] ARRUDA, M. T. de. "*Simulação dos efeitos das não-linearidades do amplificador e do oscilador no desempenho da camada física do padrão WiMAX*". Dissertação de Mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, CT: [s.n.], Dezembro 2006.
- [19] RAPP, C. "*Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system*". Proc. of the Second European Conf. on Satellite Comm., Liege, Bélgica: [s.n.], Outubro 1991.
- [20] GIBILISCO, S. "*Manual de Eletrônica e de Telecomunicações*". [S.l.]: Reichmann Affonso Editores, 2002.
- [21] ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. "*Fundamentals of WIMAX, Understanding Broadband Wireless Networking*". [S.l.]: Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2007.
- [22] DAHLMAN, E. et al. "*3G Evolution - HSPA and LTE for mobile Broadband*". [S.l.]: Elsevier, 2007.
- [23] RESENDE, L. E. A. de. "*Desenvolvimento de uma ferramenta de análise de desempenho para o padrão de TV Digital ISDB-T*". Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ: [s.n.], Maio 2004.
- [24] SCHULZE, H.; LUDERS, C. "*Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications*". [S.l.]: John Wiley Sons, Ltd, 2005.
- [25] MENDES, M. G. "*Utilização da estimativa do canal (Sounding) na alocação de recursos de rádio no enlace reverso (Uplink) de redes Long Term Evolution - LTE*". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília: [s.n.], Julho 2009.

- [26] ALBUQUERQUE, J. P. de Almeida e; FORTES, J. M. P.; FINAMORE, W. A. "*Probabilidade, variáveis aleatórias e processos estocásticos*". [S.l.]: Editora PUC RIO, 2008.
- [27] ETSI EN 301 021 V1.6.1 (2003-07). *Fixed Radio Systems; Point-to-multipoint equipment; Time Division Multiple Access (TDMA); Point-to-multipoint digital radio systems in frequency bands in the range 3 GHz to 11 GHz*. [S.l.], 2003. Disponível em *www.etsi.org*.
- [28] DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B. da; NETTO, S. L. "*Processamento Digital de Sinais*". [S.l.]: Bookman, 2004.
- [29] MÜLLER, S. H. et al. "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation". *Annals of Telecommunications*, n. 1-2, p. 58–67, Janeiro 1997.
- [30] LI, P.; CHENG, Q. "*Performance analysis and test of the DVB-RCT system*". Dissertação de Mestrado, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm: [s.n.], Março 2003.
- [31] YANG, X.; WANG, J.; LI, D. "Selected mapping in correlatively coded OFDM". *Communications and Networking in China*, p. 1121–1125, Agosto 2007.
- [32] KIM, S.-W.; CHUNG, J.-K.; RYU, H.-G. "PAPR reduction of the OFDM signal by the slm-based wht and DSI method". *IEEE Region 10 Conference*, Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University, Korea, p. 1–4, Novembro 2006.
- [33] HANDALI, Y.; NIZAN, I.; WULICH, D. "On channel capacity of OFDM with SLM method for PAPR reduction". *IEEE 24th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, Ben-Gurion University of the Negev, Department of Electrical and Computer Engineering, Israel, p. 138 – 140, Novembro 2006.
- [34] BARRETO, A. N. "Controlling the peak-to-average power ratio in OFDM-based wireless-LAN systems". *Vehicular Technology Conference(VTC)*, Birmingham, AL, USA, p. 762 – 766, Maio 2002.
- [35] BARRETO, A. N.; JUNIOR, V. A. S.; CAVALCANTE, A. M. "Wimax móvel, a tecnologia e suas aplicações". *XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT)*, Recife, PE, Brasil, Setembro 2007.
- [36] QIJIA, L. et al. "Error Vector Magnitude optimization for OFDM systems with a deterministic peak-to-average power ratio constraint". *Information Sciences and Systems*, Princeton, NJ, p. 101 – 104, Março 2008.
- [37] SALVATORE P. JACQUES, R. C. e. L. C. R. "Adjacent channel power ratio analysis for an OFDM signal". *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, athens, p. 495 – 500, Dezembro 2005.
- [38] Tese (Doutorado).
- [39] OCHIAI, H.; IMAI, H. "Performance of the deliberate clipping with adaptivesymbol selection for strictly band-limited OFDM systems". *IEEE Journal on selected areas in communications*, n. 11, p. 2270–2277, Novembro 2000.

- [40] XUE, K.; YANG, H.; SU, S. "The clipping noise and PAPR in the OFDM system". *International Conference on Communications and Mobile Computing*, p. 265–269, Janeiro 2009.
- [41] HUSSAIN, S.; LOUET, Y. "Tone reservation complexity reduction using fast calculation of maximal IDFT element". *Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, p. 200–204, Agosto 2008.
- [42] HUSSAIN, I. M.; TASADDUQ, I. A. "PAPR analysis in OFDM signals based on power variance". *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Department of Computer Engineering, Sir Syed University of Engineering and Technology Department of Telecom and Computer Engineering FAST-National University, Karachi, Pakistan, p. 1–4, Outubro 2008.
- [43] JONES, A. E.; WILKINSON, T. A. "Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM". *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlanta, GA, USA, p. 904–908, Junho 1996.
- [44] JONES, A. E.; WILKINSON, T.; BARTON, S. "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes". *Electronics Letters*, p. 2098–2099, dezembro 1994.
- [45] TELLAMBURA, C.; JAYALATH, A. D. S. "PAR reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences". *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, Atlantic City, NJ, USA, p. 465–469, Outubro 2001.
- [46] HEUNG-GYOON, R.; JAE-EUN, L.; JIN-SOO, P. "Dummy Sequence Insertion (DSI) for papr reduction in the OFDM communication system". *Consumer Electronics, IEEE Transactions*, Dept. of Electron. Eng., Chung-Buk Nat. Univ., Cheongju, South Korea, p. 89–94, Junho 2004.
- [47] MENDES, G. G.; BARRETO, A. N. "Controlling the peak-to-average power ratio in the downlink of wimax systems". *International Telecommunications Symposium (ITS)*, Manaus, Amazonas, AM, setembro 2010.
- [48] BREILING, M.; MIILLER-WEINFURTNER, S. H.; HUBER, J. B. "Distortionless reduction of peak power without explicit side information". *Global Telecommunications Conference*, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik I, Universität Erlangen-Nürnberg Cauerstrabe 7/NT, D-91058 Erlangen, Germany, p. 1494 – 1498, Dezembro 2000.
- [49] D'AGOSTINI, F. "*Equalização concorrente de canais no domínio da frequência para sistemas multiportadoras*". Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, PO: [s.n.], Abril 2007.
- [50] EDFORS, O. et al. "*An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing*". Setembro 1996.