

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

DISSERTAÇÃO
apresentada à UTFPR
para obtenção do grau de
MESTRE EM CIÊNCIAS

por

MARCELO TAPAJÓZ DE ARRUDA

**SIMULAÇÃO DOS EFEITOS DAS NÃO-LINEARIDADES DO
AMPLIFICADOR E DO OSCILADOR NO DESEMPENHO DA
CAMADA FÍSICA DO PADRÃO WIMAX**

Banca Examinadora:

Presidente e Orientador:

Prof. Dr. Richard Demo Souza

UTFPR

Examinadores:

Prof. Dr. Richard Demo Souza

UTFPR

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz

PUC-PR

Prof. Dr. Mário de Noronha Neto

CEFET-SC

Curitiba, 13 de dezembro de 2006.

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

MARCELO TAPAJÓZ DE ARRUDA

**SIMULAÇÃO DOS EFEITOS DAS NÃO-LINEARIDADES DO AMPLIFICADOR E
DO OSCILADOR NO DESEMPENHO DA CAMADA FÍSICA DO PADRÃO WIMAX**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza.

Curitiba

2006

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca da UTFPR – Campus Curitiba,

A773s Arruda, Marcelo Tapajoz de
Simulação dos efeitos das não-linearidades do amplificador e do oscilador
no desempenho da camada física do padrão wimax / Marcelo Tapajoz de Arru-
da. Curitiba. UTFPR, 2006
XIII, 123 f. : il. : 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática industrial.
Curitiba, 2006
Bibliografia: f. 117-123

1. Sistemas de telecomunicações. 2. Amplificadores. 3. Telefonia – Siste-
mas. I. Souza, Richard Demo, orient. II. Universidade Tecnológica Federal
do Paraná. Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática
Industrial. III. Título.

CDD: 621.382

Aos meus queridos pais,
João Carlos (in memoriam) e Maria Bernardete.

AGRADECIMENTOS

Ao orientador e amigo Prof. Dr. Richard Demo Souza, pelo seu constante incentivo;

A minha esposa, pela sua grande compreensão;

Aos colegas da Siemens Brasil e Itália, pelo coleguismo e apoio;

A todos que, direta ou indiretamente, colaboraram durante o desenvolvimento deste trabalho.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1 WiMAX.....	2
1.2 Sistemas OFDM	5
1.3 Motivação do trabalho.....	7
1.4 Principais Contribuições	7
1.5 Estrutura da Tese.....	8
2. INTRODUÇÃO AO WiMAX	9
2.1 WirelessMAN-SC	12
2.2 WirelessMAN-SCa.....	13
2.3 WirelessMAN-OFDM.....	13
2.4 WirelessMAN-OFDMA.....	15
2.5 WirelessHUMAN.....	16
2.6 Comparação entre o IEEE 802.11 e IEEE 802.16d.....	17
2.7 Camada física da interface WirelessMAN-OFDM	18
2.7.1 Codificação de canal	22
2.7.2 Modulação.....	28
2.8 Sumário do capítulo	30
3. MODELOS DE CANAIS PARA APLICAÇÕES SEM FIO FIXO	31
3.1 Canal rádio	32
3.2 Perda de propagação.....	33
3.2.1 Modelo de Hata-Okumura.....	34
3.2.2 Modelo de Erceg <i>et al.</i>	35
3.3 Perfil de atraso do multipercurso	37
3.4 Distribuição dos desvanecimentos, fator K.....	38
3.5 Espectro Doppler.....	39
3.6 Modelo de canal SUI.....	41
3.6.1 Canal SUI modificado.....	44
3.6.2 Extensão dos Modelos de canal SUI para outras frequências.....	47
3.7 Canal de modulação	48
3.7.1 Ruído	48
3.7.2 Ruído térmico.....	49
3.7.3 Ruído Gaussiano branco.....	49
3.8 Sumário do capítulo	53
4. MODELO DE AMPLIFICADOR NÃO LINEAR E RUÍDO DE FASE NO OFDM..	55
4.1 O problema do pico de potência nos sistemas OFDM.....	55
4.2 Distribuição da PAPR no OFDM.....	56
4.3 Redução da PAPR	58
4.4 <i>Back-off</i> em um amplificador não-linear de potência	61

4.4.1	Amplificadores	61
4.4.2	<i>Back-off</i>	63
4.5	Modelo de amplificador não linear de Rapp	64
4.6	Efeitos de amplificador não linear no OFDM	66
4.7	Ruído de fase em Osciladores	66
4.7.1	Pureza espectral em Osciladores	66
4.8	Análise do Ruído de Fase em um sinal OFDM	69
4.9	Modelos de Ruído de Fase em um sinal OFDM	72
4.10	Efeitos do ruído de fase no OFDM	74
4.11	Sumário do capítulo	75
5.	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	77
5.1	Validação do modelo	80
5.1.1	Sistema não codificado	80
5.1.1	Sistema codificado	82
5.2	Simulação do sistema WiMAX no canal AWGN	83
5.3	Resultados de simulação com amplificador não linear	87
5.3.1	Resultados para o sistema não codificado	89
5.3.2	Resultados para o sistema Wimax	92
5.4	Resultados de simulação com ruído de fase	98
5.4.1	Resultados para o sistema não codificado	99
5.4.2	Resultados para o sistema WiMAX	100
5.5	Resultados de simulação em canal SUI	105
5.6	Análise das margens de implementação	109
5.7	Sumário do capítulo	112
6.	CONCLUSÕES	115
7.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	117

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1.1 - Comparação entre as tecnologias atuais e de próxima geração de sistemas sem fio.....</i>	<i>5</i>
<i>Figura 2.1 - Evolução do padrão IEEE 802.16.</i>	<i>10</i>
<i>Figura 2.2 - Descrição de um símbolo OFDM-256 utilizado no WiMAX.</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2.3 - Descrição de um símbolo OFDMA-2048 utilizado no WiMAX.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 2.4 - Descrição de um símbolo OFDM da interface WirelessMAN-OFDM 256.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 2.5 - Diagrama em blocos da banda base do transmissor OFDM-256.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.6 - Diagrama em blocos da banda base do receptor OFDM-256.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 2.7 - Bloco de codificação de canal.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 2.8 - Estrutura do Randomizador.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 2.9 - Codificador convolucional.....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 2.10 - Constelações da interface WirelessMAN-OFDM.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 2.11 - Randomizador das subportadoras pilotos.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 3.1 - Distribuição do desvanecimento Rice [19].....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 3.2 - Espectro Doppler [19].....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 3.3 - Estrutura Geral do Canal SUI [19].....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 3.4 - Canal SUI para duas antenas de TX e duas de RX.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 3.5 - Envelope de desvanecimento de um Canal SUI 3.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 3.6 - Densidade espectral do ruído branco.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 3.7 - PDF do ruído térmico e uma curva típica.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 4.1 - Distribuição da PAPR em um sinal OFDM.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4.2 - Exemplo de máscara de emissão espectral para o sistema WiMAX.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 4.3 - Janelamento em um símbolo OFDM.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 4.4 - Função de transferência típica de um amplificador não linear.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.5 - Função de transferência do modelo de Rapp para alguns valores de p.....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 4.6 - PSD típica de um oscilador em free-running.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 4.7 - PSD típica de um oscilador travado em fase por um PLL.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 5.1 - Fluxograma do simulador da camada física do sistema WiMAX.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 5.2 - Blocos componentes do simulador da camada física do sistema WiMAX.....</i>	<i>79</i>
<i>Figura 5.3 - Sistema OFDM ideal pode ser considerado como um conjunto de N canais AWGN em paralelo.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 5.4 - Desempenho do sistema OFDM no canal AWGN para diferentes modulações..</i>	<i>81</i>
<i>Figura 5.5 - Validação do codificador convolucional.....</i>	<i>83</i>
<i>Figura 5.6 - Curvas de BER sistema WirelessMAN-OFDM.....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 5.7 - Curvas de BER sistema WirelessMAN-OFDMA256.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 5.8 - Ganho de codificação dos sistemas codificados em relação ao 16QAM.....</i>	<i>86</i>
<i>Figura 5.9 - Função de transferência AM-AM do amplificador.....</i>	<i>89</i>
<i>Figura 5.10 - Desempenho do sistema QPSK-OFDM256 para diferentes OBOs.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 5.11 - Desempenho do sistema 16 QAM-OFDM256 para diferentes OBOs.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 5.12 - Desempenho do sistema 64 QAM-OFDM256 para diferentes OBOs.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 5.13 - Degradação total x OBO para constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM.....</i>	<i>92</i>

<i>Figura 5.14 - Desempenho do Rate_ID 1 para diferentes OBOs.</i>	93
<i>Figura 5.15 - Desempenho do Rate_ID 3 para diferentes OBOs.</i>	93
<i>Figura 5.16 - Desempenho do Rate_ID 5 para diferentes OBOs.</i>	94
<i>Figura 5.17 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFDM256 para diferentes OBOs.</i>	95
<i>Figura 5.18 - Degradação total x OBO para constelações 16 e 64 QAM, codificação concatenada.</i>	95
<i>Figura 5.19 - Degradação total x OBO para constelações 16 e 64 QAM, codificação convolucional.</i>	96
<i>Figura 5.20 - Máscara de espectro da norma ETSI e da norma IEEE 802.16d.</i>	97
<i>Figura 5.21 - Máscara de espectro da norma ETSI x OBO para o sistema OFDM256.</i>	97
<i>Figura 5.22 - Espectro de transmissão de um sistema WiMAX OFDM-256.</i>	98
<i>Figura 5.23 - Desempenho do QPSK, 16 e 64 QAM para diferentes valores de ruído de fase.</i>	99
<i>Figura 5.24 - Degradação do desempenho de BER ($BER 10^{-4}$) x ruído de fase.</i>	100
<i>Figura 5.25 - Desempenho do Rate_ID 1 para diferentes valores de ruído de fase.</i>	100
<i>Figura 5.26 - Desempenho do Rate_ID 3 para diferentes valores de ruído de fase.</i>	101
<i>Figura 5.27 - Desempenho do Rate_ID 5 para diferentes valores de ruído de fase.</i>	101
<i>Figura 5.28 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFDM256 para diferentes valores de ruído de fase.</i>	102
<i>Figura 5.29 - Degradação do desempenho de BER ($BER 10^{-4}$) x ruído de fase.</i>	102
<i>Figura 5.30 - Desempenho do Rate_ID 1 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.</i>	103
<i>Figura 5.31 - Desempenho do Rate_ID 3 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.</i>	103
<i>Figura 5.32 - Desempenho do Rate_ID 5 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.</i>	104
<i>Figura 5.33 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFDM256 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.</i>	105
<i>Figura 5.34 - Desempenho do Rate_ID 3 com amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	106
<i>Figura 5.35 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	106
<i>Figura 5.36 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	107
<i>Figura 5.37 - Desempenho do Rate_ID 5 com amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	107
<i>Figura 5.38 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	108
<i>Figura 5.39 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.</i>	108

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1.1 - Principais parâmetros do padrão WirelessMAN-OFDM.</i>	4
<i>Tabela 2.1 - Aplicações do padrão WiMAX.</i>	11
<i>Tabela 2.2 - Denominações das interfaces aéreas do WiMAX.</i>	11
<i>Tabela 2.3 - Resumo dos parâmetros da modulação OFDM-256.</i>	14
<i>Tabela 2.4 - Principais parâmetros do padrão WiMAX OFDMA-2048.</i>	16
<i>Tabela 2.5 - Comparações entre os padrões IEEE 802.11 e 802.16d.</i>	17
<i>Tabela 2.6 - Principais parâmetros do símbolo OFDM [8].</i>	21
<i>Tabela 2.7 - Código convolucional com as configurações de puncionamento [8].</i>	25
<i>Tabela 2.8 - Codificação de canal obrigatória da interface WirelessMAN-OFDM [8].</i>	26
<i>Tabela 2.9 - Exemplo de taxas líquidas de transmissão da interface WirelessMAN-OFDM.</i>	26
<i>Tabela 2.10 - Valores de Rate_IDs da interface WirelessMAN-OFDM.</i>	27
<i>Tabela 3.1 - Parâmetros do modelo de perda de propagação.</i>	36
<i>Tabela 3.2 - Classificação dos tipos de terreno</i>	41
<i>Tabela 3.3 - Fator K: pequeno [19].</i>	42
<i>Tabela 3.4 - Fator K: alto [19].</i>	42
<i>Tabela 3.5 - Canal SUI-1 [19].</i>	45
<i>Tabela 3.6 - Canal SUI-2 [19].</i>	45
<i>Tabela 3.7 - Canal SUI-3 [19].</i>	46
<i>Tabela 3.8 - Canal SUI-4 [19].</i>	46
<i>Tabela 3.9 - Canal SUI-5 [19].</i>	46
<i>Tabela 3.10 - Canal SUI-6 [19].</i>	47
<i>Tabela 5.1 - Degradação do desempenho da BER com o uso do prefixo cíclico.</i>	82
<i>Tabela 5.2 - Vetores de teste para o RateID=2 em hexadecimal [8].</i>	82
<i>Tabela 5.3 - Configuração utilizada na simulação</i>	84
<i>Tabela 5.4 - Ganhos de codificação.</i>	86
<i>Tabela 5.5 - Valores de E_b/N_0 e SNR para o sistema WiMAX, WirelessMAN-OFDM.</i>	110
<i>Tabela 5.6 - Valores de referência para SNR dado pela norma IEEE 802.16d [8].</i>	110
<i>Tabela 5.7 - Limites de sensibilidade de recepção ETSI 301 021 [48], largura de banda 3.5 MHz.</i>	110
<i>Tabela 5.8 - Margem de implementação em relação à norma IEEE 802.16d [8].</i>	111
<i>Tabela 5.9 - Margem de implementação em relação à norma ETSI 301 021 [48].</i>	111

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AAS	Adaptive Antenna System
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BTC	Block Turbo Code
BWA	Broadband Wireless Access
CDMA	Code Division Multiple Access
COFDM	Coded OFDM
CP	Cyclic Prefix
CPE	Common Phase Error
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access Collision Avoidance
CTC	Convolutional Turbo Code
DAB	Digital Audio Broadcasting
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone
DSL	Digital Subscriber Line
DVB	Digital Video Broadcasting
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FLASH-OFDM	Fast Low-latency Access with Seamless Handoff OFDM
GaAs FET	Gallium Arsenide Field Effect Transistor
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
hARQ	hybrid Automatic Repeat Request
HDSL	High-Bit-Rate digital Subscriber Line
HFDD	half-duplex FDD
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HUMAN	High-speed Unlicensed Metropolitan Area Network
IBO	Input Back-Off
ICI	InterCarrier Interference
IEEE	Institute of Electrical and Electronical Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
LAN	Local Area Network
LDPC	Low Density Parity Check Codes
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LOS	Line of Sight
MAC	Medium Access Control

MAN	Metropolitan Area Network
MIMO	Multi Input Multi Output systems
MISO	Multiple Input Single Output
MMDS	Multipoint Microwave Distribution System
NLOS	Non Line of Sight
OBO	Output Back-Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access
PAPR	Peak to Average-Power Ratio
PAR	Peak to Average Ratio
PSD	Power Spectrum Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
<i>SNR</i>	Signal-to-Noise Ratio
SSPA	Solid State Power Amplifier
STC	Space Time Coding
SUI	Stanford University Interim
TDD	Time Division Duplexing
TDM	Time Division Multiplex
TDMA	Time Division Multiplex Access
TS	Terminal Station
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifier
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
Wireless-HUMAN	Wireless High-speed Unlicensed Metropolitan Area Network
WirelessMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WirelessMAN-SC	WirelessMAN - Single Carrier Physical Layer
PHY	
WirelessMAN-SCa	WirelessMAN - Single Carrier Physical Layer a
PHY	

RESUMO

O acesso da banda larga fixa sem fio (BWA) é uma tecnologia que oferece serviços de voz, dados e vídeo com altas taxas para acesso de última milha, que hoje é dominado pelas tecnologias de cabo e de assinante de linha digital (DSL).

WiMAX é um sistema de comunicação digital sem fio, também conhecido como IEEE 802.16, dedicado para redes metropolitanas sem fio. O WiMAX provê acesso à banda larga em um raio de até 50 km e taxas de transmissão na ordem de 70 Mbit/s.

A grande vantagem do WiMAX sobre as tecnologias “com fio” é a sua grande taxa de transmissão e fácil utilização, uma vez que redes sem fio podem ser estabelecidas em um curto espaço de tempo através do emprego de um pequeno número de estações base criando com isso um sistema de acesso sem fio de alta capacidade.

De modo a permitir a sua utilização em ambientes sem linha de visada na faixa de 2-11 GHz, o WiMAX faz uso de um conjunto de diversas tecnologias avançadas tais como: modulação OFDM, sistemas corretores de erros eficientes, sistemas avançados de antenas adaptativas, codificação no espaço-tempo e sistemas com múltiplas antenas (sendo que os três últimos são técnicas opcionais). Apesar das inúmeras vantagens apresentadas pelo WiMAX quando aplicada em ambientes sem linha de visada, comparado aos sistemas tradicionais de portadora única, este sistema também possui suas deficiências.

Sistemas com multiportadoras, como o WiMAX, são particularmente sensíveis às distorções introduzidas pelas imperfeições dos amplificadores e dos osciladores “reais”. Com isto a especificação “adequada” destes elementos é um ponto chave na determinação do desempenho global do sistema.

Neste trabalho, investigamos os efeitos individuais e conjuntos provocados no WiMAX pelas não-linearidades do amplificador e ruído de fase do oscilador. Isto foi feito para se ter uma idéia da faixa de especificação do amplificador e oscilador de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação destes módulos de RF.

Palavras-chave – Sistemas de Comunicações, WiMAX, IEEE 802.16, OFDM, distorções não lineares, ruído de fase.

ABSTRACT

Fixed Broadband Wireless Access (BWA) is a technology that offers highspeed voice, video and data services for the “last mile,” which is presently dominated by the cable and digital subscriber line (DSL) technologies.

WiMAX is a wireless digital communications system, also known as IEEE 802.16, that is intended for wireless "metropolitan area networks". WiMAX can provide broadband wireless access up to 50 km and share data rates up to 70 Mbit/s.

The biggest advantage that WiMAX has over its wired competitors is its increased capacity and its easy deployment, since networks can be created in just weeks by deploying a small number of base stations to create high-capacity wireless access systems.

In order to work in an environment with Non-LOS communication in the range of 2-11 GHz, WiMAX uses many advanced techniques as: OFDM modulation, efficient forward correction techniques, advanced adaptive antenna system, space time coding and multi input and multi output systems (the last three techniques are optional). But despite of the many advantages of WiMAX, when using the OFDM in Non-LOS communication over a single carrier modulation, this system also has its weakness.

Multicarrier systems, like WiMAX, are severely affected by the nonlinearity of the high-power amplifier at the transmitter and by the phase noise of the oscillators. So, the “wright” specification of these system components is a key point for the global system performance.

In this work, we investigate the individual and joint effects induced on the WiMAX signal by: the amplifier nonlinearity and phase noise. This is done in order to have an “idea” of specification range to the amplifier and oscillator that guarantee the tradeoff between the performance established by the standards and the implementation cost of these RF modules.

Key Words - Communication systems, WiMAX, IEEE 802.16, OFDM, nonlinear distortion, phase noise.

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos têm havido um grande interesse em se estender os serviços disponíveis nas redes de telecomunicações públicas para os usuários de telecomunicações sem fio. O crescimento espetacular das comunicações por vídeo, voz e dados sobre a internet e a igualmente rápida penetração da telefonia sem fio geraram enormes expectativas quanto às aplicações multimídia móveis.

Todo este interesse gerou uma grande discussão sobre novas tecnologias sem fio e possíveis padrões que suportem taxas de transmissão de dezenas de Mbit/s. Assim, atualmente a demanda presente no campo de comunicações sem fio é prover altas taxas de dados para um usuário móvel consumindo a menor banda possível para este fim. Isto implica em uma alta eficiência espectral, garantindo uma utilização otimizada do espectro de frequências [1, 2].

O canal de radio móvel é caracterizado pela presença de multipercursos. O sinal que chega ao receptor pode conter não somente a onda de rádio proveniente da linha de visada direta (LOS), mas também um grande número de ondas de rádio refletidas que chegam ao receptor atrasadas (NLOS). Estes sinais atrasados são resultados de reflexões de obstáculos presentes no terreno tais como: árvores, montanhas, veículos ou prédios. Estas ondas refletidas e atrasadas interferem com a onda direta e causam desvanecimento e interferência intersimbólica (ISI), que por sua vez pode causar uma degradação significativa no desempenho do sistema. Um sistema de comunicações sem fio deve ser projetado de modo a minimizar estes efeitos adversos. Por outro lado, para criar sistemas de comunicação sem fio multimídia é necessário utilizar transmissão de altas taxas de dados, de pelo menos vários Mbit/s. Porém, para um dado digital transmitido com uma taxa de vários Mbit/s o atraso de tempo das ondas que chegam pelos vários multipercursos pode ser maior que um tempo de símbolo gerando ISI [3]. A utilização de técnicas de equalização adaptativas no receptor é um método comum para combater estas adversidades [4], porém isto leva à dificuldades práticas devido à impossibilidade de se utilizar hardwares compactos e de baixo custo para este fim.

Para superar tais dificuldades têm sido desenvolvidas novas técnicas de transmissão. Entre estas técnicas o OFDM (do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) tem demonstrado ser muito efetivo e com isto tem sido bastante empregado em sistemas de comunicações sem fio de alta velocidade [1, 2].

1.1 WiMAX

Atualmente um dos temas mais discutidos na área de redes com tecnologia sem fio de banda larga é qual será o padrão adotado pelos principais competidores para o mercado. Talvez o mais forte concorrente, e apto a sobreviver, seja o WiMAX.

O WiMAX (do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) é um padrão de BWA (do inglês *Broadband Wireless Access*) para ser utilizado no acesso de serviços de comunicações na última milha, habilitando teoricamente a conexão até um alcance de 50 km e transferências de dados a uma taxa de até 70 Mbit/s.

Atualmente já existe um padrão sem fio chamado Wi-Fi (do inglês *Wireless Fidelity*, IEEE 802.11a [5] e 802.11g [6]), porém este padrão foi projetado para aplicações em pequenas redes locais. O padrão IEEE 802.11a, por exemplo, foi desenvolvido como uma extensão OFDM para o caso de modulação com portadora única na banda de 5GHz e o IEEE 802.11g para a banda de 2.4GHz, podendo oferecer até 54 Mbit/s de taxa de dados. Mesmo tendo algumas soluções engenhosas, ainda existem diversos problemas associados a esta tecnologia, tais como: conexão entre pontos de acesso de diferentes fabricantes; segurança; QoS (do inglês *Quality of Service*); custos elevados de infra-estrutura de transporte ao *switch* da rede; serviços limitados, alcance limitado. A QoS existente nos equipamentos de hoje é proprietária, firmando ainda mais a incompatibilidade entre os diferentes fabricantes. O sistema Wi-Fi devido à duração de seu símbolo relativamente curta de 3.2 μ s, suporta espalhamentos de retardo de canal de até 0.8 μ s, o que na prática é um valor robusto o suficiente para aplicações em ambientes internos, limitando, porém a distância de seu alcance a centenas de metros.

É neste contexto em que o WiMAX entra, para suprir uma necessidade percebida pelos provedores de internet sem fio, quando relacionado a solução de acesso celular de última milha ou longos enlaces.

O WiMAX atualmente trabalha com os padrões IEEE 802.16d [8] e IEEE 802.16e [9]. O 802.16d é o padrão de acesso sem fio de banda larga fixo (WiMAX fixo) enquanto que o 802.16e é o padrão de acesso sem fio de banda larga móvel (WiMAX móvel), o qual assegura conectividade em velocidades de até 120 Km/h. O padrão 802.16d opera na faixa de frequências de 2 a 11 GHz enquanto que o 802.16e opera de 2 a 6 GHz.

O padrão 802.16d é uma evolução do padrão anterior 802.16a [10], permitindo um menor consumo de energia e menores terminais. Inova com a possibilidade de incorporação de sistemas com múltiplas antenas (MIMO, do inglês *Multi Input Multi Output systems*) e codificação no espaço-tempo (STC, do inglês *Space Time Coding*), cujo esquema adotado como opção no padrão 802.16d é o esquema de Alamouti [11], utilizando duas antenas na transmissão da estação base e uma antena na estação terminal.

O padrão IEEE 802.16d suporta topologias ponto-multiponto e malha. Um lado bastante inovador desta tecnologia é que ela opera tanto em faixas de frequências não licenciadas, por exemplo, 2.4 e 5.8 GHz; quanto nas faixas licenciadas, como 3.5 e 10.5 GHz, com larguras de bandas que variam de 1.25 a 20 MHz.

Este padrão estabelece que os sistemas aderentes a esta norma devem implementar uma das cinco especificações de interface aérea descritas abaixo:

- WirelessMAN-SC PHY (do inglês *Wireless Metropolitan Area Network - Single Carrier Physical Layer*) que utiliza uma interface aérea com portadora única destinada para operação na banda de frequência de 10-66 GHz com linha de visibilidade;
- WirelessMAN-SCa (do inglês *Wireless Metropolitan Area Network - Single Carrier Physical Layer*) que também é uma versão de sistema com portadora única porém projetado para aplicações sem linha de visada na banda de 2-11 GHz;
- WirelessMAN-OFDM (do inglês *Wireless Metropolitan Area Network OFDM*) que é baseada na modulação OFDM com FFT 256 (do inglês *Fast Fourier Transform*) para operação sem linha de visada (NLOS) nas bandas de 2-11 GHz;
- WirelessMAN-OFDMA (do inglês *Wireless Metropolitan Area Network OFDM Access*) que é baseada na modulação OFDM, com FFT escalável de 128 a 2048, para operação sem linha de visada na banda de frequência de 2-6 GHz. Esta interface permite mobilidade e múltiplo acesso, além de permitir o compartilhamento do canal por vários usuários;
- Wireless-HUMAN (do inglês *Wireless High-speed Unlicensed Metropolitan Area Network*) é uma interface utilizada em bandas não licenciadas, primariamente a faixa de 5-6 GHz, que utiliza as interfaces aéreas com portadora única, OFDM e OFDMA.

Neste trabalho é enfocado o uso da interface aérea WirelessMAN-OFDM nos sistemas WiMAX, visto esta ser a interface área mais adequada para aplicações fixas sem linha de visada.

A interface física WirelessMAN-OFDM possui a camada física adaptativa, ou seja, ela altera a modulação (por exemplo: BPSK, QPSK, 16 QAM ou 64 QAM) e a codificação (por exemplo: codificação concatenada Reed Solomon + código convolucional) de acordo com as condições do canal. Permite correção de erro com tamanhos de blocos variáveis, além de oferecer suporte ao uso de antenas inteligentes (AAS, do inglês *Adaptive Antenna System*) e operar tanto com TDD ou FDD no *uplink* como no *downlink*.

A Tabela 1.1 resume os principais parâmetros do padrão WirelessMAN - OFDM.

Tabela 1.1 - Principais parâmetros do padrão WirelessMAN-OFDM.

Parâmetro	Valor
Número total de portadoras	256
Portadoras ativas	200
Intervalo de guarda (Tg/Ts)	1/4, 1/8, 1/16 e 1/32
Portadoras de dados	192
Portadoras de guarda de baixa frequência	28
Portadoras de guarda de alta frequência	27
Número de pilotos	8

A Figura 1.1 situa o padrão WiMAX dentro do contexto das tecnologias atuais e das próximas gerações de sistemas de comunicações sem fio, mostrando quais as taxas de transmissão propostas por estes sistemas bem como o tipo de aplicação a que eles se destinam, isto é, se móvel, pedestre (nomádico) e fixo. Evidenciando que o padrão 802.16d é endereçado a aplicações fixas e o padrão 802.16e para aplicações móveis.

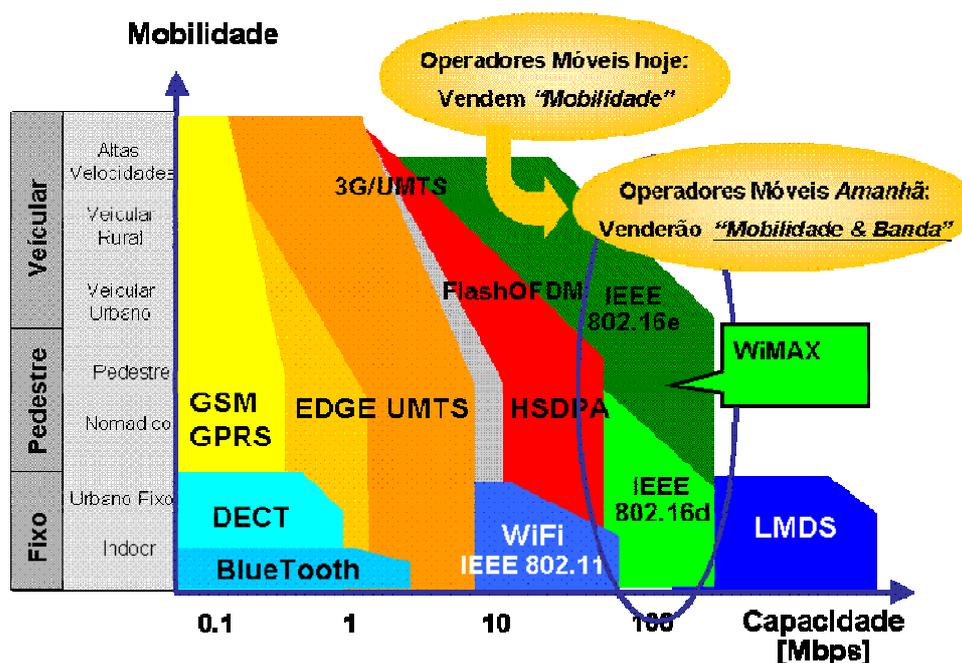


Figura 1.1 - Comparação entre as tecnologias atuais e de próxima geração de sistemas sem fio.

O WiMAX integra infra-estruturas de redes que vão desde as redes locais sem fio (LAN, do inglês *Local Area Network*) até as redes metropolitanas (MAN, do inglês *Metropolitan Area Network*), sendo este seu principal foco. Embora o WiMAX não crie um mercado novo, ele habilita a padronização da tecnologia em uma escala tal que permitirá reduzir custos e possibilitará um maior crescimento do mercado.

O WiMAX promete concretizar o velho sonho de uma plataforma comum padronizada para o transporte de vídeo, voz, imagens e dados com segurança e QoS num ambiente sem fio.

1.2 Sistemas OFDM

O OFDM é um método de transmissão de dados em paralelo que reduz a influência dos multipercursos e faz a utilização de equalizadores complexos desnecessária.

A idéia de se utilizar transmissão paralela e multiplexação por divisão de frequência foi apresentada no meio dos anos 60, mas seu desenvolvimento remonta à década de 50. O conceito por trás do OFDM é o de fazer uma transmissão paralela de dados a baixas velocidades e com multiplexação por divisão de frequência com subcanais sobrepostos,

evitando o uso de equalização e explorando de maneira eficiente a largura de banda disponível [1, 2].

O OFDM¹ pode ser visto tanto como uma técnica de modulação como uma técnica de multiplexação. Uma das principais razões do uso do OFDM é o aumento da robustez em relação a desvanecimentos seletivos em frequência ou a interferência de banda estreita. Em um sistema de portadora única, um desvanecimento ou um interferente pode fazer o enlace inteiro falhar, mas em um sistema com multiportadoras somente uma pequena porcentagem das subportadoras serão afetadas.

Devido aos recentes avanços da tecnologia de processamento de sinais digital e de VLSI, os obstáculos iniciais para a implementação do OFDM, tais como massivas multiplicações complexas e acessos à memória em alta velocidade, não existem mais. Além disso, o uso dos algoritmos de Transformada Rápida de Fourier (FFT) eliminou a necessidade de contar com vários osciladores e de realizar demodulação coerente, fazendo a implementação desta tecnologia muito mais atrativa do ponto de vista econômico [1, 2].

O OFDM foi inicialmente proposto em 1968 por Chang e Gibby e patenteado nos Estados Unidos em 1970 [13]. A primeira aplicação do OFDM data de 1985. Desde então esta técnica é empregada em aplicações de difusão como o DAB (do inglês *Digital Audio Broadcasting* [14]) e o DVB (do inglês *Digital Video Broadcasting* [15]); em redes sem fio como o IEEE 802.11 [4] e o IEEE 802.16 [8, 9, 10]; e também em transmissão digital em linhas telefônicas como no ADSL e o HDSL.

Tecnicamente falando, o OFDM tem as seguintes vantagens [1]:

- O OFDM é uma maneira eficiente de lidar com os multipercursos, para um dado atraso de espalhamento a complexidade de implementação é significativamente menor que a de um sistema de portadora única com um equalizador;
- O OFDM é robusto em relação a interferentes de banda estreita porque tal interferência afeta somente uma pequena porcentagem de subportadoras;
- Em canais variantes no tempo e lentos é possível aumentar o desempenho de modo significativo pela adaptação da taxa de dados por subportadora de acordo com a relação sinal-ruído (SNR) de cada subportadora;

¹ No campo das telecomunicações os termos de modulação com multitons discretos e modulação com multiportadora são também utilizados para denominar o sistema OFDM [12].

- O OFDM torna possíveis redes com frequência única, as quais são especialmente atrativas para aplicações de difusão.

O OFDM também tem certas deficiências quando comparado com sistemas de portadora única [1]:

- O OFDM é mais sensível ao desvio de frequência e ruído de fase;
- O OFDM tem um razão de potência de pico por potência média (PAPR, do inglês *Peak to Average Power Ratio*) relativamente grande, o que reduz significativamente a eficiência dos amplificadores de potência de RF.

1.3 Motivação do trabalho

O objetivo deste trabalho é o estudo e análise do desempenho da camada física do sistema WiMAX sob efeito das não-linearidades do amplificador de potência e do ruído de fase do oscilador local através de simulações.

1.4 Principais Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

1) Desenvolvimento de um ambiente de simulação da camada física do sistema WiMAX. Este simulador permite a avaliação do desempenho da BER como função da razão E_b/N_0 , sob efeito do canal AWGN e canal SUI (do inglês *Stanford University Interim*). Permite a verificação do impacto das imperfeições devido ao uso do amplificador não linear, bem como do ruído de fase dos osciladores no desempenho global do sistema;

2) Neste trabalho é feito um estabelecimento de uma faixa de valores de especificação para o amplificador e oscilador de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação destes módulos de RF. É determinada também as margens de implementação em relação aos padrões que regulamentam o desempenho do sistema após a consideração das degradações provocadas pelas distorções acima mencionadas;

3) Como contribuição final o simulador implementado neste trabalho poderá ser utilizado como base para trabalhos como a verificação do impacto dos algoritmos de estimação de canal, uso de diversidade de recepção e ou transmissão.

1.5 Estrutura da Tese

Este trabalho é dividido em 6 capítulos. No capítulo 2 é dada uma visão geral do padrão IEEE 802.16, apresentando as 5 interfaces aéreas que compõe este padrão. Naquele capítulo também são apresentadas as principais características da camada física da interface aérea WirelessMAN-OFDM utilizada pelo WiMAX fixo. No Capítulo 3 é feito uma descrição dos canais utilizados nos sistemas BWA, mostrando em particular o modelo de canal SUI adotado pelo IEEE 802.16 como modelo de canal para sistemas operando na faixa de frequência de 2-11 GHz.

O capítulo 4, por sua vez, mostra os principais modelos utilizados para se representar os efeitos das distorções do amplificador e ruído de fase do oscilador, bem como é feita uma breve revisão bibliográfica dos principais trabalhos que tratam deste tema para os sistemas OFDM.

No Capítulo 5 é apresentada a análise de desempenho do sistema WiMAX em presença das imperfeições do amplificador e ruído de fase. Neste capítulo é analisado o desempenho do sistema OFDM sem codificação, bem como da interface aérea WirelessMAN-OFDM em presença do canal AWGN, canal SUI e das distorções do amplificador de potência e ruído de fase do oscilador de modo individual e combinado. O capítulo é finalizado com uma recomendação de uma faixa de valores de especificação para os módulos oscilador e amplificador.

Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho, incluindo propostas para trabalhos futuros.

2. INTRODUÇÃO AO WiMAX

O WiMAX, também conhecido como WirelessMAN (do inglês *Wireless Metropolitan Area Network*), é um padrão proposto pelo IEEE para redes de dados sem fio em áreas metropolitanas com cobertura na faixa de quilômetros. Ele é uma solução de BWA completa para voz, dados e vídeo com QoS e segurança intrínseca.

A primeira norma tratando do WiMAX foi publicada pelo IEEE em abril 2002, norma IEEE 802.16 [7]. O padrão 802.16 original descreve um sistema ponto-multiponto na faixa de 10-66 GHz que utiliza um esquema de modulação tradicional QAM com portadora única. A camada MAC deste padrão suporta tanto duplexação por divisão de frequência (FDD) como a duplexação por divisão no tempo (TDD), além de esquemas de modulação adaptativa e codificação de canal em tempo real. Devido ao uso de modulação com portadora única e de altas frequências, sua operação é limitada a enlaces com linha de visada (LOS).

O padrão 802.16 inicial foi seguido por diversos grupos de trabalho que realizaram vários aperfeiçoamentos na norma. A versão IEEE 802.16c do padrão 802.16 incluiu recomendações para o detalhamento dos perfis de sistema de modo a contribuir com a interoperabilidade enquanto que a versão IEEE 802.16b tratou especificamente dos aspectos relativos à QoS. A primeira evolução efetiva do padrão foi a norma 802.16a [10], que estendeu o espectro de operação para a faixa de 2 a 11 GHz, além de especificar 3 esquemas de modulações diferentes: portadora única, OFDM com 256 portadoras e OFDMA. O uso de frequências mais baixas permite o uso do sistema em operação sem linha de visada, que é auxiliada pela habilidade da modulação OFDM em “lidar” com multipercursos. O alcance, neste caso, pode ser de até 50 km, com células típicas com tamanho de 5 a 10 km e taxa total de transmissão de dados da ordem de 70 Mbit/s em uma largura de banda de 20 MHz.

O padrão 802.16d [8] é uma evolução do padrão anterior 802.16a [10], e é denominado como WiMAX Fixo. Ele inova com a possibilidade de incorporação opcional de sistemas de múltiplas antenas (MIMO), codificação no espaço-tempo (STC), suporte ao uso de antenas inteligentes (AAS), oferecendo a possibilidade da utilização de terminais menores e com um menor consumo de energia.

O padrão 802.16e [9] é denominado como WiMAX Móvel. Ele provê um novo esquema de modulação: o OFDMA escalável, que utiliza um FFT com tamanhos variáveis de 128, 512, 1024 e 2048, além de também incorporar várias outras facilidades, como por

exemplo, utilização de algoritmos híbridos ARQ (hARQ), etc. Estas novas especificações são fornecidas de modo a permitir a mobilidade da unidade terminal a uma velocidade de até 120 km/h.

A Figura 2.1 ilustra a evolução do padrão 802.16, mostrando que os padrões IEEE 802.16, 802.16a e c foram substituídos pelo padrão 802.16d para aplicações fixas enquanto que o padrão 802.16e foi desenvolvido especificamente para permitir aplicações móveis.

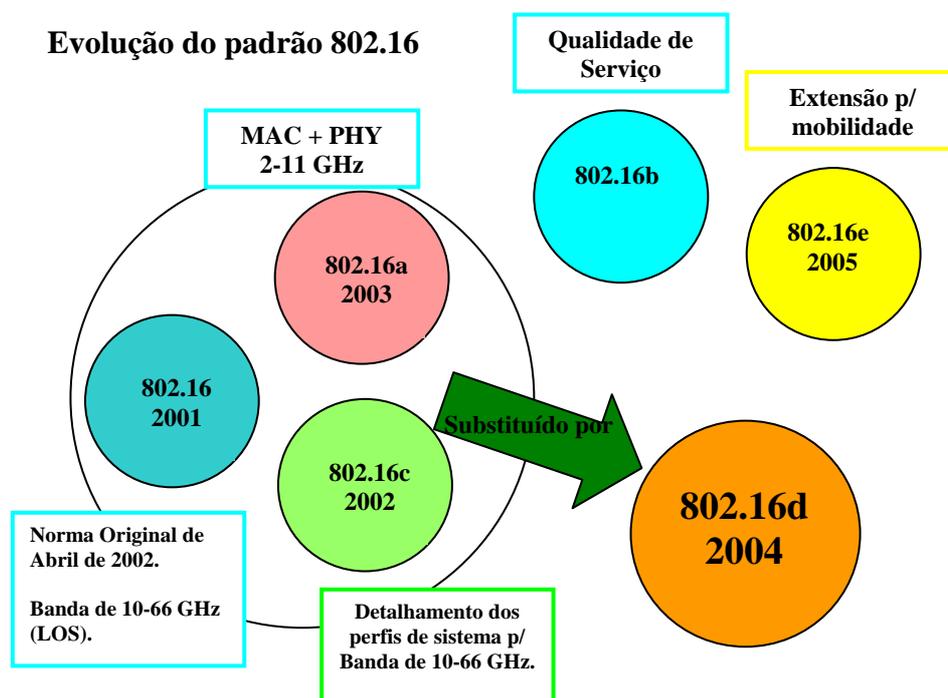


Figura 2.1 - Evolução do padrão IEEE 802.16.

A Tabela 2.1 ilustra o leque de aplicações ao qual o padrão IEEE 802.16 se destina, sendo elas definidas em basicamente três grupos: interconexão, acesso fixo sem fio e celular.

Tabela 2.1 - Aplicações do padrão WiMAX.

	Interconexão	Acesso fixo sem fio	Celular
Faixa de Espectro	10-66 GHz	2-11 GHz	2-6 GHz
Condições de Enlace	LOS	NLOS	NLOS
Taxa de bits	32-134 Mbit/s em 28 MHz de Banda	Até 70 Mbit/s em 20 MHz de Banda	Até 15 Mbit/s em 5 MHz de Banda
Modulação	Portadora única QPSK, 16 QAM e 64 QAM	OFDM 256 subportadoras BPSK, QPSK, 16 QAM e 64 QAM	OFDMA escalável BPSK, QPSK, 16 QAM e 64 QAM
Mobilidade	Fixa	Fixa e nomádica	Móvel
Largura de Banda	20, 25 e 28 MHz	1.5 a 20 MHz	1.25 a 20 MHz
Raio de cobertura Típico	2 a 5 km	7 a 10 km	1 a 5 km

A Tabela 2.2 mostra a classificação das diversas especificações de interface aérea empregadas pelo WiMAX.

Tabela 2.2 - Denominações das interfaces aéreas do WiMAX.

Denominação	Especificação da camada física	Faixa de frequência	Método de duplexação
WirelessMAN-SC	Portadora única	10-66 GHz	TDD, FDD
WirelessMAN-SCa	Portadora única	2-11 GHz	TDD, FDD
WirelessMAN-OFDM (256)	OFDM	2-11 GHz	TDD, FDD
WirelessMAN-OFDMA (128, 512, 1024 e 2048)	OFDMA	2-6 GHz	TDD, FDD
WirelessHUMAN	Portadora única, OFDM, OFDMA	5-6 GHz	TDD

O padrão 802.16d [8] estabelece que os sistemas aderentes a esta norma devem implementar uma das cinco especificações acima descritas para a interface aérea, cada uma das quais capaz de garantir interoperabilidade entre diferentes fornecedores de sistemas. A escolha entre as cinco alternativas de implementação da interface aérea depende de diversos fatores entre os quais bandas de operação e aplicações diferentes.

A seguir é apresentado um breve resumo de cada uma das diferentes interfaces aéreas definidas pelo WiMAX.

2.1 WirelessMAN-SC

A especificação de Rede Metropolitana Wireless com portadora única na camada física é destinada para operação na banda de frequência de 10-66 GHz. No projeto da especificação da camada física para esta banda de frequência, a propagação em linha de visada foi considerada uma necessidade prática. Com este critério definido, a escolha da modulação com portadora única torna-se natural.

A interface aérea WirelessMAN-SC especifica larguras de bandas de canal de 20 ou 25 MHz (alocação típica da canalização norte-americana) ou 28 MHz (alocação típica européia) com uma formatação de pulso do tipo raiz de cosseno levantado com fator de *roll-off* de 0.25. A norma especifica que uma randomização deve ser realizada de modo a garantir as transições para recuperação de relógio como também para garantir a aleatoriedade necessária para a correta formatação espectral do sinal.

Devido à arquitetura ponto-multiponto ou ponto a ponto, a estação base transmite um sinal TDM, com as estações de terminais alocadas em diferentes *time slots*. O acesso no *uplink* é do tipo TDMA.

O projeto do sistema foi feito de modo que as rajadas de transmissão sejam “manuseadas” de maneira similar tanto para sistemas TDD como FDD, permitindo inclusive o suporte à utilização de estações terminais HFDD (do inglês *half-duplex* FDD). Isto permite o desenvolvimento de unidades terminais mais baratas ao custo de um leve aumento de complexidade dos circuitos eletrônicos. O uso da técnica HFDD tem se demonstrado inclusive como a solução padrão nas estações terminais de sistemas WiMAX atualmente presentes no mercado.

A codificação de erro mandatória utilizada por esta interface física é composta por um código Reed-Solomon GF(256) externo, com tamanho de bloco e capacidades de correção variáveis, concatenado com um código convolucional interno para garantir uma maior robustez dos dados de transmissão. As opções de FEC são interligadas a opções de esquemas de modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM para formar perfis de rajadas de transmissão com eficiência e robustez variada.

Aplicações desta interface incluem comunicações microondas ponto a ponto e ponto-multiponto para acesso de clientes corporativos de médio e pequeno porte à rede. No entanto, a necessidade de operação em linha de visada representa um fator limitante para a adoção

desta tecnologia de maneira mais ampla, principalmente devido às dificuldades de implantação em áreas urbanas. Isto acabou motivando a especificação das novas interfaces aéreas que hoje integram o padrão 802.16 [10].

2.2 WirelessMAN-SCa

A interface física WirelessMAN-SCa é também uma versão de sistema com portadora única projetado para aplicações sem linha de visada na banda de 2-11 GHz. Ela traz algumas modificações importantes em relação à interface com portadora única WirelessMAN -SC.

Entre as modificações realizadas pode-se citar:

- Inclusão da opção de diversidade na transmissão STC, sistemas MIMO e possibilidade de uso de antenas inteligentes;
- Utilização de um FEC com esquema concatenado entre o código Reed-Solomon e uma modulação TCM pragmática, com opção de utilização de um esquema FEC com melhor desempenho como: código turbo de blocos (código BTC) ou código turbo convolucional (código CTC).

Esta interface também suporta os modos de duplexação: TDD, FDD e HFDD.

2.3 WirelessMAN-OFDM

A interface física WirelessMAN-OFDM é baseada na modulação OFDM com FFT 256, que possibilita a operação sem linha de visada (NLOS) nas bandas de 2-11 GHz.

Além das funcionalidades especificadas na interface WirelessMAN-SCa esta versão de interface física possibilita também atendimento à topologia em malhas e subcanalização no *uplink*, que são importantes ferramentas para a otimização da cobertura do sistema. A subcanalização é composta por até 16 subcanais com 12 subportadoras em cada subcanal, que podem ser ativados e desativados individualmente.

Um símbolo OFDM é composto de diferentes tipos de portadoras:

- 192 portadoras de dados;
- 8 pilotos para os propósitos de estimação de canal;
- 55 portadoras nulas para intervalo de banda de guarda e 1 portadora DC.

A estrutura de um símbolo OFDM no domínio da frequência é mostrada na Figura 2.2.

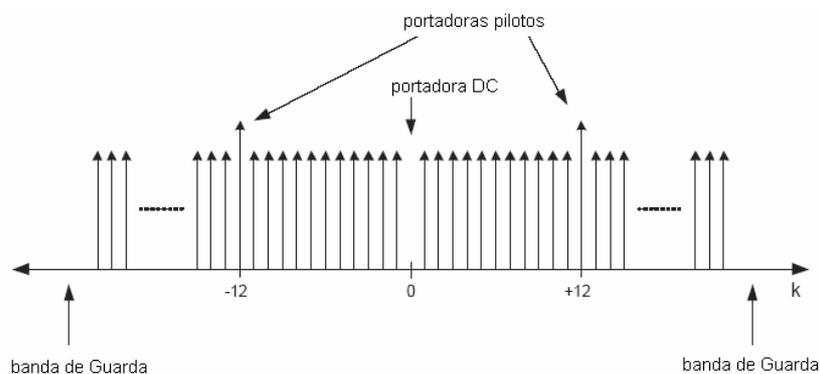


Figura 2.2 - Descrição de um símbolo OFDM-256 utilizado no WiMAX.

A Tabela 2.3 resume os principais parâmetros do padrão WirelessMAN-OFDM.

Tabela 2.3 - Resumo dos parâmetros da modulação OFDM-256.

Parâmetro	Valor requerido
Número total de portadoras	256
Portadoras ativas	200
Intervalo de guarda (T_g/T_s)	1/4, 1/8, 1/16 e 1/32
Portadoras de dados	192
Portadoras de guarda de baixa frequência	28: posições de -128 a -101
Portadoras de guarda de alta frequência	27: posições de 101 a 127
Índices fixos das localizações dos pilotos	-84, -60, -36, -12, 12, 36, 60 e 84

A correção de erros mandatória nesta interface aérea consiste da utilização de um código externo Reed-Solomon concatenado a um código convolucional interno, opcionalmente pode-se também trabalhar com códigos BTC e CTC.

2.4 WirelessMAN-OFDMA

A interface física WirelessMAN-OFDMA utiliza modulação OFDM com uma FFT de 2048 sub-portadoras na banda de frequência de 2-6 GHz. Nesse sistema, o acesso múltiplo é oferecido através de um subconjunto de endereçamento de múltiplas portadoras para receptores individuais.

Um símbolo OFDMA, com FFT igual a 2048, é composto por diferentes tipos de portadoras:

- 1536 portadoras de dados;
- 166 pilotos para os propósitos de estimação de canal;
- 345 portadoras nulas para intervalo de banda de guarda e 1 portadora DC.

A estrutura de um símbolo OFDMA no domínio da frequência é mostrada na Figura 2.3.

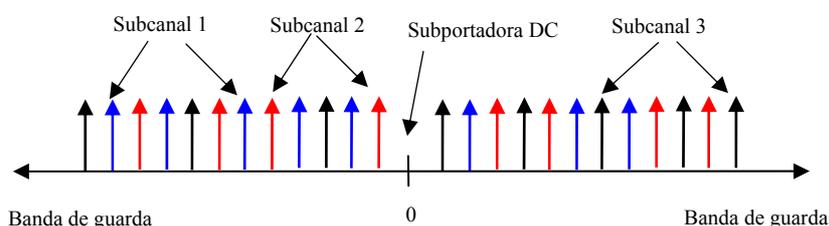


Figura 2.3 - Descrição de um símbolo OFDMA-2048 utilizado no WiMAX.

O símbolo OFDMA é semelhante àquele do padrão OFDM, a única diferença é que as subportadoras “úteis” são divididas em subcanais. No *downlink*, cada subcanal pode ser utilizado para a transmissão para um grupo diferente de usuários. No *uplink*, cada terminal pode utilizar um ou mais canais. Diversos terminais podem transmitir simultaneamente.

A Tabela 2.4 resume os principais parâmetros do padrão WiMAX OFDMA-2048.

Tabela 2.4 - Principais parâmetros do padrão WiMAX OFDMA-2048.

Parâmetro	Valor requerido
Número total de portadoras	2048
Portadoras ativas	1702
Intervalo de guarda (Tg/Ts)	1/4, 1/8, 1/16 e 1/32
Portadoras de dados	1536
Portadoras de guarda de baixa frequência	173
Portadoras de guarda de alta frequência	172
Pilotos fixos	166
Número de subcanais	32

Algumas diferenças entre as interfaces OFDM e OFDMA são aqui apresentadas:

- No OFDMA a divisão em subcanais tem por objetivo a escalabilidade e acesso múltiplo dos usuários.
- São utilizados códigos CDMA para o ajuste de parâmetros locais (*ranging*) do OFDMA, o receptor realiza correlação para detectar o usuário, de modo que mais processamento é realizado em relação ao sistema OFDM.
- A correção de erros é feita pelo uso de um código convolucional (mandatório) e opcionalmente pelo uso de códigos BTC, CTC e LDPC (do inglês *Low Density Parity Check Codes*).

2.5 WirelessHUMAN

A interface Wireless-HUMAN possui funcionalidades específicas para operação em bandas não licenciadas, sendo por isso denominada de HUMAN (do inglês *High-speed Unlicensed Metropolitan Area Network*). Ela especifica a operação primordialmente nas faixas de 5 a 6 GHz, com base na definição de um esquema flexível de canalização, que inclui canais com largura de banda de 10 e 20 MHz.

2.6 Comparação entre o IEEE 802.11 e IEEE 802.16d

Os padrões IEEE 802.11 e 802.16 não são oponentes, na realidade são tecnologias complementares, solucionam problemas diferentes embora se assemelhem em alguns aspectos.

O padrão IEEE 802.11 é uma tecnologia para rede local desenvolvida com o objetivo de adicionar mobilidade às redes locais cabeadas privadas. O padrão IEEE 802.16, por outro lado, foi projetado para prover um serviço de acesso banda larga sem fio a regiões metropolitanas.

A idéia por trás do 802.16d é prover um serviço de acesso à Internet sem fio para localizações fixas, competindo com tecnologias como o DSL. Enquanto o mercado do 802.11 tem como alvo o usuário final, o foco do 802.16 está nos provedores de serviço de comunicação

A Tabela 2.5 traz de forma resumida uma comparação entre os padrões IEEE 802.11 e 802.16.

Tabela 2.5 - Comparações entre os padrões IEEE 802.11 e 802.16d.

	IEEE 802.16	IEEE 802.11
Aplicação	Acesso á banda larga sem fio.	LAN sem fio
Taxa de transmissão	70 Mbit/s	54 Mbit/s
Alcance	Até 50 km	Otimizado para 100m
QoS	QoS para vídeo, voz e dados	Somente proprietário
Segurança	Triple-DES, RSA	802.11i
Cobertura	LOS e NLOS Otimizada para NLOS <i>outdoor</i>	Otimizada para NLOS <i>indoor</i>
Níveis de Serviço	Diferentes níveis de serviço oferecem suporte a requisições diferenciadas de largura de banda	Nenhum
Protocolo de Acesso	Escalonamento centralizado baseado em TDM/TDMA para o <i>downlink/uplink</i>	CSMA/CA
Usuários	Milhares	Centenas

2.7 Camada física da interface WirelessMAN-OFDM

Nosso interesse nesta tese é estudar a interface física WirelessMAN-OFDM, desta forma nesta seção é feita uma descrição mais detalhada da especificação desta interface bem como de seus blocos componentes principais.

A interface WirelessMAN OFDM-256 é baseada na modulação OFDM, onde os dados são enviados na forma de símbolos OFDM. Um símbolo OFDM é feito de várias subportadoras, cujo tamanho da FFT é determinado pelo número de subportadoras utilizadas.

Em um sistema OFDM a operação da multiplexação e demultiplexação das subportadoras no transmissor e no receptor são tipicamente realizadas pela IFFT e pela FFT.

Três tipos de subportadoras são utilizadas:

- Subportadoras de dados: para a transmissão de dados;
- Subportadoras pilotos: para permitir a estimação do canal;
- Subportadoras nulas: nas quais não há transmissão, são utilizadas para banda de guarda e para a portadora DC.

No padrão 802.16d são especificados os valores dos requisitos de parâmetros de sistema para várias configurações. O número de subportadoras, denominado N_{FFT} , que corresponde às amostras da FFT é fixado em 256, das quais somente 200 são utilizados para a transmissão de dados (denominado N_{used}) e o resto corresponde à banda de guarda. Para o propósito de auxílio à estimação de canal são usadas 8 portadoras pilotos, dentre as 200 possíveis, estes pilotos são distribuídos no espectro entre as 192 subportadoras “úteis”. A Figura 2.4 ilustra o símbolo OFDM no domínio da frequência.

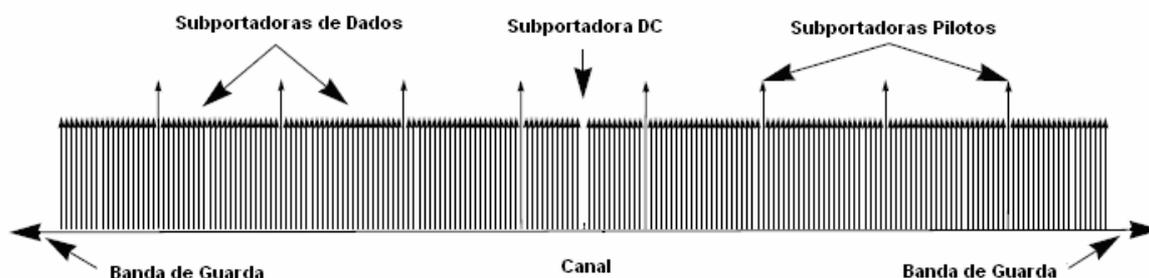


Figura 2.4 - Descrição de um símbolo OFDM da interface WirelessMAN-OFDM 256.

O propósito da banda de guarda é habilitar o decaimento do sinal e criar um formato de pulso FFT mais abrupto, que contribui para cancelar interferência entre canais adjacentes [8].

A seguir mostramos os parâmetros do sistema WirelessMAN-OFDM tal qual são definidos no padrão 802.16d [8]:

Parâmetros primitivos do símbolo OFDM.

Quatro parâmetros primitivos caracterizam o símbolo OFDM:

- BW : é a largura nominal de canal;
- N_{used} : número de subportadoras usadas;
- n : fator de amostragem, este parâmetro em conjunto com o BW e N_{used} determina o espaçamento das subportadoras e tempo útil de símbolo;
- G : É a razão do tempo prefixo cíclico (CP, do inglês Cyclic Prefix) em relação o tempo “útil” do símbolo OFDM.

Parâmetros derivados dos parâmetros primitivos.

Os seguintes parâmetros são definidos em termos dos parâmetros primitivos.

- N_{FFT} : tamanho do FFT, que corresponde a menor potência de 2 maior que N_{used} ;
- Freqüência de amostragem: $F_s = \lfloor 8000 * n * BW \rfloor / 8000$;
- Espaçamento das subportadoras: $\Delta f = F_s / N_{FFT}$;
- Tempo útil de símbolo: $T_b = 1 / \Delta f$;
- Tempo do prefixo cíclico (CP): $T_g = G * T_b$;
- Tempo do símbolo OFDM: $T_s = T_b + T_g$;
- Tempo de amostragem: T_b / N_{FFT} .

T_s é o período do símbolo OFDM, entendido como a soma do período útil do símbolo (T_b) no qual se transmitem os dados e do período de guarda (T_g), no qual se transmite o prefixo cíclico.

Com o OFDM, de fato, a velocidade com a qual se transmite o símbolo é reduzida ao ponto que cada cópia refletida do sinal tem um atraso de somente pequenas frações de tempo

de bit sobre a subportadora. A taxa de bit elevada é compensada pelo conjunto de subportadoras com baixa taxa de símbolos. A introdução do tempo de guarda para cada símbolo OFDM elimina quase que completamente a interferência intersimbólica (ISI, do inglês *Intersymbol Interference*). Desta forma o tempo de guarda é escolhido de modo que seja maior que o espalhamento de atraso previsto, de modo que as componentes de multipercurso de um símbolo não interfiram com o símbolo sucessivo. Com isto se os atrasos forem inferiores ao intervalo de guarda, as réplicas atrasadas do símbolo OFDM terão sempre um número inteiro de ciclos dentro de intervalo de integração FFT, garantindo a manutenção da ortogonalidade das subportadoras e por fim a exclusão da interferência intersimbólica.

A inclusão do intervalo de guarda provoca uma perda de eficiência da potência do sinal transmitido igual a [8]:

$$(E_b / N_0)_{perda \text{ dB}} = 10 \log_{10} (1 - T_g / (T_b + T_g)) \quad (2.1)$$

A Tabela 2.6 mostra os principais parâmetros do símbolo OFDM da interface WirelessMAN-OFDM .

Tabela 2.6 - Principais parâmetros do símbolo OFDM [8].

Parâmetro	Valor
N_{FFT}	256
N_{used}	200
n	Para banda de canal que são múltiplos de 1.75 MHz n=8/7 Para banda de canal que são múltiplos de 1.5 MHz n=86/75 Para banda de canal que são múltiplos de 1.25 MHz n=144/125 Para banda de canal que são múltiplos de 2.75 MHz n=316/275 Para banda de canal que são múltiplos de 2.0 MHz n=57/50 Para banda de canal diferentes da especificadas acima n=8/7
G	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
Número de subportadoras da banda de guarda inferior	28
Número de subportadoras da banda de guarda superior	27
Índices de <i>offset</i> de frequências das subportadoras de guarda	-128, -127 ..., -101, +101, +102, ..., 127
Índices de <i>offset</i> de frequências das subportadoras pilotos	-88, -63, -38, -13, 13, 38, 63, 88

As Figuras 2.5 e 2.6 ilustram, respectivamente, o diagrama em blocos da banda base do transmissor e receptor do sistema WirelessMAN-OFDM.

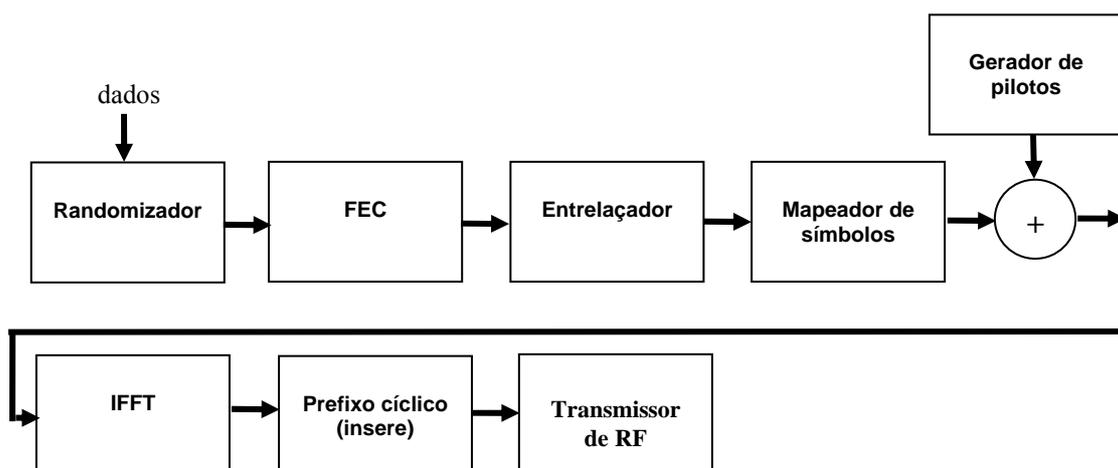


Figura 2.5 - Diagrama em blocos da banda base do transmissor OFDM-256.

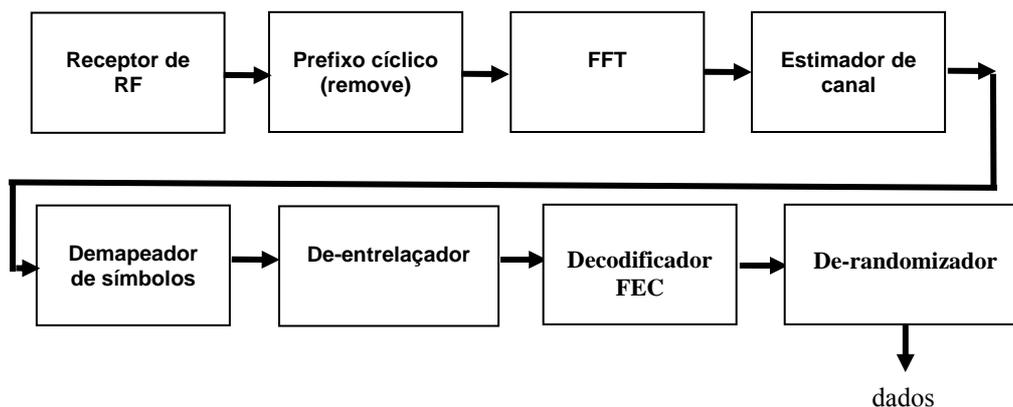


Figura 2.6 - Diagrama em blocos da banda base do receptor OFDM-256.

2.7.1 Codificação de canal

A codificação no WirelessMAN-OFDM é composta de três passos: randomização, FEC e entrelaçamento. Eles devem ser aplicados nesta ordem na transmissão, enquanto as operações complementares a estas devem ser aplicadas na recepção.

A Figura 2.7 ilustra estes blocos.

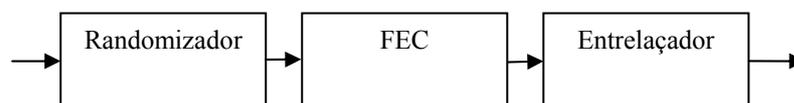


Figura 2.7 - Bloco de codificação de canal.

2.7.1.1 Randomização

O primeiro bloco no transmissor é o randomizador, que é usado para prevenir longas seqüências de 1s ou 0s que poderiam causar problemas de recuperação de relógio no receptor. Ela é implementada tanto no circuito do sistema da estação base como no da estação terminal. Na interface WirelessMAN-OFDM o randomizador é implementado com *shift register* de 15 bits e duas portas *XOR* cujo polinômio gerador é $1+X^{14}+X^{15}$, ver Figura 2.8. Para o *downlink*, isto é, da estação base para a estação terminal o vetor inicial carregado no *shift register* é definido como: 100101010000000. O randomizador é inicializado a cada início de quadro.

Cada *byte* de dados a ser transmitido entra sequencialmente no randomizador sendo o *bit* menos significativo o primeiro a entrar. A seqüência do randomizador é aplicada somente aos bits de informação, preâmbulos não são randomizados.

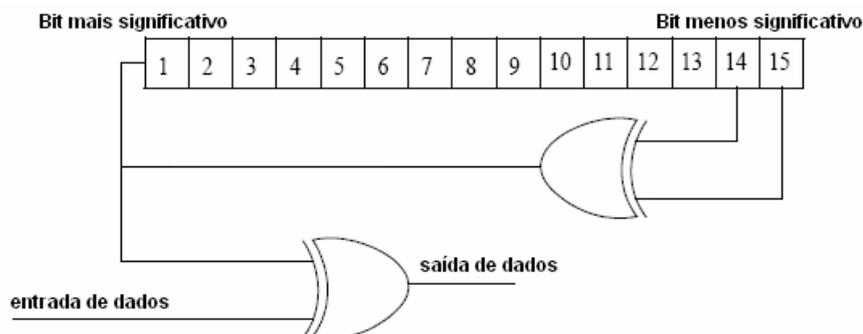


Figura 2.8 - Estrutura do Randomizador.

No *uplink* o processo é semelhante ao acima descrito.

2.7.1.2 FEC

A interface WirelessMAN-OFDM estabelece como mandatório um esquema FEC consistindo da concatenação de um código Reed–Solomon externo e um código convolucional interno com taxa compatível, tanto para o *downlink* como para o *uplink*. Opcionalmente é previsto o suporte ao código BTC ou código CTC.

A codificação é realizada passando primeiro os dados em formato de bloco através de um codificador RS e a saída deste deve ser enviada ao codificador convolucional.

O código concatenado Reed-Solomon e convolucional com taxa de codificação 1/2 deve sempre ser usado como o modo de codificação quando se requisita acesso à rede, exceto quando se faz uso subcanalização onde é utilizado somente o código convolucional com taxa 1/2.

Código Reed–Solomon (RS)

O primeiro bloco no FEC mandatório é o codificador Reed-Solomon (RS).

A codificação Reed–Solomon utilizada nesta interface física é derivada do RS sistemático com os seguintes parâmetros ($N=255$, $K=239$, $T=8$) em $GF(256)$, onde:

- N é o número total de bytes depois da codificação;
- K é o número de bytes antes da codificação;
- T é o número de bytes que pode ser corrigido.

Os seguintes polinômios são utilizados para o código sistemático:

Polinômio Gerador de Código:

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \cdots (x + \lambda^{2T-1}), \lambda = 02_{HEX} \quad (2.2)$$

Polinômio Gerador do Campo:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (2.3)$$

De modo a permitir tamanhos de blocos diferentes e capacidade de correção variável o código formado por este polinômio é encurtado e puncionado.

Quando um bloco é encurtado para K' bytes de dados, deve ser adicionados $239-K'$ bytes zero como prefixo, depois da codificação estes $239-K'$ bytes zero são descartados. Quando uma palavra código é puncionada para permitir que T' bytes sejam corrigidos, somente os primeiros $2T'$ do total de 16 bytes de paridade devem ser empregados [8].

Código convolucional

A saída de cada bloco RS é codificada por codificador convolucional binário com taxa de codificação nativa de 1/2 e um comprimento de restrição igual a 7. No WirelessMAN-OFDM são utilizados os seguintes polinômios geradores de código:

$$\begin{aligned} G_1 &= 171_{OCT} \quad \text{para } X \\ G_2 &= 133_{OCT} \quad \text{para } Y \end{aligned} \quad (2.4)$$

O gerador deste código é mostrado na Figura 2.9.

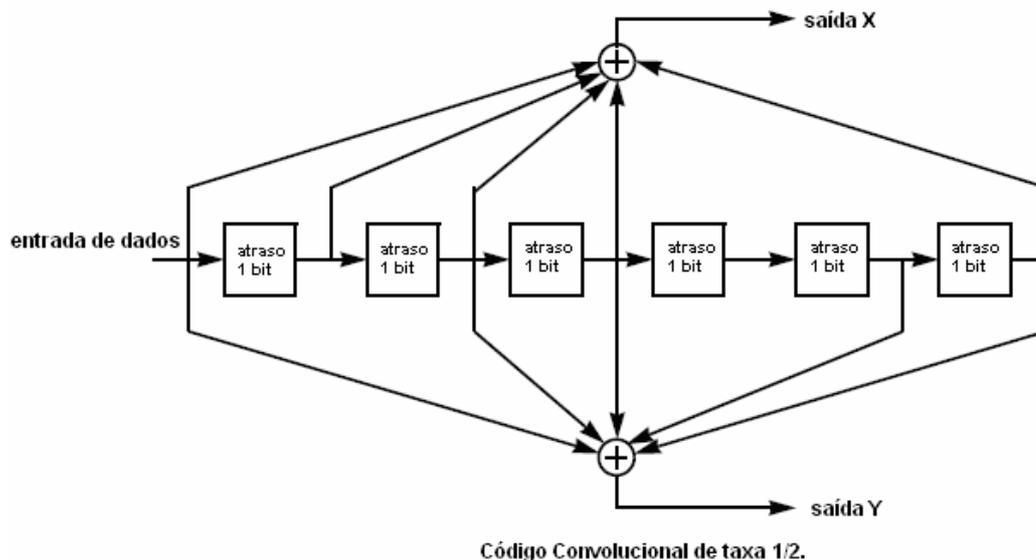


Figura 2.9 - Codificador convolucional.

Os padrões de puncionamento e a ordem de serialização utilizada para a realização das diferentes taxas de código são definidos na Tabela 2.7.

Tabela 2.7 - Código convolucional com as configurações de puncionamento [8].

	Taxa de codificação			
Taxa	1/2	2/3	3/4	5/6
d_{free}	10	6	5	4
X	1	10	101	10101
Y	1	11	110	11010
XY	X_1Y_1	$X_1Y_1 Y_2$	$X_1Y_1 Y_2 X_3$	$X_1Y_1 Y_2 X_3Y_4 X_5$

Nesta Tabela o número 1 significa *bit* transmitido enquanto que o número 0 denota um *bit* removido, X e Y são as saídas do codificador conforme mostrada na Figura 2.9.

A codificação é realizada passando os dados em formato de bloco através do codificador RS e então passando o resultado desta primeira codificação através do codificador convolucional.

No final de cada bloco de bytes do randomizador é adicionado um simples *byte* de *reset* 0x00H, este *byte* serve para reinicializar o estado do codificador convolucional ao final de uma rajada de transmissão, que corresponde a um símbolo OFDM. No codificador RS, os *bits* redundantes são enviados antes dos *bits* de “dados” mantendo o *byte* de *reset* 0x00H no final do bloco. Quando o número total de *bits* de dados não é um número inteiro, *bits* de

preenchimento com valor zero devem ser adicionados após o *byte* de *reset*. Estes bits de preenchimento com valor zero não devem ser randomizados.

A Tabela 2.8 mostra as seis diferentes taxas de dados e modulações previstas na interface aérea WirelessMAN-OFDM.

Tabela 2.8 - Codificação de canal obrigatória da interface WirelessMAN-OFDM [8].

Modulação	Tamanho do bloco não codificado (bytes)	Tamanho do bloco codificado (bytes)	Taxa total de codificação	Código RS	Taxa de codificação CC
BPSK	12	24	1/2	(12,12,0)	1/2
QPSK	24	48	1/2	(32,24,4)	2/3
QPSK	36	48	3/4	(40,36,2)	5/6
16QAM	48	96	1/2	(64,48,8)	2/3
16QAM	72	96	3/4	(80,72,4)	5/6
64 QAM	96	144	2/3	(108,96,6)	3/4
64 QAM	108	144	3/4	(120,108,6)	5/6

Quando a subcanalização é aplicada no uplink, o FEC deve desviar o codificador RS, isto é, deve ser usada a taxa de codificação total como indicada na Tabela 2.8, porém fazendo uso somente do código convolucional. Outro ponto a salientar é que quando se utiliza a modulação BPSK não deve ser usado o codificador RS, somente o código convolucional. A Tabela 2.9 ilustra um exemplo das taxas de transmissão típicas de cada modulação utilizada na interface WirelessMAN-OFDM para larguras de banda de 3.5 e 7 MHz.

Tabela 2.9 - Exemplo de taxas líquidas de transmissão da interface WirelessMAN-OFDM.

Modulação	Taxa total de codificação	Taxa líquida de transmissão (Mbits) - banda de 3.5 MHz	Taxa líquida de transmissão (Mbits) - banda de 7 MHz
BPSK	1/2	1.2	2.4
QPSK	1/2	2.3	4.6
QPSK	3/4	3.5	7
16QAM	1/2	4.7	9.3
16QAM	3/4	7	14
64 QAM	2/3	9.3	18.6
64 QAM	3/4	10.5	21

No padrão 802.16d as diferentes modulações e codificações utilizadas são identificadas pelos Rate_IDs. A Tabela 2.10 mostra os diferentes Rate_IDs definidos pelo padrão 802.16d para a interface aérea WirelessMAN-OFDM.

Tabela 2.10 - Valores de Rate_IDs da interface WirelessMAN-OFDM.

Rate_ID	Modulação taxa RS-CC
0	BPSK 1/2
1	QPSK 1/2
2	QPSK 3/4
3	16-QAM 1/2
4	16-QAM 3/4
5	64-QAM 2/3
6	64-QAM 3/4
7-15	reservado

2.7.1.3 Entrelaçamento

Depois da codificação todos os bits de dados devem ser misturados por um entrelaçador de blocos com um tamanho correspondente ao número de *bits* codificados do símbolo OFDM, tamanho este definido como N_{cbps} . Devido aos diferentes esquemas de modulação BPSK, QPSK, 16QAM e 64 QAM, N_{cbps} assume respectivamente os seguintes valores 192, 384, 768 e 1152 *bits*.

O entrelaçador é definido em dois passos de permutação:

- O primeiro passo garante que os bits codificados adjacentes são mapeados em subportadoras não adjacentes;
- A segunda permutação garante que bits codificados adjacentes são mapeados alternadamente nos bits menos ou mais significativos da constelação, evitando então grandes seqüências de bits pouco confiáveis.

N_{cpc} é o número de bits codificados por subportadora, isto é, 1, 2, 4 ou 6 correspondendo respectivamente às modulações BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Dentro de um bloco de N_{cbps} bits na transmissão, k é o índice dos *bits* codificados antes da primeira permutação, m_k o índice dos *bits* codificados depois da primeira e antes da segunda permutação e j_k o índice depois da segunda permutação, logo antes do mapeamento da modulação.

A primeira permutação é definida pela seguinte equação:

$$m_k = (N_{cbps} / 12) \cdot k_{\text{mod } 12} + \lfloor k / 12 \rfloor \quad k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad (2.5)$$

Enquanto que a segunda permutação é definida pela equação:

$$\begin{aligned}
j_k &= s \cdot \lfloor m_k / s \rfloor + (m_k + N_{cbps} - \lfloor 12 \cdot m_k / N_{cbps} \rfloor)_{\text{mod}(s)} \\
k &= 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \\
s &= \lceil N_{cpc} / 2 \rceil
\end{aligned} \tag{2.6}$$

O de-entrelaçador realiza a operação inversa ao entrelaçador. Ele também é definido por duas permutações. Dentro um bloco recebido de N_{cbps} bits, j é o índice do bit recebido antes da primeira permutação, m_j o índice do bit depois e antes da segunda permutação e k_j o índice do bit depois da segunda permutação, logo antes do bloco de dados ser entregue ao decodificador.

A primeira permutação é definida pela equação:

$$\begin{aligned}
m_k &= s \cdot \lfloor j / s \rfloor + (j + \lfloor 12 \cdot j / N_{cbps} \rfloor)_{\text{mod}(s)} \\
k &= 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1
\end{aligned} \tag{2.7}$$

E a segunda permutação é definida pela equação:

$$\begin{aligned}
k_j &= 12 \cdot m_j - (N_{cbps} - 1) \cdot \lfloor 12 \cdot m_j / N_{cbps} \rfloor \\
k &= 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1
\end{aligned} \tag{2.8}$$

O primeiro bit a sair do entrelaçador deverá mapear o bit menos significativo da constelação do modulador QAM.

2.7.2 Modulação

2.7.2.1 Modulação de dados

Depois do entrelaçador de bit, os bits de dados entram serialmente no mapeador de símbolos na constelação. A interface WirelessMAN-OFDM suporta as modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM com mapeamento Gray. As constelações são mostradas na Figura

2.10, onde as coordenadas dos pontos da constelação são normalizados pelo fator c de modo a garantir uma potência média igual a um. Nesta Figura, b_0 denota o bit menos significativo.

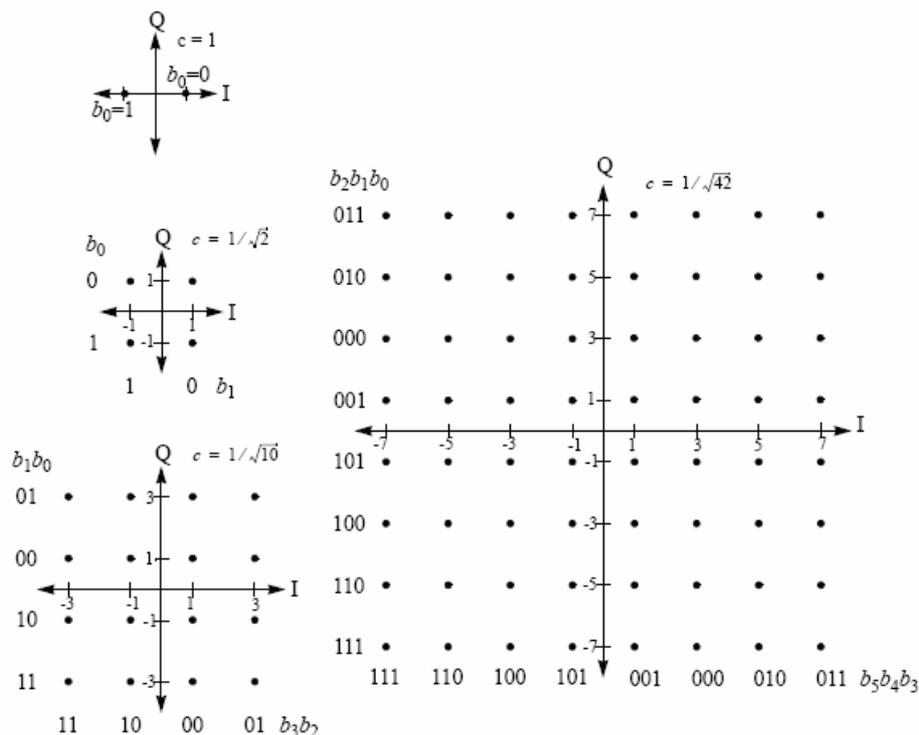


Figura 2.10 - Constelações da interface WirelessMAN-OFDM.

Os dados mapeados na constelação devem ser modulados em todas as subportadoras de dados em ordem de crescimento do índice de *offset* de frequência das subportadoras no bloco IFFT, cujos índices variam de -128 a 127 de acordo com o indicado na Tabela 2.6. O primeiro símbolo a sair do mapeador deve ser alocado na subportadora com o menor índice de *offset* de frequência do bloco IFFT.

2.7.2.2 Modulação dos Pilotos

As subportadoras pilotos necessitam ser moduladas antes de serem inseridas nas posições especificadas pela Tabela 2.6. A Figura 2.11 mostra o gerador, cujo polinômio é $X^{11} + X^9 + 1$, utilizado para produzir uma seqüência pseudo-aleatória das subportadoras pilotos.

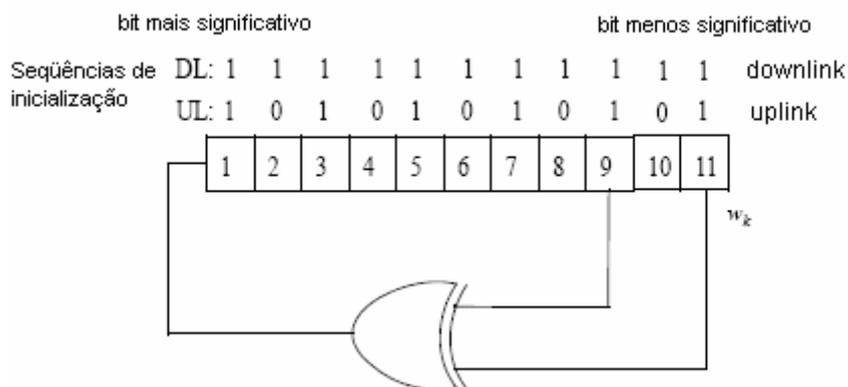


Figura 2.11 - Randomizador das subportadoras pilotos.

Os pilotos são modulados em BPSK e possuem um nível de potência 3 dBs maior do que as subportadoras de dados.

2.8 Sumário do capítulo

Neste capítulo foi dada uma visão geral do padrão IEEE 802.16, mostrando a evolução deste padrão ao longo do tempo e para quais aplicações este padrão se destinava. Foram também apresentadas as 5 interfaces aéreas definidas pelo padrão IEEE 802.16d, mostrando as principais particularidades da camada física de cada uma destas interfaces.

Em particular, foi feita uma apresentação com maior detalhamento da camada física da interface aérea WirelessMAN-OFDM visando apresentar ao leitor os blocos componentes do sistema que foram posteriormente modelados para poder se realizar as simulações de desempenho do sistema WiMAX sob os efeitos das distorções do amplificador e oscilador.

3. MODELOS DE CANAIS PARA APLICAÇÕES SEM FIO FIXO

O desempenho de qualquer sistema de comunicação é função do meio utilizado. Este meio, denominado canal de comunicação, pode ser uma fibra ótica, um sistema de gravação de disco rígido de um computador ou um meio de transmissão sem fio. Estes diferentes canais podem ser divididos basicamente em dois grupos: canal com fio e canal sem fio. Em um canal sem fio o estado do canal pode variar continuamente dentro de um pequeno intervalo de tempo de observação, este comportamento aleatório do canal sem fio faz com que a comunicação através dele seja uma tarefa muito difícil.

Nosso objetivo neste capítulo é fazer uma breve descrição dos modelos de canais comumente utilizados para a validação das tecnologias para aplicações de banda larga sem fio e em especial do WiMAX.

Os modelos de canal sem fio dependem fortemente da arquitetura rádio utilizada. Por exemplo, nos sistemas celulares de primeira geração é utilizada uma arquitetura com uma célula única sem interferência co-canal onde a estação base (BS) e a estação terminal (TS) possuem uma conexão em condições de linha de visada (LOS). Já para os sistemas de segunda geração é utilizada uma arquitetura multi-celular escalável com conexão sem de linha de visada (NLOS) [19].

Os canais sem fio podem ser adicionalmente distinguidos por diferentes ambientes de propagação, tais como: urbanos, suburbanos e rurais, internos e externos, etc, onde cada um destes ambientes possui certas particularidades que os diferenciam uns dos outros.

Um conjunto de modelos de propagação aplicável à uma arquitetura multicelular tem tipicamente as seguintes características:

- Estação base com altura de antena entre 15 - 40 m;
- Receptor com antena direcional com antena com altura entre 2 - 10 m;
- Célula com raio inferior a 10 km;
- Variedade de tipos de terrenos e de densidade de vegetação;
- Requisito de cobertura de célula, entre 80 a 90% de cobertura.

Onde o canal sem fio é caracterizado por:

- Perda de propagação, incluindo o efeito de sombra;
- Espalhamento de atraso de multipercurso;

- Características de desvanecimento;
- Efeito Doppler;
- Interferência co-canal e de canal adjacente.

Todos estes parâmetros de canal são variáveis aleatórias e, portanto é possível somente uma caracterização estatística das mesmas. Em geral isto é feito em função dos dois primeiros momentos da distribuição aleatória (média e variância).

3.1 Canal rádio

Nem sempre é muito claro o que é referenciado como canal sem fio em um sistema de comunicação uma vez que há instâncias múltiplas no processo de transmissão e recepção do sinal. Adotaremos o enfoque proposto por [20] na classificação de canais, focando no canal rádio e no canal de modulação. Isto é, neste trabalho o canal sem fio é modelado pelo efeito da resposta impulsiva do canal mais o efeito do ruído térmico, sendo o primeiro efeito tratado nesta subseção enquanto que o segundo efeito é tratado na subseção 3.7.

O canal rádio consiste do canal de propagação e das antenas de transmissão e de recepção. Este canal será linear e recíproco tão quanto é possível considerar as antenas lineares, bilaterais e passivas, desta forma o canal será somente afetado pela atenuação.

O sinal recebido é influenciado pelo canal rádio somente por um fator multiplicativo “a atenuação”, que é um resultado de três efeitos diferentes [20]:

- Perda de propagação, que é um efeito determinístico dependente da distância entre o transmissor e receptor e da frequência de operação do sinal;
- Sombreamento, que é um efeito não determinístico, que também causa flutuações no nível do sinal recebido. Este efeito é devido à soma de diversos fenômenos de propagação tais como: reflexão, difração, refração, espalhamento, etc. Na literatura algumas vezes o sombreamento é definido como desvanecimento lento;
- Desvanecimento, que é um efeito que possui natureza estocástica, que leva à variações do nível de sinal significativas sob um período de tempo de observação pequeno como ms ou μ s. O desvanecimento é sempre causado por propagação com multipercursos.

3.2 Perda de propagação

Os modelos de propagação tradicionalmente são focados na predição do valor médio de sinal recebido a uma dada distância do transmissor e frequência de operação, estes modelos são úteis para estimar a área de cobertura de um sistema e são normalmente classificados como modelos de propagação de grande-escala [3].

A perda de propagação influencia as ondas eletromagnéticas em termos de perda de potência em função da distância entre o transmissor e receptor bem como da frequência utilizada.

Existem diversos modelos na literatura [3, 20, 21] para o cálculo da perda de propagação, sendo que estes podem ser classificados em modelos “exatos” e modelos empíricos e semi-empíricos.

Entre os modelos “exatos” o mais conhecido é o modelo de propagação de espaço livre. Este modelo é usado para prever o nível de sinal recebido em condições de conexão em linha de visada entre o transmissor e o receptor, que são condições mais típicas de enlaces de satélite e sistema microondas.

A perda de propagação, obtida pelo cálculo exato das equações de Maxwell, é dada por [3]:

$$PL (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log_{10} \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (3.1)$$

Onde P_t é a potência de transmissão, P_r é a potência de recepção, G_t é o ganho da antena de transmissão, G_r é o ganho da antena de recepção, λ é o comprimento de onda (em metros) e d é a distância entre o transmissor e o receptor (em metros).

A consideração de enlace LOS normalmente não é muito realista para sistemas com arquitetura celular em ambientes urbanos, suburbanos e em ambientes internos, onde condições de propagação NLOS são bem mais comuns e uma grande variedade de fenômenos tais como: reflexão, difração, refração, espalhamento e multipercursos são presentes. Por esta razão vários modelos empíricos e semi-empíricos têm sido desenvolvidos para calcular a perda de propagação entre o transmissor e receptor em ambientes específicos para diversas faixas de frequência de operação.

3.2.1 Modelo de Hata-Okumura

O modelo mais utilizado para predição e simulação de atenuação de propagação em ambientes macro celulares é o modelo de Hata-Okumura [22, 23]. Este é um modelo empírico não dispersivo no tempo e é válido para a seguinte faixa de parâmetros [3]:

- Frequência de operação: de 150 a 1500 MHz;
- Distância: de 1 a 20 Km;
- Altura da antena do transceptor da estação base: de 30 a 200 m;
- Altura da antena do transceptor da estação terminal: de 1 a 10 m.

A perda de propagação para este modelo é dada por [3]:

$$PL (dB) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log(h_{te})) \cdot \log d - \beta \quad (3.2)$$

Onde f_c é a frequência de transmissão (em MHz), h_{te} é altura efetiva da antena de transmissão da estação base (em metros), h_{re} é altura efetiva da antena de recepção da estação terminal (em metros), d é a distância de separação entre o transmissor e o receptor (em km) e β é um fator de correção que depende do meio ambiente.

O fator β para o caso urbano pode assumir os seguintes valores [3]:

$$\beta = \begin{cases} (1.1 \log(f_c) - 0.7) \cdot h_{re} - (1.56 \log(f_c) - 0.8) \text{ dB} \\ \text{pequenas e médias cidades} \\ 8.29 (\log(1.54 \cdot h_{re}))^2 - 1.1 \text{ dB} \\ \text{para áreas urbanas e } f_c \leq 300 \text{ MHz} \\ 3.2 (\log(11.75 \cdot h_{re}))^2 - 4.97 \text{ dB} \\ \text{para áreas urbanas e } f_c \geq 300 \text{ M} \end{cases} \quad (3.3)$$

Para outros meios ambientes, os seguintes fatores de correção se aplicam ao fator β acima [3]:

$$\beta_2 = \begin{cases} \beta_{urbano} - 2(\log(f_c / 28))^2 - 5.4 \text{ dB} \\ \text{áreas suburbanas} \\ \beta_{urbano} - 4.78(\log(f_c))^2 + 18.33(\log(f_c)) - 35.94 \text{ dB} \\ \text{áreas rurais quase abertas} \\ \beta_{urbano} - 4.78(\log(f_c))^2 + 18.33(\log(f_c)) - 40.94 \text{ dB} \\ \text{áreas rurais abertas} \end{cases} \quad (3.4)$$

Este modelo foi estendido pelo modelo COST 231-Hata [24], que ampliou a faixa de frequências de operação do modelo de Hata-Okumura até 2 GHz. O modelo COST 231-Hata também contém correções para ambientes urbano, suburbano e rural.

3.2.2 Modelo de Erceg *et al.*

O modelo de Hata-Okumura, assim como o modelo COST 231-Hata, não é muito apropriado para terrenos com densidade de vegetação de moderada a alta, para terrenos montanhosos e para condições onde a altura das antenas da estação base sejam inferiores aos 30 m [19].

Para a correção destas limitações foi proposto um modelo por Erceg [25], o qual cobre as três categorias de terrenos mais típicas dos Estados Unidos.

A categoria de máxima atenuação é aquela com terrenos montanhosos com uma densidade de vegetação de moderada a alta (denominada de Categoria A), a categoria mínima é aquela com terreno quase sempre plano e com leve densidade de vegetação (Categoria C), sendo a categoria B classificada como uma condição intermediária as duas anteriores.

Para uma determinada distância de referência d_0 , a perda de propagação média é dada por:

$$PL = A + 10 \gamma \log_{10}(d / d_0) + s \quad (3.5)$$

para $d > d_0$

Onde $A = 20 \log_{10}(4\pi d_0 / \lambda)$; λ é o comprimento de onda em metros, γ é o expoente da perda de propagação com $\gamma = (a - b \cdot h_{te} + c / h_{te})$, para h_{te} entre 10 m e 80

m, $d_0 = 100\text{m}$ e a , b , c são constantes que dependem da categoria do terreno conforme indicado na Tabela 3.1 abaixo [25].

Tabela 3.1 - Parâmetros do modelo de perda de propagação.

Parâmetro do Modelo	Categoria A	Categoria B	Categoria C
a	4.0	3.5	3.0
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

O efeito de sombreamento é representado por s , que segue uma distribuição lognormal. O valor típico do desvio padrão de s é entre 8.2 e 10.6 dB, dependendo do tipo de densidade da vegetação presente no terreno.

O modelo de atenuação proposto por Erceg [25] é baseado em estudos realizados em frequências de operação em torno dos 2 GHz e para antenas receptoras com alturas de aproximadamente 2 m. Para utilizar este modelo com outras frequências ou alturas de antenas de recepção entre 2 e 10 m, deve-se incluir termos de correção.

O modelo de perda de propagação modificado com os termos de correção é dado por:

$$PL_{\text{mod}} = PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \quad (\text{dB}) \quad (3.6)$$

Onde PL é a perda de propagação dada na equação (3.5). ΔPL_f (em dB) é o termo de correção de frequência dado por $\Delta PL_f = 6 \log_{10} (f / 2000)$, onde f é a frequência de operação em MHz e ΔPL_h (em dB) é o termo de correção da altura da antena receptora dado por:

$$\Delta PL_h = -10.8 \log_{10} (h / 2); \quad (3.7)$$

para categoria A e B.

$$\Delta PL_h = -20 \log_{10} (h / 2); \quad (3.8)$$

para categoria C.

Onde h é a altura da antena receptora compreendida entre 2 e 10 m.

3.3 Perfil de atraso do multipercurso

Os modelos empíricos e semi-empíricos podem ser divididos em duas categorias: dispersivos no tempo e não dispersivos no tempo. O modelo dispersivo no tempo fornece informações relativas às características dispersivas do canal, isto é, o espalhamento de atraso do canal que ocorre devido aos multipercursos. Para antenas diretivas o perfil de atraso pode ser representado por um formato com decaimento exponencial mais um delta de Dirac [19]; isto é caracterizado por um atraso τ_{rms} que é definido como:

$$\tau_{rms}^2 = \sum_j P_j \cdot \tau_j^2 - (\tau_{avg})^2 \quad (3.9)$$

Onde, $\tau_{avg} = \sum_j P_j \cdot \tau_j$, τ_j é o atraso da j -ésima componente do perfil de atraso. P_j é igual à relação entre a potência da j -ésima componente de atraso pela potência total de todas as componentes.

Um modelo de espalhamento de atraso foi proposto em [26] baseado em um grande número de dados publicados. Neste modelo foi encontrado que o espalhamento de atraso rms segue uma distribuição lognormal e a mediana desta distribuição cresce como uma potência da distância. Este modelo de espalhamento de atraso foi desenvolvido para ambientes rurais, suburbanos, urbanos e montanhosos e tem a seguinte forma:

$$\tau_{rms} = T_1 d^\epsilon y \quad (3.10)$$

Onde τ_{rms} é o espalhamento de atraso rms , d é a distância em km, T_1 é o valor da mediana do τ_{rms} à distância $d = 1$ km, ϵ é um expoente que varia entre 0.5-1.0 e y é uma variável lognormal.

Dependendo do terreno, da distância, da diretividade da antena e de outros fatores, os valores típicos do atraso de espalhamento rms podem variar de dezenas de ns a alguns μs .

3.4 Distribuição dos desvanecimentos, fator K

Em geral o desvanecimento de sinal recebido em banda estreita é caracterizado por uma distribuição Rice. O parâmetro chave desta distribuição é o fator K , definido como a relação da potência da componente direta (potência da componente LOS) pela potência da componente em desvanecimento (ou componente “espalhada”). $K=0$ corresponde a um desvanecimento Rayleigh puro enquanto que $K=\infty$ corresponde a um canal sem desvanecimento.

A determinação dos fatores K para um cenário é complexo por que variam de acordo com a perda de propagação, com o espalhamento de atraso, com a correlação da antena, as características específicas do modem e de outros parâmetros que influenciam as características do sistema.

A distribuição do fator K pode ser considerada lognormal, com a mediana como uma função da estação do ano, da altura da antena, do feixe da antena e da distância. O desvio padrão encontrado na prática é em geral cerca de 8 dB [19].

No modelo de Erceg [25], o fator K é especificado de modo a satisfazer o requisito de que 90% das conexões dentro de uma célula sejam servidas com 99,9 % de confiabilidade.

A Figura 3.1 mostra a função de distribuição cumulativa do desvanecimento para vários fatores K . Por exemplo, para $K = 0$ dB se obtém um desvanecimento de 30 dB com uma probabilidade de 0,1%, enquanto que para um fator K de 6 dB, a probabilidade de um desvanecimento de 30 dB será de 0.01%.

O impacto das probabilidades de desvanecimentos depende do projeto do sistema, por exemplo, se é previsto a diversidade de espaço, a função de retransmissão (ARQ) ou se é não ofertado a qualidade de serviço (QoS).

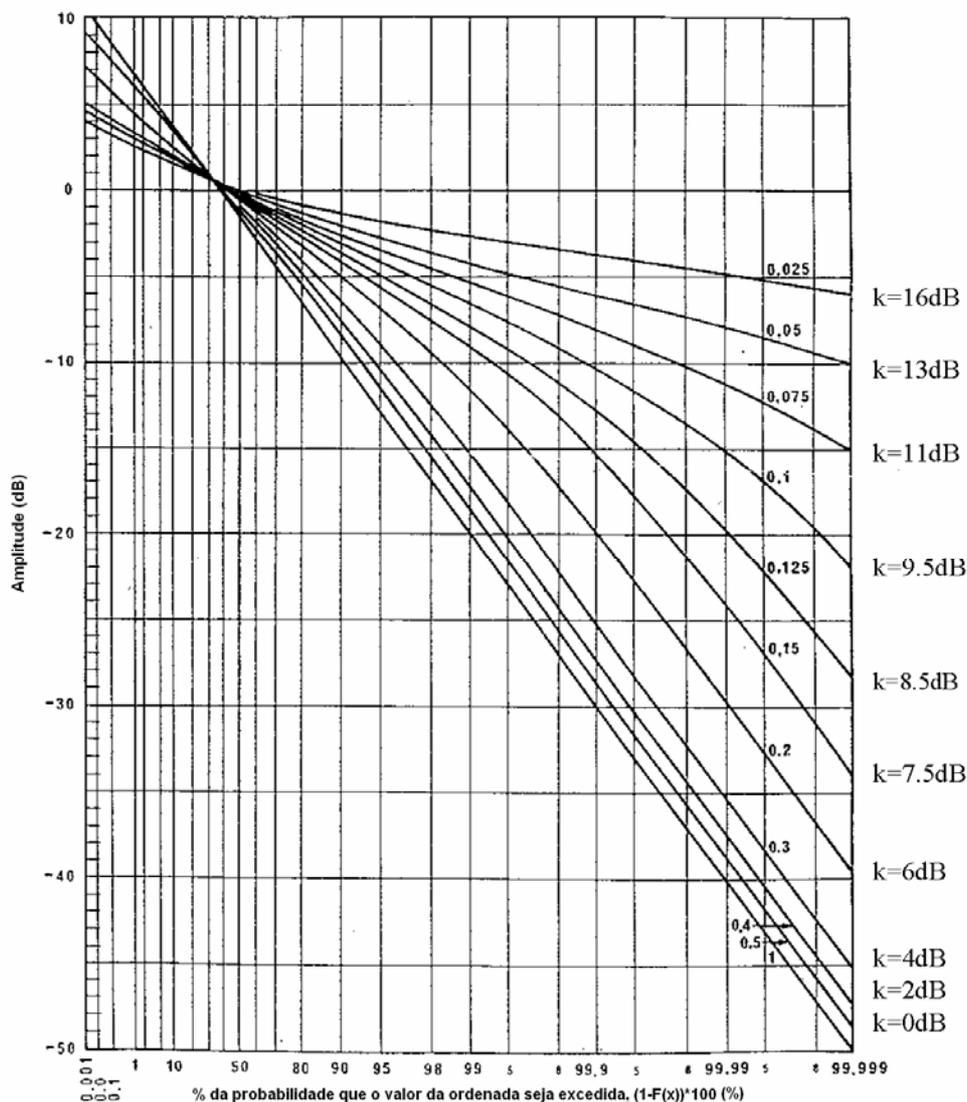


Figura 3.1 - Distribuição do desvanecimento Rice [19].

3.5 Espectro Doppler

Nos canais sem fio fixos a densidade espectral de potência Doppler (PSD, do inglês *Power Spectrum Density*) da componente de espalhamento é distribuída principalmente em torno da frequência de $f = 0$ Hz, como mostrado na Figura 3.2 [19].

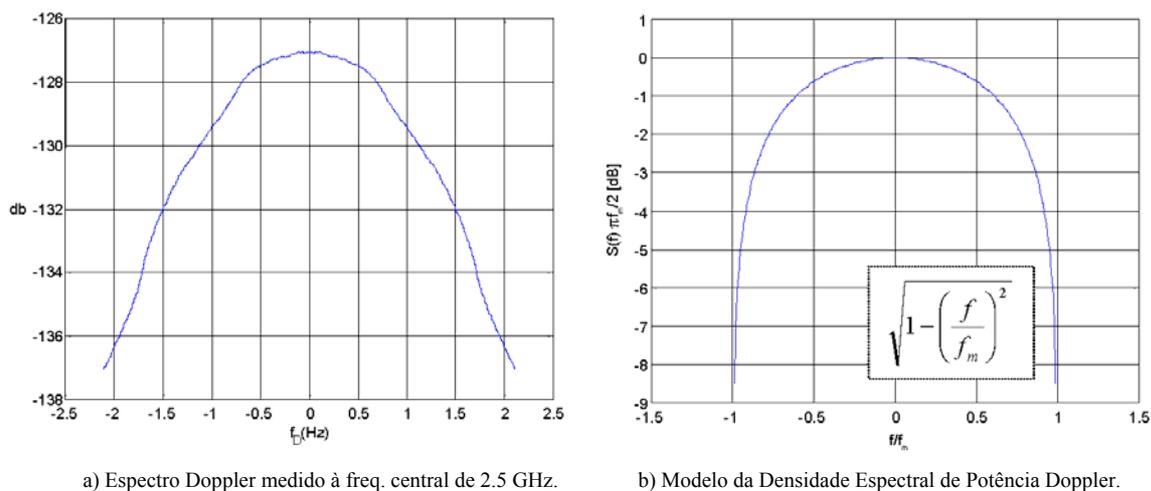


Figura 3.2 - Espectro Doppler [19].

Devido ao fato do modelo proposto por Erceg *et al.* [19] ser um modelo para sistemas sem fio fixos, a forma do espectro utilizada é diferente do espectro clássico de Jakes para os canais móveis. Uma primeira aproximação da PSD Doppler tem uma forma redonda, como a mostrada na Figura 3.2b, que tem a vantagem de ser disponível na maior parte dos simuladores de canais de radiofrequência existentes.

Esta PSD pode ser aproximada por:

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1.72 f_0^2 + 0.785 f_0^4 & |f_0| \leq 1 \\ 0 & |f_0| > 1 \end{cases}, \quad f_0 = \frac{f}{f_m} \quad (3.11)$$

A função é parametrizada pela máxima frequência Doppler f_m . Alternativamente, pode também ser usado como parâmetro o ponto de -3dB, onde f_{-3dB} é referenciada a f_m através

$$\text{de } f_{-3dB} = \frac{\sqrt{3}}{2} f_m.$$

3.6 Modelo de canal SUI

O grupo de trabalho 802.16 do IEEE teve a incumbência de desenvolver os padrões técnicos relativos aos sistemas de acesso fixo sem fio. Após o desenvolvimento de padrões para bandas de frequências acima de 11 GHz [7], esforços foram feitos para o desenvolvimento de padrões para bandas de frequências abaixo de 11 GHz [8, 9, 10]. Para as bandas de frequências abaixo de 11 GHz foi escolhido o modelo de canal desenvolvido pela Universidade de Stanford, denominado de modelo de canal SUI.

Os modelos de canal SUI foram originalmente definidos para a banda de frequência dos sistemas MMDS (do inglês *Multipoint Microwave Distribution System*) nos Estados Unidos, que operam na faixa de 2.5 GHz a 2.7 GHz.

A idéia por trás da definição de modelo de canal SUI era a de estabelecer parâmetros que representassem canais “reais” encontrados na prática pelos sistemas sem fio fixos. Estes modelos poderiam então ser usados em simulações, projeto, desenvolvimento e em testes das tecnologias aplicáveis nos sistemas fixos de acesso à banda larga sem fio.

O modelo SUI especifica seis modelos de canais diferentes, estes são divididos em três tipos de canal, nominalmente A, B e C (assim como no modelo de Erceg [25]). A Tabela 3.2 classifica os seis canais de acordo com os tipos de terreno.

Tabela 3.2 - Classificação dos tipos de terreno.

Tipo de Terreno	Canal SUI
C	SUI-1, SUI-2
B	SUI-3, SUI-4
A	SUI-5, SUI-6

As Tabelas 3.3 e 3.4 classificam os diferentes canais de acordo com o fator K .

Tabela 3.3 - Fator K : pequeno [19].

Doppler	Espalhamento de atraso baixo	Espalhamento de atraso moderado	Espalhamento de atraso grande
Pequeno	SUI-3	-	SUI-5
Grande	-	SUI-4	SUI-6

Tabela 3.4 - Fator K : alto [19].

Doppler	Espalhamento de atraso baixo	Espalhamento de atraso moderado	Espalhamento de atraso grande
Pequeno	SUI-1, SUI-2	-	-
Grande	-	-	-

A estrutura genérica do modelo do canal SUI, apresentada na Figura 3.3, é aquela para canal MIMO, que inclui como subestrutura as outras configurações do tipo SISO (do inglês *Single Input Single Output*), SIMO (do inglês *Single Input Multiple Output*) e MISO (do inglês *Multiple Input Single Output*). A estrutura do canal SUI é a mesma tanto para o sinal direto como para os canais interferentes.

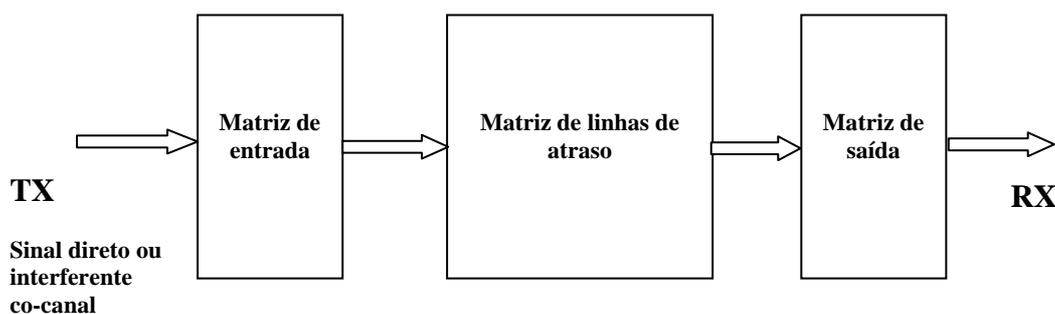


Figura 3.3 - Estrutura Geral do Canal SUI [19].

Os blocos da estrutura são definidos da seguinte maneira:

- Matriz de entrada: Bloco que modela a correlação entre os sinais de entrada quando são utilizadas múltiplas antenas de transmissão;

- Matriz de linhas de atraso: Bloco que modela o desvanecimento devido aos multipercursos do canal. O desvanecimento de multipercurso é modelado como um modelo de 3 raios, com atrasos não uniformes. O ganho associado a cada atraso é caracterizado por uma distribuição Rice (para um fator $K > 0$) ou de Rayleigh (para um fator $K = 0$) e também pela máxima frequência Doppler;

- Matriz de saída: Bloco que modela a correlação entre os sinais de saída quando se utiliza múltiplas antenas de recepção.

A Figura 3.4 ilustra um caso da geração do canal SUI para 2 antenas de transmissão e duas antenas de recepção.

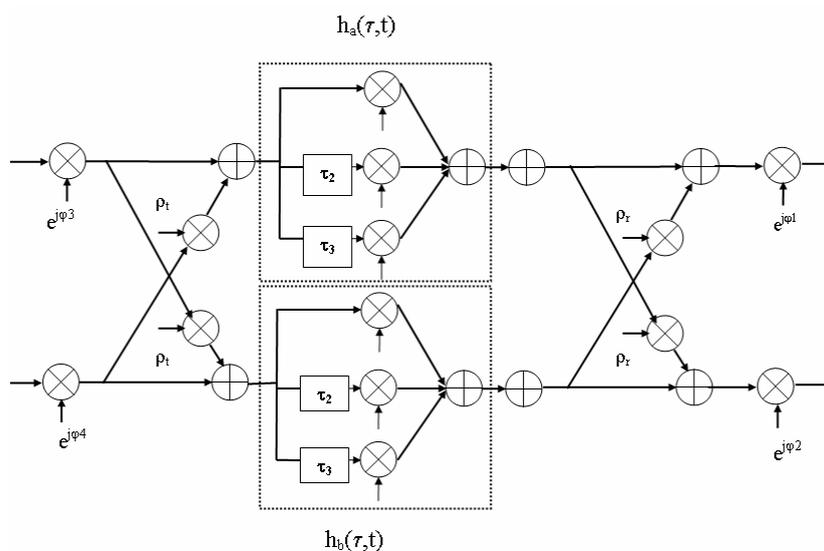


Figura 3.4 - Canal SUI para duas antenas de TX e duas de RX.

Onde $h_a(\tau, t)$ e $h_b(\tau, t)$ são variáveis Gaussianas complexas independentes com fator K (K_i), atraso (τ_i) e espalhamento Doppler (ν_i), ρ_t é o parâmetro de correlação entre as antenas de transmissão e ρ_r é o parâmetro de correlação entre as antenas de recepção. As fases φ_i ($i=1, 2, 3, 4$) correspondem aos ângulos de chegada e saída dos sinais em cada antena. Os modelos de canal SUI podem ser restringidos aos casos SIMO, MISO ou SISO simplesmente desconectando os pontos de entrada e saída de acordo com o arranjo utilizado de antenas.

3.6.1 Canal SUI modificado

Utilizando a estrutura genérica do canal SUI, vista anteriormente e assumindo o seguinte cenário, foram construídos seis canais SUI que representam canais reais.

O cenário definido para os canais SUI modificados é:

- Dimensão da célula: 7 km de raio;
- Altura da antena da BS: 30 m;
- Amplitude do feixe da antena da BS: 120°;
- Altura da antena receptora: 6 m;
- Amplitude do feixe da antena receptora: 360° (omni) ou 30°.

Para uma antena com abertura do feixe de 30° é usado um espalhamento de atraso cerca de 2.3 vezes menor do que o de uma antena omnidirecional. Como consequência, a potência da segunda linha de atraso é atenuada adicionalmente de 6 dB e a potência da terceira linha de atraso é atenuada de mais 12 dB. Os atrasos e as potências são consistentes com o perfil de atraso do modelo Cost 207 [27] quando se usa uma antena receptora omnidirecional.

- Somente polarização vertical;
- Cobertura de célula de 90% com uma confiabilidade de 99.9%.

As Tabelas 3.5 a 3.10 [19] ilustram os parâmetros dos seis canais SUI definidos. Nestas Tabelas temos as seguintes definições:

- O ganho total do canal não é normalizado. Antes de usar um modelo SUI, o fator de normalização especificado deve ser adicionado a cada tap para se atingir uma potência média total de 0 dB. O fator de normalização para a antena omnidirecional é dado pelo parâmetro F_{omni} enquanto que o F_{30° corresponde ao fator de normalização da antena direcional com abertura de 30°;

- O Doppler especificado é o parâmetro de máxima frequência (f_m) do espectro arredondado, como descrito em 3.5;

- ρ_{env} corresponde ao fator de correlação das antenas, equivale ao ρ_t e ρ_r definidos na Figura 3.4;

- O Fator da Redução do Ganho (GRF) é a redução da potência média total para uma antena de 30° comparada a uma antena omnidirecional. Se forem utilizadas antenas de

30° o GRF especificado deve ser adicionado à perda de propagação. As três linhas de atraso são igualmente influenciadas devido aos efeitos da difusão local;

- Os fatores K são valores lineares, não valores em dB e foram arredondados ao número inteiro mais próximo;
- Nas Tabelas são indicadas os fatores K para a cobertura da célula de 90% e de 75%, por exemplo, 90% e 75% das locações das células têm respectivamente, fatores K maiores ou iguais ao valor do fator K especificado. Para os canais SUI 5 e 6, são também indicados os valores do fator K a 50%.

Tabela 3.5 - Canal SUI-1 [19].

Canal SUI - 1				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	0.8	μs
Potência (ant. omni)	0	-15	-20	dB
Fator K 90% (omni)	4	0	0	
Fator K 75% (omni)	20	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-21	-32	dB
Fator K 90% (30°)	16	0	0	
Fator K 75% (30°)	72	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{env} = 0.7$		Tipo de Terreno: C		
Fator de redução de Ganho: GRF = 0 dB		Antena Omnidirecional: $\tau_{rms} = 0.111 \mu s$,		
Fator de Normalização: Fomni = -0.1771 dB, F30° = -0.0371 dB		Antena 30°: $\tau_{rms} = 0.042 \mu s$,		

Tabela 3.6 - Canal SUI-2 [19].

Canal SUI - 2				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	1.1	μs
Potência (ant. omni)	0	-12	-15	dB
Fator K 90% (omni)	2	0	0	
Fator K 75% (omni)	11	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-18	-27	dB
Fator K 90% (30°)	8	0	0	
Fator K 75% (30°)	36	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{env} = 0.5$		Tipo de Terreno: C		
Fator de redução de Ganho: GRF = 2 dB		Antena Omnidirecional: $\tau_{rms} = 0.202 \mu s$,		
Fator de Normalização: Fomni = -0.3930 dB, F30° = -0.0768 dB		Antena 30°: $\tau_{rms} = 0.069 \mu s$,		

Tabela 3.7 - Canal SUI-3 [19].

Canal SUI - 3				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	0.9	μ s
Potência (ant. omni)	0	-5	-10	dB
Fator K 90% (omni)	1	0	0	
Fator K 75% (omni)	7	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-11	-22	dB
Fator K 90% (30°)	3	0	0	
Fator K 75% (30°)	19	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{env} = 0.4$ Fator de redução de Ganho: GRF = 3 dB Fator de Normalização: Fomni = -1.5113 dB, F30° = -0.3573 dB		Tipo de Terreno: B Antena Omnidirecional: $\tau_{rms} = 0.264 \mu$ s, Antena 30°: $\tau_{rms} = 0.123 \mu$ s,		

Tabela 3.8 - Canal SUI-4 [19].

Canal SUI - 4				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	1.5	4	μ s
Potência (ant. omni)	0	-4	-8	dB
Fator K 90% (omni)	0	0	0	
Fator K 75% (omni)	1	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-10	-20	dB
Fator K 90% (30°)	1	0	0	
Fator K 75% (30°)	5	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{env} = 0.3$ Fator de redução de Ganho: GRF = 4 dB Fator de Normalização: Fomni = -1.9218 dB, F30° = -0.4532 dB		Tipo de Terreno: B Antena Omnidirecional: $\tau_{rms} = 1.257 \mu$ s, Antena 30°: $\tau_{rms} = 0.563 \mu$ s,		

Tabela 3.9 - Canal SUI-5 [19].

Canal SUI - 5				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	4	10	μ s
Potência (ant. omni)	0	-5	-10	dB
Fator K 90% (omni)	0	0	0	
Fator K 75% (omni)	0	0	0	
Fator K 50% (omni)	2	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-11	-22	dB
Fator K 90% (30°)	0	0	0	
Fator K 75% (30°)	2	0	0	
Fator K 50% (30°)	7	0	0	
Doppler	2	1.5	2.5	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{env} = 0.3$ Fator de redução de Ganho: GRF = 4 dB Fator de Normalização: Fomni = -1.5113 dB, F30° = -0.3573 dB		Tipo de Terreno: A Antena Omnidirecional: $\tau_{rms} = 2.842 \mu$ s, Antena 30°: $\tau_{rms} = 1.276 \mu$ s,		

Tabela 3.10 - Canal SUI-6 [19].

Canal SUI - 6				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	14	20	μs
Potência (ant. omni)	0	-10	-14	dB
Fator K 90% (omni)	0	0	0	
Fator K 75% (omni)	0	0	0	
Fator K 50% (omni)	1	0	0	
Potência (ant. 30°)	0	-16	-26	dB
Fator K 90% (30°)	0	0	0	
Fator K 75% (30°)	2	0	0	
Fator K 50% (30°)	5	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Correlação da Antena: $\rho_{\text{env}} = 0.3$		Tipo de Terreno: A		
Fator de redução de Ganho: GRF = 4 dB		Antena Omnidirecional: $\tau_{\text{rms}} = 5.240 \mu\text{s}$,		
Fator de Normalização: Fomni = -0.5683 dB, F30° = -0.1184 dB		Antena 30°: $\tau_{\text{rms}} = 2.370 \mu\text{s}$,		

A Figura 3.5 mostra um envelope de desvanecimento típico do canal SUI 3.

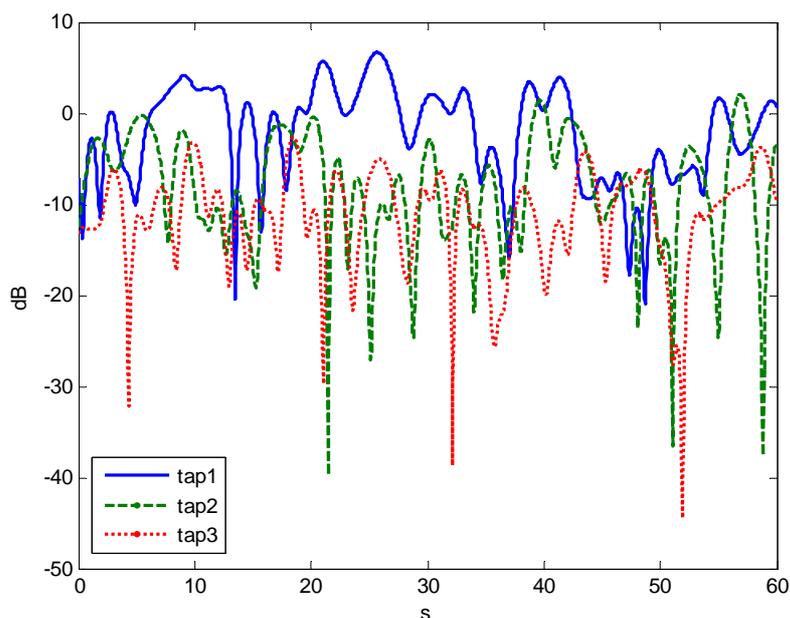


Figura 3.5 - Envelope de desvanecimento de um Canal SUI 3.

3.6.2 Extensão dos Modelos de canal SUI para outras frequências

Os modelos estatísticos propostos para o espalhamento de atraso, para o fator K e para o GRF podem ser usados na faixa de frequência entre 1-4 GHz. Em [28] é ilustrado os fatores de correção adequados para se poder utilizar os modelos de canal SUI para uma faixa de frequência estendida.

3.7 Canal de modulação

O canal de modulação consiste do canal de rádio mais todos os componentes de sistema, tais como amplificadores e osciladores. Isto é, compreende a saída do modulador no lado de transmissão até entrada do demodulador no lado de recepção [20]. A característica linear deste canal depende das características individuais dos componentes entre o modulador e demodulador.

Enquanto o efeito do canal rádio tem um impacto em termos de atenuação no relacionamento entre o sinal transmitido e recebido, o canal de modulação tem um impacto aditivo neste relacionamento. Entre os efeitos deste canal pode-se citar, por exemplo, o ruído, interferência, efeitos das não-lineares dos amplificadores, efeito do ruído de fase dos osciladores, etc. Trataremos aqui somente do efeito relativo aos ruídos, em particular do ruído AWGN enquanto que os efeitos das não-lineares dos amplificadores e efeito do ruído de fase dos osciladores serão abordados em um capítulo à parte.

3.7.1 Ruído

Ruído é a denominação para sinais elétricos aleatórios e imprevisíveis provenientes de causas naturais tanto externas como internas ao sistema. Quando estes sinais são adicionados a um sinal que contém informação, este pode ser parcialmente mascarado ou totalmente eliminado. O ruído é difícil de ser completamente eliminado, constituindo um dos problemas básicos dos sistemas de comunicações. Ruído e interferência desempenham papéis similares nos sistemas de comunicações. Porém eles são muito diferentes em sua natureza.

O ruído é composto de tensões que ocorrem aleatoriamente. Estas tensões são descorrelacionadas em fase e frequência e podem ter amplitudes grandes. Fontes naturais de ruído podem incluir radiação cósmica, distúrbios atmosféricos e principalmente ruído de circuitos elétricos, etc. Já a interferência são “ruídos” causados/produzidos pelo homem e provêm, por exemplo, de equipamentos elétricos/eletrônicos que produzem sinais de tipo “ruído”, mas muito frequentemente com propriedades regulares.

3.7.2 Ruído térmico

O ruído térmico é causado pela agitação térmica dos elétrons em todos os componentes dissipativos, como resistências, fios, etc. De fato, elétrons em um resistor não são estacionários, têm movimentos aleatórios. Como os movimentos de elétrons constituem corrente, este movimento térmico aleatório leva a presença de uma corrente aleatória no resistor equivalente dos circuitos. Uma vez que o movimento dos elétrons é aleatório, a média desta corrente é zero.

O ruído introduzido pelo canal pode também tomar um número de formas diferentes. A característica espectral primária do ruído térmico, na maioria dos sistemas de comunicação, é que a densidade de potência espectral é a mesma para todas as frequências de interesse. Em outras palavras, a fonte de ruído térmico emite uma quantidade de potência de ruído por unidade de banda igual para todas as frequências, de *DC* até cerca de 1 THz [4, 29].

3.7.3 Ruído Gaussiano branco

Teoricamente, o espectro de frequências do ruído branco é infinito e em função desta particularidade, dizemos que o ruído branco é um ruído do tipo Gaussiano devido à possibilidade de representar as suas características através de uma distribuição de probabilidades Gaussiana. O modelo AWGN é simples, facilmente analisado em uma variedade de contextos e pode prover um modelo razoavelmente preciso do que está acontecendo em vários sistemas de comunicação. O ruído térmico é um exemplo típico de ruído Gaussiano.

A mecânica quântica mostra que a densidade espectral de potência do ruído térmico é dada por [30]:

$$S_{th}(f) = \frac{hf}{2(e^{hf/k_B T} - 1)} \quad (3.12)$$

onde h denota a constante de Planck (6.6×10^{-34} Js) e a k_B a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T temperatura absoluta em Kelvin. A Figura 3.6 mostra o espectro de potência dado pela equação 3.12.

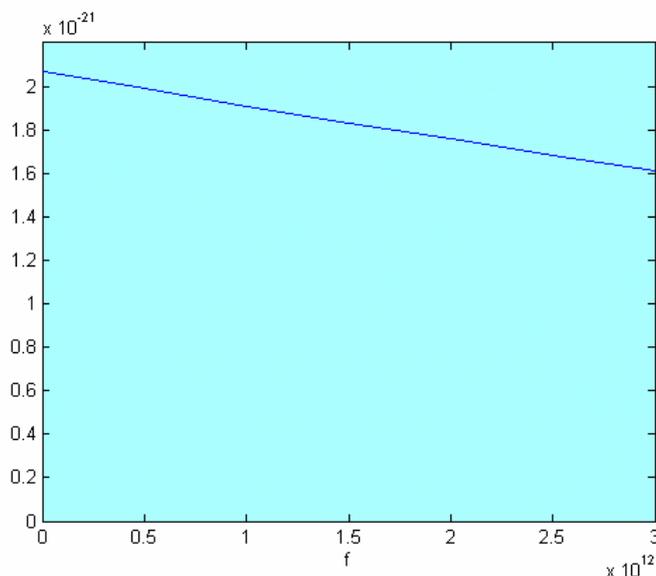


Figura 3.6 - Densidade espectral do ruído branco.

Este espectro atinge seu máximo em $f = 0$ e o seu valor de seu máximo é $k_B T/2$. O espectro vai de 0 até o infinito. A 2 THz (temperatura de 300k), $S_{th}(f)$ está aproximadamente a 80% de seu valor máximo, que está muito acima das frequências empregadas em sistemas de comunicação convencionais. Desta forma conclui-se que embora o ruído térmico não seja precisamente branco, ele pode ser modelado como tal para a maioria dos casos práticos, onde o seu espectro de potência é igual a $k_B T/2$. O valor $k_B T$ é usualmente denotado como N_0 [30].

Assim, o modelo simples de ruído térmico pode assumir que a densidade de potência espectral de ruído $S_{th}(f)$ é plana para todas as frequências, podendo então ser denotada como:

$$S_{th}(f) = \frac{N_0}{2} \text{ W/Hz} \quad (3.13)$$

O fator de 2 indica que a $S_{th}(f)$ é uma densidade espectral de banda lateral dupla (de $-\infty$ a $+\infty$), pois a porção branca real do ruído tem um valor N_0 constante de banda lateral única de 0 à $+\infty$. Conforme mencionado anteriormente é esta particularidade de possuir uma densidade espectral uniforme sob toda a banda é que dá a característica de ruído branco. A denominação “branca” é usada no mesmo sentido que com a luz branca, que contém quantidades iguais de potência em todas as frequências dentro da banda visível da radiação eletromagnética.

O efeito no processo de detecção de um canal com ruído branco aditivo Gaussiano (*AWGN*) é que o ruído afeta cada símbolo transmitido independentemente. O termo aditivo significa que o ruído é simplesmente superposto ou somado ao sinal, não havendo mecanismos multiplicativos no processo [4, 29]. Um canal deste tipo é chamado de canal sem memória.

No canal sem memória a saída é simplesmente a entrada mais o ruído Gaussiano de banda larga. Assim o canal de ruído aditivo Gaussiano branco pode então ser descrito em termos simples de entrada x e saída y , que são relacionadas por [31]:

$$y = x + n_G \quad (3.14)$$

Uma vez que o ruído térmico está presente em todos os sistemas de comunicação e é a fonte de ruído proeminente para a maioria dos sistemas, as características do ruído térmico – aditivo, branco e Gaussiano, são mais freqüentemente usados para modelar o ruído em sistemas de comunicação. Como o ruído Gaussiano com média zero é completamente caracterizado pela sua variância, o modelo é particularmente simples de usar na detecção de sinais.

Desta forma n_G , na equação 3.14, é a variável aleatória gaussiana com média zero e variância σ^2 (Figura 3.7) e x são os valores discretos de entrada. Disto tudo resulta que a função densidade de probabilidade condicional da saída y , dada a entrada x , é igual a [31]:

$$p(y | x = x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(y-x_i)^2/2\sigma^2} \quad (3.15)$$

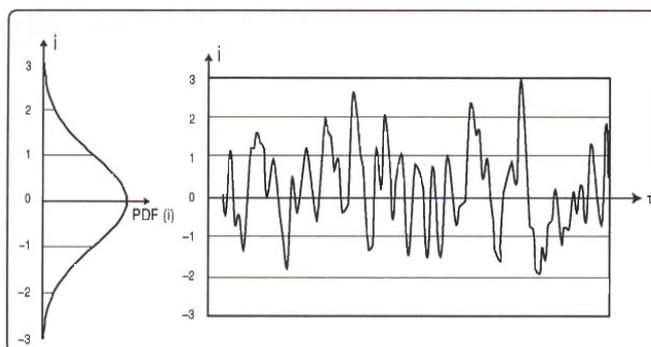


Figura 3.7 - PDF do ruído térmico e uma curva típica.

Neste ponto da discussão são apresentados alguns dos parâmetros normalmente utilizados na representação de relações sinal/ruído [32] em sistemas sem fio:

- Densidade de ruído, N_0 .

O termo densidade de ruído refere-se a potência de ruído que é presente em uma largura de banda normalizada de 1 Hz, isto é:

$$N_0 = N_{total}/W \quad (3.16)$$

onde N_{total} = potência de ruído total medida em um sistema que tem uma banda de ruído W .

- E_b/N_0 relação entre a energia de bit e a densidade de potência de ruído.

A relação E_b/N_0 é um dos parâmetros mais freqüentemente utilizados em sistemas de comunicações digitais, pois permite a comparação de sistemas tendo taxas de transmissão diferentes, ou seja, independentemente da banda ocupada pelo sistema.

A energia por bit E_b é obtida pela multiplicação da potência média do sinal S pela duração do bit:

$$E_b = ST_b \quad (3.17)$$

- Relacionamento entre E_b/N_0 e SNR

Conforme dito anteriormente, a relação E_b/N_0 é uma quantidade mais conveniente para comparações de desempenho e cálculos de sistemas. Entretanto em medidas práticas é mais conveniente medir à relação SNR (sinal/ruído).

E_b/N_0 e SNR são relacionadas da seguinte forma:

Sendo $E_b = ST_b = S/f_b$ e $N_0 = N/BW$;

Onde f_b é a freqüência ou taxa de bits e BW é a banda ocupada pelo sistema, resultando então:

$$E_b/N_0 = ST_b / (N/BW) = S \cdot BW / (Nf_b) \quad (3.18)$$

3.8 Sumário do capítulo

Neste capítulo foi apresentado os principais conceitos relativos aos canais utilizados pelos sistemas de banda larga fixa, como o WiMAX. Foi feita uma pequena revisão dos canais utilizados para ambientes macro-celulares. Em especial foi feita uma descrição do canal SUI, que foi o modelo de canal adotado pelo grupo de trabalho 802.16 do IEEE como modelo para os sistemas de acesso fixo sem fio para as bandas de frequências abaixo de 11 GHz, que é o caso da interface aérea WirelessMAN-OFDM.

4. MODELO DE AMPLIFICADOR NÃO LINEAR E RUÍDO DE FASE NO OFDM

O OFDM tem certas deficiências quando comparado com sistemas de portadora única, principalmente no que tange às distorções geradas por amplificadores não lineares, aos efeitos do ruído de fase dos osciladores e problemas de sincronização da frequência de portadora. Dada a relevância deste assunto no desempenho global dos sistemas que utilizam a modulação OFDM, diversos estudos sobre estas imperfeições têm sido desenvolvidos por vários pesquisadores no mundo [33-41].

O objetivo deste capítulo é apresentar modelos que podem ser utilizados em simulações para se verificar o impacto das imperfeições devido às não linearidades dos amplificadores, bem como do ruído de fase dos osciladores de RF no desempenho global do sistema.

4.1 O problema do pico de potência nos sistemas OFDM

O OFDM assim como todos os sistemas multiportadora possui uma grande faixa dinâmica de sinal, o que o torna particularmente sensível às não linearidades dos amplificadores de potência de transmissão [1, 2, 12].

Basicamente, um sinal OFDM consiste em N subportadoras moduladas independentemente, a soma coerente destas diversas portadoras produz uma grande relação potência de pico-potência média (PAPR) definida como:

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |x(t)|^2 dt \right]} \quad (4.1)$$

Onde $x(t)$ é o símbolo OFDM no domínio do tempo e T_s é a duração deste símbolo. Encontra-se igualmente na literatura uma definição no tempo discreto, a relação pico-média (PAR, do inglês *Peak to Average Ratio*).

$$PAR(x) = \frac{\max_i |x(i)|^2}{E \left[\frac{1}{N_s} \|x(n)\|^2 \right]} \quad (4.2)$$

Em geral $PAPR(x) \geq PAR(x)$ o que leva de certo modo a valores muito otimistas se a avaliação é feita com o sinal no tempo discreto.

Em um símbolo OFDM quando N sinais são adicionados com a mesma fase, eles produzem um pico de potência que é N vezes a potência média. Desta forma é evidente que quanto maior o número de subportadoras, maior será o PAPR em um sinal OFDM. A potência de pico é definida como a potência da onda senoidal com uma amplitude igual ao valor do máximo envelope. Assim, uma portadora não modulada tem uma PAPR de 0 dB. Uma medida alternativa da variação do envelope de um sinal é o fator de crista, que é definido como o valor máximo do sinal dividido pelo valor *rms* do sinal. Para uma portadora não modulada, o fator de crista é igual 3 dB, sendo que esta diferença de 3 dB entre a PAPR e o fator de crista também se mantém para outros sinais, desde que a frequência central seja grande em comparação com a largura de banda do sinal [1, 2].

Tais características do OFDM levam à necessidade de amplificadores de potência lineares com uma dinâmica muito grande, aumentando a complexidade dos conversores analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A), o que na prática é custoso ou provoca um aumento na complexidade de implementação do sistema.

4.2 Distribuição da PAPR no OFDM

O sinal complexo de banda base de um símbolo OFDM composto de N subportadoras pode ser escrito como:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N a_n \exp(jw_n t) \quad (4.3)$$

Onde a_n corresponde aos símbolos a serem transmitidos, para uma modulação QPSK, por exemplo, $a_n \in \{-1, 1, j, -j\}$. Devido aos componentes em fase e quadratura do sinal OFDM serem superposições de muitas senóides, para valores grandes de N , pode-se

argumentar fazendo uso do teorema do limite central que ambas são processos aleatórios gaussianos, cada um com uma média zero e variância 1/2. A amplitude do sinal OFDM, entretanto, tem uma distribuição de Rayleigh, enquanto a potência tem uma distribuição qui-quadrada central com dois graus de liberdade e média zero, com uma distribuição cumulativa dada por [1, 2]:

$$F(z) = 1 - e^{-z} \quad (4.4)$$

A Figura 4.1 mostra a probabilidade da PAPR exceder um certo limiar. Podemos ver que as curvas para vários números de portadoras são próximas à curva da distribuição Gaussiana (curva *d* na Figura 4.1) até o valor PAPR ficar dentro de alguns decibéis do valor máximo do nível de PAPR de $10\log_{10}N$, onde N é o número de subportadoras.

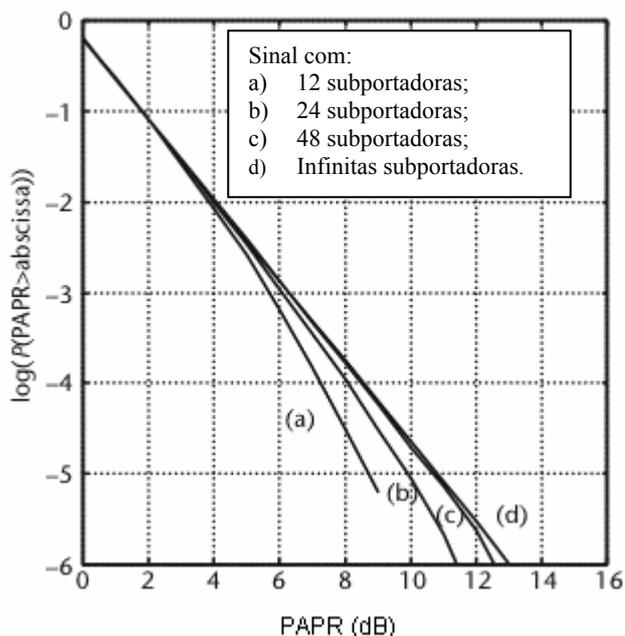


Figura 4.1 - Distribuição da PAPR em um sinal OFDM.

Da Figura acima percebe-se que valores altos de PAPR ocorrem com baixa frequência, com isto é possível remover estes picos ao custo de uma pequena quantidade de auto-interferência. O desafio é manter a radiação espectral desta auto-interferência tão baixa quanto possível.

Diversas técnicas foram propostas para reduzir a PAPR. Elas podem ser classificadas em três categorias principais [1, 2]:

1) A primeira categoria consiste em técnicas de distorção que reduzem a amplitude dos picos por uma distorção não-linear do sinal responsável por estes picos [42, 43]. Exemplos destas técnicas de distorção são o *clipping*, janelamento de pico (*peak windowing*) ou ainda, o cancelamento de pico (*peak cancellation*). O *clipping* consiste simplesmente em limitar o sinal a uma certa amplitude, o que equivale a uma multiplicação do sinal OFDM por uma janela retangular. O janelamento de pico corresponde, por exemplo, a uma multiplicação do sinal por uma janela de Hamming ou de Kaiser. Esta técnica serve inclusive para limitar as emissões espectrais fora de banda. No método de cancelamento de pico, uma função de referência, por exemplo, uma função *sinc*, é subtraída do sinal.

2) A segunda categoria consiste em utilizar código corretores de erro com características especiais [44, 45, 46] que eliminam ou limitam os símbolos OFDM que possuam um PAPR elevado.

3) A terceira categoria é a randomização (*scrambling*) [47], na qual o sinal é multiplicado por seqüências especiais de aleatorização e o sinal resultante com a menor PAPR é selecionado.

Entretanto, na prática a adoção destes métodos é condicionada a compatibilidade das mesmas com os padrões existentes.

4.3 Redução da PAPR

A maneira mais simples de reduzir a PAPR é restringir o sinal de tal modo que a amplitude de pico torna-se limitada a um nível máximo desejado. Embora o *clipping* seja definitivamente a solução mais simples, existem alguns problemas associados com esta técnica. Devido à distorção da amplitude do sinal OFDM, um tipo de auto-interferência é introduzido o que degrada a BER. A distorção não linear do sinal OFDM aumenta significativamente o nível da radiação fora de banda, o que causa impacto nos níveis de emissão espectral requerido pelos órgãos reguladores em relação a sistemas de radiocomunicação. Para remediar o problema da radiação fora de banda do *clipping*, utiliza-se um enfoque diferente que é o de multiplicar os picos do sinal com uma janela não retangular ao invés da janela retangular utilizada pelo *clipping*.

Em um sistema prático, os aspectos do planejamento de rede sem fios requerem que uma máscara espectral não seja excedida pelos sistemas de radiocomunicação. Tipicamente,

esta máscara espectral é definida pelos órgãos ou agências regulamentadoras como ETSI, ANSI, Anatel e ela nos informa a máxima emissão fora de banda permitida para uma dada faixa de frequência. A Figura 4.2 mostra um exemplo da máscara espectral para o caso do sistema WirelessMAN-OFDM 256, de acordo com a definição da norma ETSI EN 301 021 [48]. Nesta norma a frequência é normalizada com respeito à frequência central da portadora com largura de banda 1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, etc, de tal modo que o lóbulo principal é localizado entre as frequências normalizadas de -0.5 e $+0.5$.

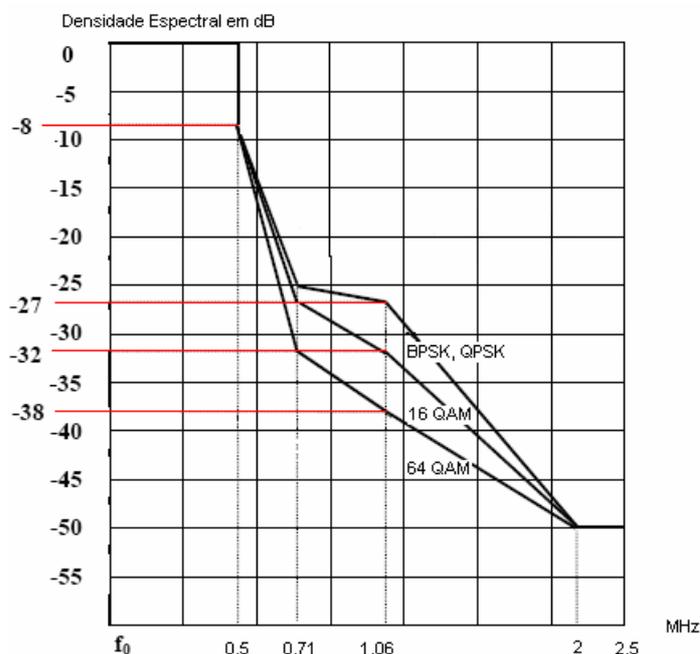


Figura 4.2 - Exemplo de máscara de emissão espectral para o sistema WiMAX.

Para preencher os requerimentos da máscara de espectro frequentemente é necessário reduzir os lóbulos laterais, isto pode ser feito tanto por filtragem digital como por janelamento. A filtragem digital e o janelamento são técnicas duais, porém a utilização do janelamento é mais simples uma vez que requer um número de operações de multiplicação menor do que a da filtragem digital [1].

O janelamento é uma técnica bem conhecida para reduzir o nível destes lóbulos laterais e assim reduzir as emissões de potência fora de banda além também de servir como um método de redução de PAPR. Em um sistema OFDM, a janela aplicada não deve influenciar o sinal durante seu período efetivo. Desta forma, as partes do símbolo ciclicamente estendido são formatados como mostrada na Figura 4.3 [49].

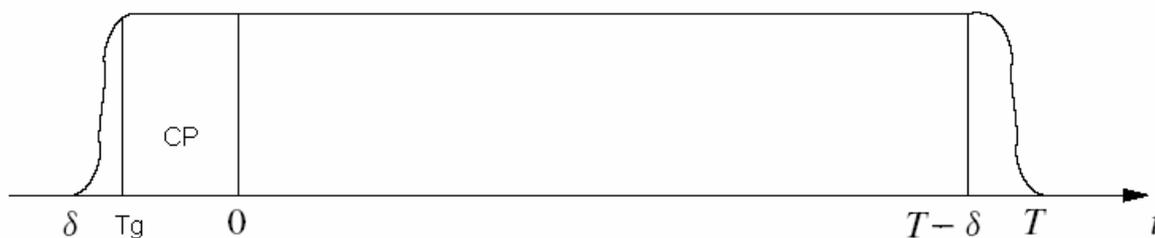


Figura 4.3 - Janelamento em um símbolo OFDM.

Note que neste exemplo o prefixo cíclico (CP) adicional estende o intervalo de guarda, com isto a robustez ao espalhamento de atraso do canal é ligeiramente melhorada, mas por outro lado a eficiência é adicionalmente reduzida, uma vez que parte da janela é também descartada pelo receptor. Por outro lado, para sistemas onde o tempo de símbolo total é especificado, ocorre justamente o contrário. Isto é, o tamanho do prefixo cíclico é diminuído de algumas amostras de sinal OFDM e a eficiência é ligeiramente melhorada.

O sinal OFDM, ciclicamente estendido, é então multiplicado por esta janela. O sinal permanece inalterado dentro do intervalo $T_g < t < T - \delta$. A janela comumente utilizada é a cujo formato segue um pulso raiz de cosseno levantado, cujos fatores de *roll-off* (denotado por δ) são escolhidos pequenos para evitar a diminuição ou aumento significativo do intervalo de guarda (T_g). Normalmente são utilizados valores na faixa de 0.02 a 0.3. A janela de raiz de cosseno levantado, pode ser definida da seguinte maneira [1]:

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\delta T_s)) & 0 \leq t \leq \delta T_s \\ 1 & \delta T_s \leq t \leq (T_s - \delta) \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\delta T_s)) & (T_s - \delta) \leq t \leq (1 + \delta)T_s \end{cases} \quad (4.5)$$

Poderiam também ser utilizadas janelas de Hamming, Kaiser, Gaussiana, etc, para a realização do janelamento de pico e formatação espectral.

4.4 *Back-off* em um amplificador não-linear de potência

Conforme mostrado em [1, 2] o janelamento de pico é muito efetivo em reduzir as emissões fora de banda, porém a utilização de um amplificador não linear de potência acaba produzindo distorções que podem gerar novamente emissões espectrais fora da banda. Para limitar a distorção do sinal, em geral, é utilizada uma destas duas técnicas: operar os amplificadores com níveis de potência média significativamente abaixo da potência de saturação, isto é, utilizar o amplificador com um recuo de potência (*back-off*) e pré-distorcer o sinal antes da amplificação. Na prática muitas vezes é feita uma combinação de ambas as soluções para melhorar o desempenho do sistema. A idéia é fazer com que a característica total do sistema seja linearizada, sem uma perda substancial de potência de saída e mantendo um bom resultado de taxa de erro de bit e de relação custo-benefício.

Em um sistema OFDM a PAPR antes de uma pré-distorção através dos métodos de *clipping* ou janelamento de pico não dá um indício direto de qual é o *back-off* requerido pelo amplificador para um funcionamento adequado do sistema. Por exemplo, para um sistema OFDM com 64 portadoras a PAPR é cerca de 18 dB, porém neste caso não é verdade que o *back-off* requerido pelo sistema deva ser da ordem de 18 dB para se ter uma distorção mínima do sinal. Conforme pode ser visto na Figura 4.1, PAPR altas têm baixa probabilidade de ocorrência. Já no caso da utilização de uma das técnicas de limitação de pico, o valor do *back-off* será ligeiramente superior à limitação imposta pela técnica *clipping* ou janelamento de pico, porque uma parte significativa das amostras do sinal estará perto da nova taxa máxima de PAPR. A determinação de valores adequados de *back-off* tende a ser feita através de simulação ou por análise de métodos teóricos que vêm sendo desenvolvido em vários trabalhos, como por exemplo em [33, 34, 35]. No caso de sistemas OFDM codificados (COFDM, do inglês *Coded OFDM*) onde o sistema faz utilização de codificação a análise teórica torna-se mais complexa sendo então mais fácil a utilização da simulação para a verificação do impacto da distorção do amplificador no desempenho do sistema.

4.4.1 Amplificadores

O amplificador de potência recebe o sinal do conversor D/A e o amplifica até o nível especificado de transmissão. Os transistores, apesar de serem governados por equações não lineares, podem ser usados para se 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.

Nenhum amplificador, seja de potência ou não, tem faixa ilimitada de funcionamento linear. As distorções não-lineares tornam-se mais proeminentes quando a potência do sinal de entrada é aumentada, pois todos os amplificadores reais limitam a sua potência de saída. Quando este limite é aproximado as distorções aumentam rapidamente, anulando todos os benefícios obtidos pelo sistema com o aumento da potência. A característica da linearidade do amplificador 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.

Os amplificadores TWTA (do inglês *Traveling Wave Tube Amplifier*) e GaAs FET (do inglês *Gallium Arsenide Field Effect Transistor*) são frequentemente usados em sistemas de radiocomunicação porque eles provêm uma grande largura de banda e potência de RF a um custo razoável [50]. Nestes sistemas do ponto de vista de eficiência de potência, é desejável que o amplificador opere perto do nível de saturação.

A Figura 4.4 mostra uma função de transferência típica de um amplificador real, destacando os *back-offs* de saída (OBO, do inglês *Output Back-Off*) e entrada (IBO, do inglês *Input Back-Off*) que são requeridos pelo sistema para manter tanto as emissões espectrais dentro de um nível aceitável como a degradação de BER.

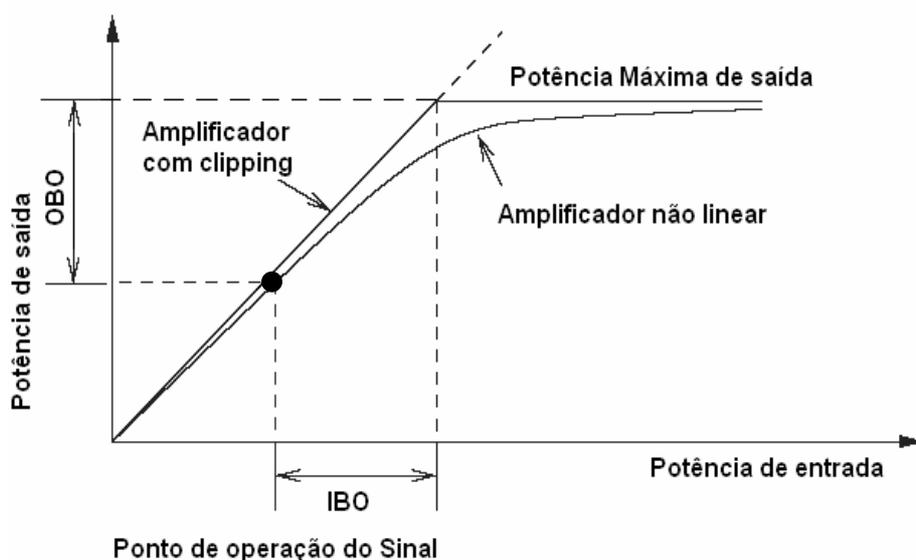


Figura 4.4 - Função de transferência típica de um amplificador não linear.

Nos esquemas de modulação OFDM a grande faixa dinâmica do sinal requer um bom nível de linearidade de modo a controlar as distorções introduzidas no sinal bem como reduzir a perda de desempenho do sistema devido à degradação de BER.

4.4.2 Back-off

Conforme a potência de entrada é aumentada, a potência de saída se aproxima do nível de saturação. Conforme o *back-off* é reduzido, um ponto é alcançado onde qualquer aumento adicional na potência de entrada não resulta em um aumento de potência na saída. A localização deste ponto é dependente das características do amplificador, da modulação utilizada e da filtragem de formatação de pulsos.

Pode-se definir o *back-off* de várias maneiras:

O *back-off* de entrada (IBO) é definido pela razão da potência de entrada requerida para se obter a saturação do sinal pela potência média de entrada.

$$IBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{enSat}}{P_{en}} \right) \quad (4.6)$$

O *back-off* de saída (OBO) é definido pela razão da potência de saída que equivale à potência de saturação pela potência média de saída.

$$OBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{saídaSat}}{P_{saída}} \right) \quad (4.7)$$

Outro modo de definir o OBO frequentemente encontrado na literatura, é em relação ao seu ponto de compressão de 1 dB. O ponto de compressão de 1 dB é definido como o ponto para o qual a saída de um amplificador tem o seu nível 1 dB abaixo da saída de um amplificador ideal de mesmo ganho.

$$OBO_{dB (compr_1dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{saída_compr_1dB}}{P_{saída}} \right) \quad (4.8)$$

Para fins deste trabalho adotaremos a definição estabelecida na equação 4.7.

4.5 Modelo de amplificador não linear de Rapp

Em um amplificador duas formas de distorção não-linear devem ser consideradas: distorção de amplitude (denominada AM-AM), que é a compressão do ganho do amplificador conforme a potência instantânea aumenta, e a distorção de fase (denominada AM-PM) que é a variação da fase do sinal de saída com a potência instantânea [51, 52, 53].

Existem diversos modelos utilizados para modelar as características do amplificador não linear como, por exemplo, o modelo proposto por Saleh [51] para amplificadores TWTA e o modelo de Rapp [52] para amplificador de potência de estado sólido (SSPA, do inglês *Solid State Power Amplifier*).

Uma vez que os sistemas OFDM empregam comumente amplificador de potência de estado sólido [1, 2], é mais adequado apresentar somente o modelo de amplificador de potência de Rapp [1].

A entrada de sinal de um amplificador pode ser expressa por:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (4.9)$$

Em um amplificador as distorções não-lineares podem ser instantâneas ou com memória [53], no modelo de Rapp é assumido que as distorções são instantâneas. Em geral esta hipótese é válida quando todas as constantes de tempo do circuito são muito menores que a frequência do envelope do sinal, caso comum em sistemas de transmissão [51].

Conforme anteriormente citado, a saída de um amplificador é distorcida tanto em amplitude como em fase:

$$y(t) = G[A(t)] \cos\{\omega_0 t + \theta(t) + \Theta[A(t)]\} \quad (4.10)$$

Onde $G[A(t)]$ e $\Theta[A(t)]$ representam as alterações AM/AM e AM/PM, respectivamente. Estas distorções são definidas no modelo de Rapp da seguinte forma:

$$G(A) = \frac{\nu r}{[1 + (\nu r / A_0)^{2p}]^{1/2p}}, \quad \Theta(A) = \alpha_{\Theta} \left(\frac{\nu r}{A_0} \right)^4 \quad (4.11)$$

Onde ν é o ganho de pequeno sinal, $A_0 = \nu \cdot A_s$ é a amplitude de saturação de saída, p é um parâmetro que controla a suavização da transição da região linear para a região não linear, r é o sinal de entrada e A_s a amplitude de saturação de entrada. α_{Θ} é tipicamente ajustado para zero, uma vez que a conversão AM/ PM de um amplificador de estado sólido é pequena o suficiente para ser desprezada.

A Figura 4.5 dá alguns exemplos de função de transferência para alguns valores de p . Uma boa aproximação de amplificadores reais é obtida utilizando-se valores de p na faixa de 2 a 3 [52].

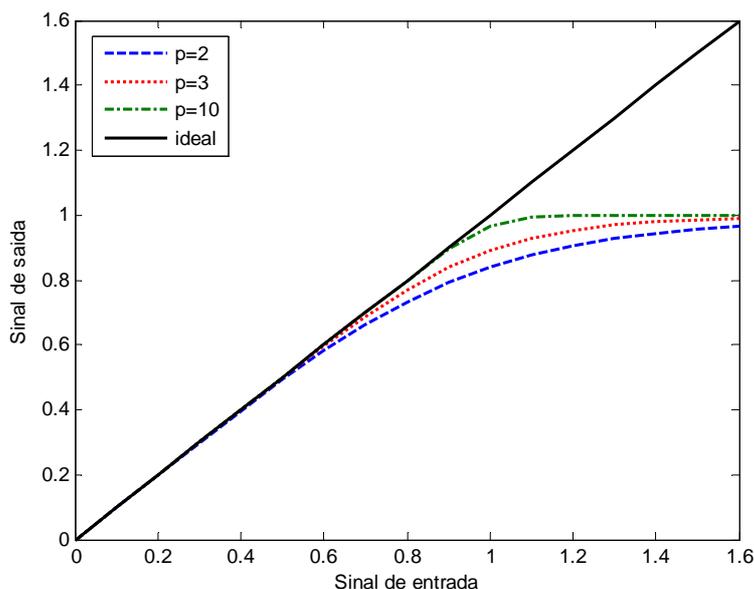


Figura 4.5 - Função de transferência do modelo de Rapp para alguns valores de p .

Na Figura pode se observar que quando p cresce, a curva AM/AM se aproxima de uma transformação não linear ideal, um *soft limiter*, o qual pode ser descrito da seguinte forma [52]:

$$G(A) = \begin{cases} \nu r, & 0 \leq r \leq A_s \\ A_0, & r \geq A_s \end{cases} \quad (4.12)$$

4.6 Efeitos de amplificador não linear no OFDM

Conforme pode ser verificado na literatura [1,2,12], os sistemas OFDM são muito mais sensíveis em relação às não linearidades que os sistemas de portadora única. As não linearidades do amplificador de potência degradam o desempenho de BER e aumentam as radiações fora da banda. As degradações de desempenho podem até ser um problema menos severo quando se utiliza sistema COFDM, como é o caso do sistema WirelessMAN-OFDM, entretanto um alto valor de OBO pode ainda ser necessário para preencher os requerimentos da máscara espectral de potência. Como uma consequência, o amplificador de potência irá trabalhar com uma menor eficiência. Sendo então um ponto chave a determinação de valores de OBO que permitam o sistema funcionar adequadamente em relação às especificações das normas dos sistemas como, por exemplo, IEEE 802.16 [8, 9] e a ETSI EN 301 021 [48] que regulamentam limites de desempenho de BER e emissões espectrais.

4.7 Ruído de fase em Osciladores

A implementação de esquemas OFDM é bem efetiva em eliminar os efeitos do desvanecimento de multipercursos além de possuir uma alta eficiência espectral. Entretanto o OFDM é muito sensível ao *offset* de frequência e ao ruído de fase dos osciladores.

O *offset* de frequência é causado pelo desvio de frequência entre o transmissor e o receptor ou por defasamento Doppler. Este fenômeno tem sido analisado e vários métodos foram propostos para sua estimação e correção [54, 55]. Diferentemente do *offset* de frequência, o ruído de fase é um processo aleatório causado pela flutuação dos osciladores.

4.7.1 Pureza espectral em Osciladores

Osciladores ideais com senóides determinísticas expressadas por $V(t) = V_0 \text{sen}(\omega_0 t)$ não existem no mundo real. Isto significa que todas as senóides geradas por algum circuito prático contém alguma quantidade de ruído de banda estreita associada ao sinal senoidal.

A estabilidade de frequência pode ser definida como o grau de como um gerador ou oscilador produz a mesma frequência através de um período de tempo especificado. Cada fonte de RF ou microondas exibe uma certa quantidade de instabilidade de frequência. Esta

instabilidade pode ser dividida em duas componentes, indicadas como graus de estabilidade de curto e de longo prazo. A estabilidade de longo prazo, ou *drift*, descreve como as variações de frequências ocorrem sobre um longo período de tempo, expressando-as em partes por milhão por hora, dias, meses ou anos. Estabilidade de curto prazo contém todos os elementos que causam alterações na frequência nominal em período de tempo de menos de um segundo de duração. Estas flutuações vêm de sinais não determinísticos tais como ruído, ruído balístico e *1/f flicker noise* que modulam a portadora. Estes ruídos afetam tanto a fase como a amplitude do sinal.

Um sinal senoidal ideal pode ser descrito matematicamente da seguinte forma:

$$V(t) = V_0 \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (4.13)$$

Onde, V_0 é a amplitude do sinal, $2\pi f_0 t$ é a componente de fase linear e f_0 é a frequência do sinal. O sinal gerado por um oscilador real, por sua vez, pode ser modelado de seguinte forma:

$$V(t) = |V_0 + \varepsilon(t)| \text{sen}[2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)] \quad (4.14)$$

Onde $\varepsilon(t)$ corresponde às variações de amplitude e $\Delta\phi(t)$ corresponde ao ruído de fase ou flutuações aleatórias de fase.

A equação 4.14 indica que a saída do oscilador pode ser considerada uma senóide ideal modulada por um processo randômico. Em um oscilador a PSD é geralmente normalizada em relação à potência do sinal senoidal. Osciladores de alta qualidade, naturalmente mais caros, irão ter tipicamente ruído de fase menor que os osciladores mais baratos.

Uma aproximação de uma PSD típica de um oscilador em oscilação livre, ou *free-running*, é mostrada na Figura 4.6 [12]:

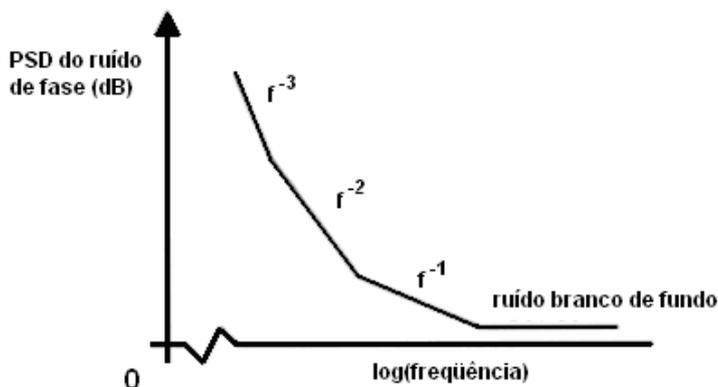


Figura 4.6 - PSD típica de um oscilador em *free-running*.

O ruído de fase é composto por diversas componentes de ruído que seguem uma lei de geração de potência de ruído $1/f^\alpha$ [57]. Por exemplo, a inclinação $1/f^{-1}$ é denominada de ruído azul ou flicker noise, a inclinação $1/f^{-2}$ é equivalente ao ruído branco em frequência e pode ser gerada por um algoritmo que simula o movimento Browniano e pela integração do ruído branco [58].

Na prática, os osciladores utilizados são travados em fase para eliminar erro ou *offset* de frequência, pelas razões previamente discutidas. Quando um *phase-locked loop* é empregado, o espectro do ruído de fase é modificado e desta forma a PSD típica do oscilador terá a forma mostrada na Figura 4.7 [12].

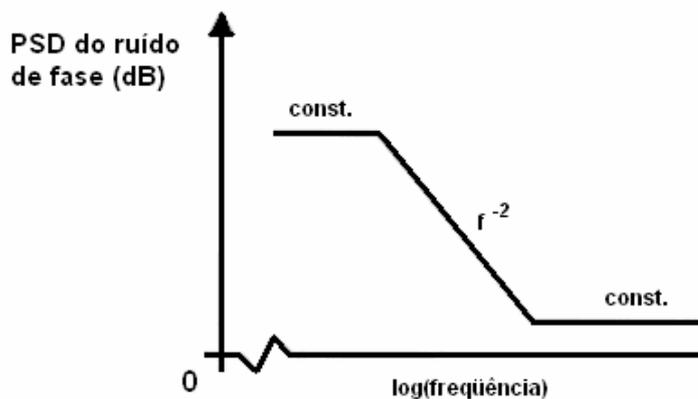


Figura 4.7 - PSD típica de um oscilador travado em fase por um PLL.

Se a porção constante de alta frequência for negligenciada, então a PSD acima com banda lateral dupla será uma PSD Lorentziana.

$$|S_{\phi}(f)|^2 = \frac{1}{\pi} \frac{K_p \beta}{f^2 + \beta^2} \quad (4.15)$$

Onde $|S_{\phi}(f)|^2$ é a PSD do oscilador, β a banda passante de 3 dB e K_p a potência total. O ruído de fase correspondente é um processo de Wiener, no qual todos os incrementos de fase disjuntos são independentes. Este modelo de ruído é frequentemente usado na análise das imperfeições devido ao ruído de fase [1, 12].

4.8 Análise do Ruído de Fase em um sinal OFDM

Os efeitos do ruído de fase, e particularmente a degradação introduzida no sistema OFDM, têm sido analisados por diversos pesquisadores [33, 36-41, 56].

A análise do efeito do ruído de fase que é apresentada a seguir é baseada no enfoque dos trabalhos de [33, 36, 38, 41, 56]. O ruído de fase causa uma degradação na FFT, que destrói a ortogonalidade entre as subportadoras. Como será visto existem dois efeitos do ruído de fase nas subportadoras OFDM: o erro de fase comum (CPE, do inglês *Common Phase Error*) e interferência entre portadoras (ICI, do inglês *InterCarrier Interference*). O CPE causa uma rotação de fase nas subportadoras, que é constante durante o período de um símbolo OFDM. Esta rotação nos pontos da constelação pode ser corrigida pela estimação dos símbolos pilotos. Por sua vez, a ICI introduz interferência entre as subportadoras de um símbolo OFDM, possuindo características aleatórias, não podendo então ser corrigida.

De modo a facilitar a análise assume-se que o sistema é exposto somente ao canal AWGN e a única imperfeição presente no sistema é o ruído de fase. Em geral, o sinal complexo OFDM em banda base pode ser escrito como:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi}{T} kt}, \text{ para } 0 \leq t < T \quad (4.16)$$

Onde $j = \sqrt{-1}$, N é o número total de subportadoras, X_k é o símbolo de dados para a k -ésima subportadora, T é a duração do símbolo OFDM e $1/T$ é o espaçamento entre as subportadoras.

O sinal $s(t)$ é afetado pelo ruído de fase do oscilador local de transmissão ou de TX antes de ser transmitido sobre o canal AWGN. Na recepção o sinal também é afetado pelo ruído de fase do oscilador local de recepção ou de RX.

Isto pode ser expresso da seguinte forma:

$$r(t) = \{s(t) \cdot e^{j\phi_{TX}(t)} + n(t)\} \cdot e^{j\phi_{RX}(t)} \quad (4.17)$$

Onde $n(t)$ é o ruído gaussiano complexo, $\phi_{TX}(t)$ e $\phi_{RX}(t)$ correspondem aos ruídos de fase variantes no tempo gerados pelo oscilador local de transmissão e de recepção. Para facilitar a análise de desempenho do sistema, assume-se que $\phi_{TX}(t) = \phi_{RX}(t) = \phi(t)$, desta forma temos ²:

$$\phi_{total}(t) = \phi_{TX}(t) + \phi_{RX}(t) = 2\phi(t) \quad (4.18)$$

No receptor o sinal da k -ésima subportadora depois do processamento FFT pode ser escrito como:

$$Y_k = \sum_{m=0}^{N-1} r[m] e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi_{total}[m] + \frac{2\pi}{N}(l-k)m} + N_k \quad (4.19)$$

Onde N_k é a versão amostrada do ruído AWGN complexo multiplicado pelo ruído de fase do oscilador local de RX e o processo de ruído de fase aleatório $\phi_{total}[m]$ é dado pela equação 4.18.

De modo a se poder separar os termos do sinal e ruído, supõe-se que $\phi_{total}[m]$ é tão pequeno ($\phi_{total}[m] \ll 1 \text{ rad}$) que $e^{j\phi_{total}[m]}$ pode ser aproximada por:

$$e^{j\phi_{total}[m]} \approx 1 + j\phi_{total}[m] \quad (4.20)$$

² Critério adotado nas simulações.

A suposição feita na equação 4.20 é condizente com a realidade encontrada na prática [12]. Desta forma a equação 4.20 pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$Y_k = X_k + \frac{j}{N} \sum_{t=0}^{N-1} X_t \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{total}(m) e^{-j \frac{2\pi}{N} k(l-k)m} + N_k = X_k + e_k + N_k \quad (4.21)$$

Onde e_k é um termo de erro para cada subportadora, este erro composto por dois componentes: um componente de erro é gerado pela própria k -ésima subportadora e o outro componente de erro é devido a efeito das subportadoras adjacentes.

O primeiro componente é denominado CPE e é definido da seguinte forma:

- **CPE**

Se $I = k$; temos:

$$\frac{jX_k}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{total}(m) = j \cdot X_k \cdot \Phi \quad (4.22)$$

O erro de fase comum é proporcional ao seu valor multiplicado por $j\Phi$ e isto causa rotação da constelação. Φ é dado por:

$$\Phi = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{total}(m) \quad (4.23)$$

Portanto, Φ é uma média do ruído de fase total, sendo constante para todas as subportadoras, permitindo com isto que esta componente de erro possa ser corrigida pelo auxílio de pilotos.

O segundo componente é denominado ICI e é definido da seguinte forma:

- **ICI**

Se $I \neq k$; temos:

$$\frac{j}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_k \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{total}(m) \cdot e^{j \frac{2\pi}{N}(l-k)m} \quad (4.24)$$

Este termo corresponde à somatória de todas as outras $N-1$ subportadoras multiplicadas por alguns números complexos do ruído de fase médio com um deslocamento espectral. Esta componente tem a aparência de um ruído gaussiano e é responsável pela perda de ortogonalidade entre as subportadoras [12, 38, 39].

As componentes espectrais do ruído de fase que contribuem para a magnitude deste erro são aquelas que estão a uma distância superior a $1/T$ (espaçamento das subportadoras) até o valor máximo da largura de banda de ruído. Devido à natureza aleatória desta componente, ela não pode ser corrigida.

Com isto, a subportadora desejada é alterada pela atenuação de magnitude e rotação de fase do ruído na subportadora, bem como da ICI das outras $N-1$ subportadoras ruidosas.

4.9 Modelos de Ruído de Fase em um sinal OFDM

Estudos prévios do ruído de fase, por exemplo [33, 36, 41, 56], analisaram a dependência do sistema com alguns parâmetros como, a largura de banda de 3 dB da densidade espectral Lorentziana.

Conforme citado anteriormente, a PSD típica de um oscilador segue o modelo Lorentziano que pode ser aproximada por uma distribuição Gaussiana, cuja variância é definida por [38, 39]:

$$\sigma_{\phi}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\phi}(f) df \quad (4.25)$$

σ_{ϕ}^2 é a variância da variável aleatória do ruído de fase do oscilador local com distribuição Gaussiana que pode ser encontrada pela integração da PSD do oscilador local.

Basicamente, todos os autores tentam estabelecer um relacionamento entre alguns parâmetros do oscilador de modo a definir o valor da variância do ruído de fase. Pollet *et al.*

[36], por exemplo, estabelece uma normalização em função da largura de banda normalizada de 3 dB (β , do modelo Lorentziano) em função do espaçamento entre as subportadoras ($1/T$), denominado produto βT . A degradação em SNR encontrada devido ao ruído de fase proposto por ele em seu trabalho é [36]:

$$D_{phase} \cong \frac{11}{6 \ln 10} 4\pi\beta T \frac{E_s}{N_0} \quad (4.26)$$

Onde D_{phase} é a degradação da SNR, E_s/N_0 é a relação entre a energia de símbolo e a densidade espectral de ruído gaussiano branco, e βT é o produto da banda de 3 dB da PSD do ruído de fase pelo espaçamento entre subportadoras.

Moeneclaey [59] define a degradação de SNR (para $\sigma_\phi^2 \ll 1 \text{ rad}$) como:

$$D_{phase} \cong 10 \log_{10} \left(1 + \sigma^2 \frac{E_s}{N_0} \right) \text{ (dB)} \quad (4.27)$$

Ryu e Lee [39], por sua vez estabelecem a degradação de SNR da seguinte forma:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{com \{\phi\}} = \frac{\left(\frac{S}{N} \right)_{sem \{\phi\}}}{1 + 4\sigma_\phi^2 \left(\frac{S}{N} \right)_{sem \{\phi\}}} \quad (4.28)$$

Onde $(S/N)_{com \{\phi\}}$ corresponde à SNR com ruído de fase e $(S/N)_{sem \{\phi\}}$ sem ruído de fase.

Entretanto, o parâmetro βT não é facilmente relacionado com as especificações de osciladores encontrados em *datasheets* usados por projetistas de sistema. Armada estabelece em [38] um enfoque que mostra um relacionamento entre a especificação do ruído de fase de um oscilador (dBc/Hz) e os efeitos deste no desempenho do sistema. A maneira mais comum de se especificar o ruído de fase de um oscilador é a função densidade de potência com banda

lateral única $L(f_m)$. Esta representa a relação em dBc entre a potência do ruído de fase (em banda lateral única com banda de 1 Hz e distância f_m da portadora) e a potência da portadora, onde dBc representa dBs em relação à potência da portadora.

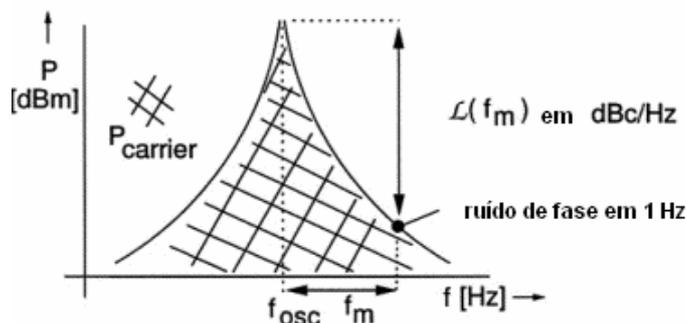


Figura 4.8 - PSD típica de um oscilador travado em fase por um PLL.

Esta caracterização normalmente é realizada utilizando-se um analisador de espectro que consegue medir a PSD do oscilador. Destas medidas, dado que o ruído de fase tem uma média zero, podemos encontrar a variância do ruído de fase da seguinte forma:

$$\sigma_{\phi}^2 = 2 \int_0^b L(f_m) df \quad (4.29)$$

Onde o limite de frequência b pode ser limitado à largura de banda do filtro de banda base no demodulador. Com este valor de variância pode se utilizar, por exemplo, a equação 4.27 ou 4.28 para se encontrar a degradação de SNR introduzida pelo ruído de fase.

4.10 Efeitos do ruído de fase no OFDM

Conforme amplamente relatado na literatura, o efeito do ruído de fase em um sistema OFDM é várias ordens de magnitude mais sensível que nos sistemas de portadora única. Isto já justifica um cuidado especial ao se especificar um oscilador local para um sistema OFDM.

O ruído de fase deve ser cuidadosamente considerado quando se analisa sistemas OFDM, uma vez que uma boa predição deste fenômeno pode permitir que os projetistas de RF e de sistema possam especificar adequadamente as características do oscilador de modo a

se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelo sistema e custo de implementação do oscilador.

Novamente, aqui a análise quando se utiliza um sistema COFDM é complexa e a utilização de simulação torna a verificação do impacto da distorção devido ao ruído de fase do oscilador mais simples.

De modo a facilitar os propósitos da simulação, o formato da densidade de potência não será levado em conta neste trabalho, e sim a variância que é obtida pela PSD que representa a especificação de oscilador local. Conforme Côme *et al.* [56], o desempenho do sistema é principalmente determinado pelo ruído de fase total integrado (representando pela variância σ_{ϕ}^2) sobre a largura de banda ocupada pelo sistema, sendo que o formato da distribuição da função densidade de potência do ruído de fase tem um pequeno impacto neste desempenho.

4.11 Sumário do capítulo

Os sistemas com multiportadoras, como o OFDM, são particularmente sensíveis às distorções introduzidas pelas imperfeições dos osciladores e amplificadores “reais”. Com isto a especificação destes elementos da cadeia de transmissão são um ponto chave na determinação do desempenho do sistema.

Neste capítulo foi feita uma apresentação dos principais modelos utilizados para se representar os efeitos destas distorções bem como uma breve revisão bibliográfica dos principais trabalhos que tratam deste tema.

O objetivo é a utilização destes modelos, através de simulações, para se verificar o impacto destas imperfeições no desempenho global do sistema COFDM, permitindo o estabelecimento de uma faixa de valores de especificação para o amplificador e oscilador de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação destes módulos de RF.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

O estudo de sistemas de comunicações sem fio é uma tarefa muito complexa e requer a definição de muitos parâmetros críticos. Isto é especialmente verdadeiro para os sistemas OFDM, cuja complexidade é geralmente maior do que a dos sistemas que empregam esquemas de modulação com portadora única. A escolha dos parâmetros de sistema é frequentemente um compromisso entre requisitos concorrentes que impactam diretamente no projeto e complexidade do sistema.

Neste trabalho foi construído um simulador, modelado no domínio discreto, para o sistema WiMAX. O objetivo do simulador é permitir a avaliação do desempenho da BER como função da razão E_b/N_0 , sob efeito do canal AWGN, canal SUI, e principalmente a verificação do impacto das imperfeições devido ao uso do amplificador não linear, bem como do ruído de fase dos osciladores no desempenho global do sistema.

Diversos parâmetros podem ser configurados como: tamanho do intervalo de guarda, Rate_ID, largura de banda do sinal, faixa de variação do E_b/N_0 , modelo de canal, etc.

A Figura 5.1 mostra um fluxograma do programa, enquanto a Figura 5.2 ilustra os principais blocos componentes da cadeia de transmissão e recepção. No simulador foram implementados todos os blocos da camada física do padrão IEEE 802.16d [8].

Na transmissão, os dados de entrada são gerados aleatoriamente, estes dados passam então pelo randomizador, codificador e mapeador dos símbolos na constelação M-QAM, onde M assume valores iguais a 4, 16 e 64. Após o mapeador, os dados são enviados a um conversor série-paralelo, bloco IFFT, bloco que adiciona o prefixo cíclico e conversor paralelo-série. O símbolo OFDM a ser transmitido passa então pelo bloco que representa o oscilador local e o amplificador de potência, cujos parâmetros de ruído de fase em dBc/Hz e OBO do amplificador controlam o efeito de distorção destes blocos.

O sinal é enviado ao receptor, após este passar pelo canal. A cadeia de recepção realiza as funções duais àquelas efetuadas na transmissão.

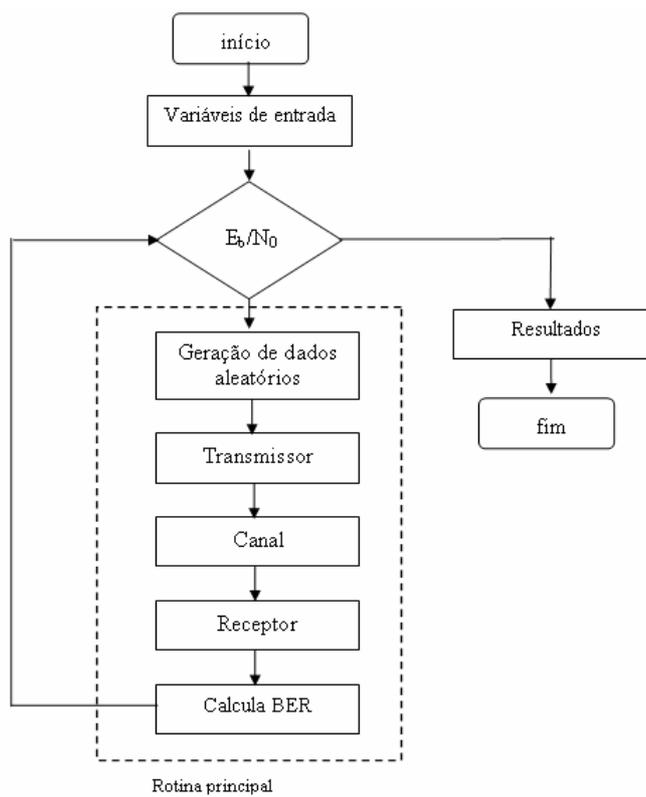


Figura 5.1 - Fluxograma do simulador da camada física do sistema WiMAX.

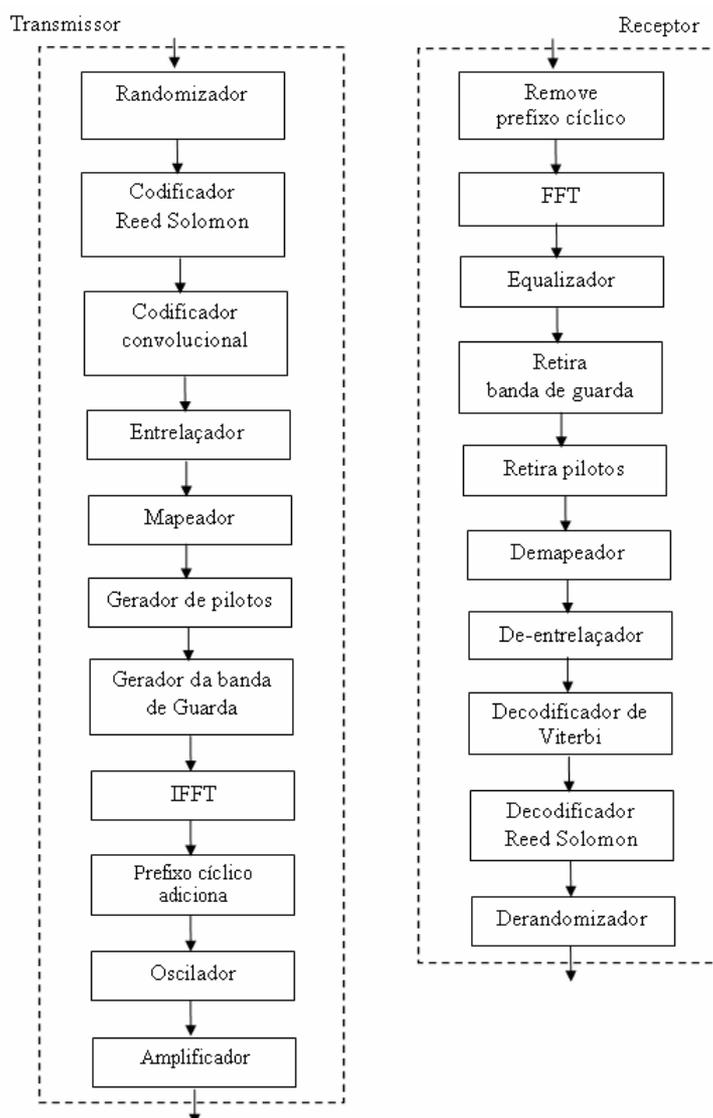


Figura 5.2 - Blocos componentes do simulador da camada física do sistema WiMAX.

5.1 Validação do modelo

Nesta seção são apresentados alguns resultados da tarefa de validação do modelo de simulação.

5.1.1 Sistema não codificado

O efeito do canal AWGN no sinal OFDM se traduz em um conjunto de canais AWGN paralelos com mesma SNR , conforme Figura 5.3. Como consequência, o desempenho será idêntico ao de um sistema com portadora única sobre o canal AWGN à exceção da perda de SNR devido ao uso do prefixo cíclico [1, 7].

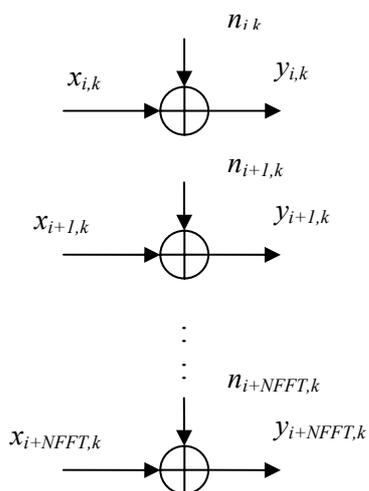


Figura 5.3 - Sistema OFDM ideal pode ser considerado como um conjunto de N canais AWGN em paralelo.

Os valores teóricos para as curvas de desempenho são dados por [3]:

- para a modulação QPSK o desempenho é igual a,

$$P_{e_bit,QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (5.1)$$

- para a modulação 16 QAM e 64 QAM o desempenho é igual a,

$$P_{e_symbol,MQAM} \cong 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3E_s}{(M-1)N_0}}\right) \quad (5.2)$$

Onde M corresponde ao número de níveis da modulação QAM.

O modelo de sistema foi inicialmente testado para as modulações QPSK, 16 QAM e 64 QAM sem codificação e canal AWGN. Os resultados das simulações são apresentados na Figura 5.4, onde se observa o ajuste perfeito entre os resultados teóricos e os das simulações. Disto se conclui que toda a parte de calibração do nível de ruído, bem como que a implementação dos blocos FFT e IFFT foram feitos adequadamente.

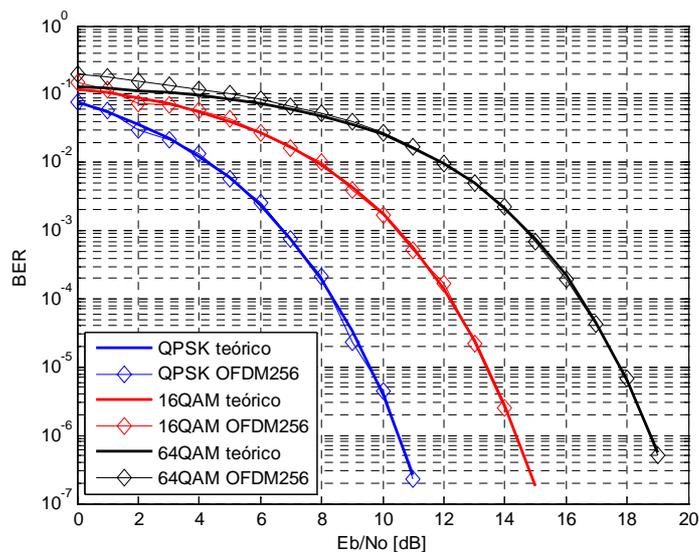


Figura 5.4 - Desempenho do sistema OFDM no canal AWGN para diferentes modulações.

Nas simulações apresentadas na Figura 5.4 o prefixo cíclico não foi considerado. A Tabela 5.1 apresenta a degradação de desempenho caso o prefixo cíclico tivesse sido utilizado.

Tabela 5.1 - Degradação do desempenho da BER com o uso do prefixo cíclico.

Prefixo cíclico	Degradação (dB)
1/4	0,97
1/8	0,51
1/16	0,26
1/32	0,13

5.1.1 Sistema codificado

Para a validação do sistema codificado WirelessMAN-OFDM foi feita uma verificação através dos vetores de teste fornecidos pela norma IEEE 802.16d [8]. Por exemplo, um conjunto de vetores de teste (dados de entrada, dados após o randomizador, depois da codificação, etc) é fornecido nas páginas 444 e 445 de [8] para o Rate_ID 2 (taxa 3/4 com codificação Reed Solomon concatenada com código convolucional e modulação QPSK). A Tabela 5.2 mostra alguns destes vetores. Para garantir a correta implementação dos blocos do transmissor, estes foram modelados de acordo com o padrão 802.16d, e os vetores de saída destes blocos foram comparados com os vetores apresentados na norma.

Os blocos do receptor foram modelados de modo a desempenhar a função dual daqueles do transmissor. Este módulos foram validados, com o mesmo vetor de teste da norma, de forma a se verificar a correta implementação de cada bloco que compõe o receptor.

Tabela 5.2 - Vetores de teste para o RateID=2 em hexadecimal [8].

Dados de entrada
45 29 C4 79 AD 0F 55 28 AD 87 B5 76 1A 9C 80 50 45 1B 9F D9 2A 88 95 EB AE B5 2E 03 4F 09 14 69 58 0A 5D
Dados após o randomizador
D4 BA A1 12 F2 74 96 30 27 D4 88 9C 96 E3 A9 52 B3 15 AB FD 92 53 07 32 C0 62 48 F0 19 22 E0 91 62 1A C1
Dados após o codificador Reed Solomon
49 31 40 BF D4 BA A1 12 F2 74 96 30 27 D4 88 9C 96 E3 A9 52 B3 15 AB FD 92 53 07 32 C0 62 48 F0 19 22 E0 91 62 1A C1 00
Dados após o codificador convolucional
3A 5E E7 AE 49 9E 6F 1C 6F C1 28 BC BD AB 57 CD BC CD E3 A7 92 CA 92 C2 4D BC 8D 78 32 FB BF DF 23 ED 8A 94 16 27 A5 65 CF 7D 16 7A 45 B8 09 CC
Dados após o entrelaçador
77 FA 4F 17 4E 3E E6 70 E8 CD 3F 76 90 C4 2C DB F9 B7 FB 43 6C F1 9A BD ED 0A 1C D8 1B EC 9B 30 15 BA DA 31 F5 50 49 7D 56 ED B4 88 CC 72 FC 5C

A validação do codificador convolucional (com comprimento de restrição 7) e da decodificação suave na demodulação foi feita comparando-se os resultados obtidos com os apresentados por Prasad [1]. A Figura 5.5 apresenta os valores obtidos para dois casos, modulação 16 QAM com código convolucional com taxa 1/2 e 3/4.

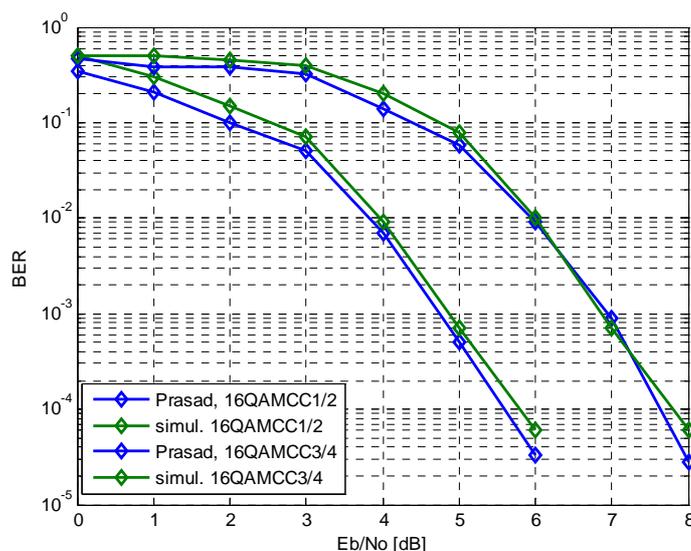


Figura 5.5 - Validação do codificador convolucional.

Da Figura observa-se um bom acordo entre os resultados obtidos e os apresentados por Prasad. A validação do codificador Reed-Solomon foi feita com a constelação 16 QAM com os códigos RS(255,39) e RS(255,247). Neste caso também tivemos um bom acordo entre os resultados obtidos e os apresentados em [60].

5.2 Simulação do sistema WiMAX no canal AWGN

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações para as interfaces OFDM e OFDMA do WIMAX somente para as codificações definidas como obrigatórias pelos padrões IEEE 802.16d [8] e IEEE 802.16e [9].

A Figura 5.6 apresenta as curvas de BER, no canal AWGN, para a interface aérea WirelessMAN-OFDM.

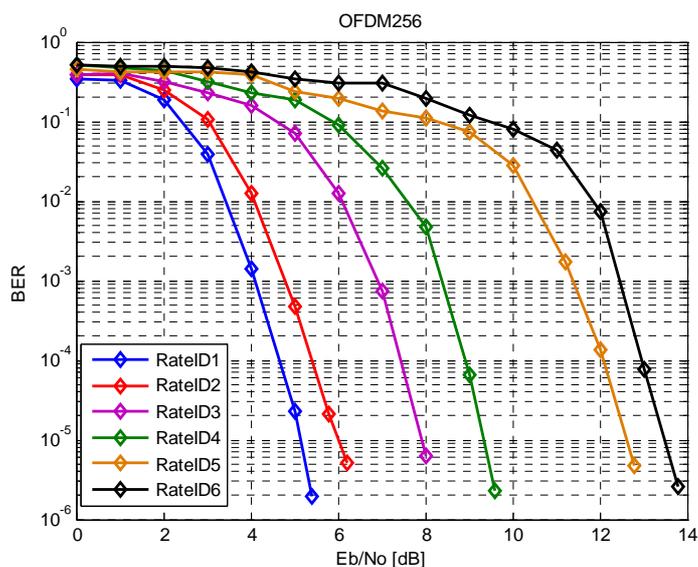


Figura 5.6 - Curvas de BER sistema WirelessMAN-OFDM.

Nesta simulação o sistema foi considerado ideal, isto é, não apresentava os efeitos do amplificador não linear e do ruído de fase do oscilador local. A Tabela 5.3 mostra os parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 5.3 - Configuração utilizada na simulação.

Configurações	Parâmetros
NFFT	256
Subportadoras de dados	192
Prefixo cíclico	0
Subcanalização	Não utilizada
OBO	Amplificador linear (OBO=30dB)
Ruído de fase	Oscilador ideal

A Figura 5.7, por sua vez, apresenta as curvas de BER no canal AWGN para a interface aérea WirelessMAN-OFDMA, no modo OFDMA escalável [9] com FFT e tamanho 256. Neste caso o sistema também foi considerado ideal.

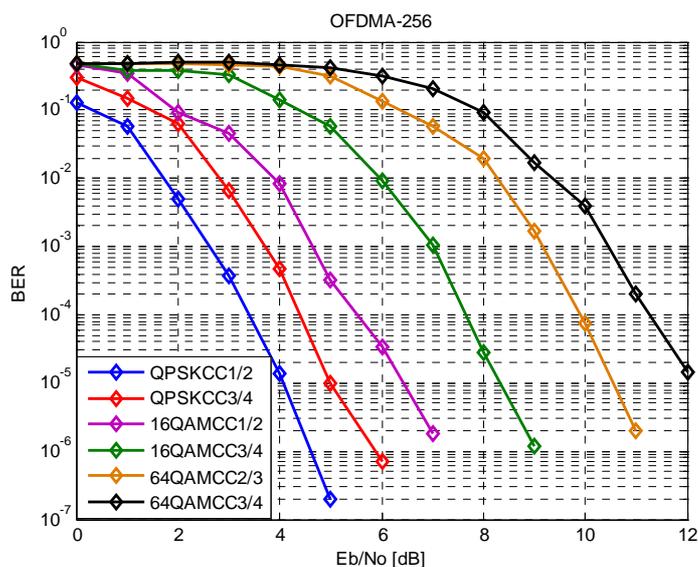


Figura 5.7 - Curvas de BER sistema WirelessMAN-OFDMA256.

A interface aérea WirelessMAN-OFDM, quando se utiliza o Rate_ID 0 e nas transmissões de *uplink* com subcanalização, também prevê o uso do código convolucional com esquema único de codificação, no lugar do esquema concatenado. Portanto os mesmos resultados da Figura 5.7 se aplicam ao sistema OFDM na direção de *uplink* quando utiliza subcanalização.

O ganho de codificação do sistema é substancial com relação ao sistema não codificado. A Figura 5.8 ilustra o ganho de codificação, em relação ao sistema 16 QAM não codificado, para o caso do sistema empregando a interface aérea WirelessMAN-OFDM com Rate_ID 3 e para o caso da modulação 16 QAM com codificação convolucional com taxa 1/2.

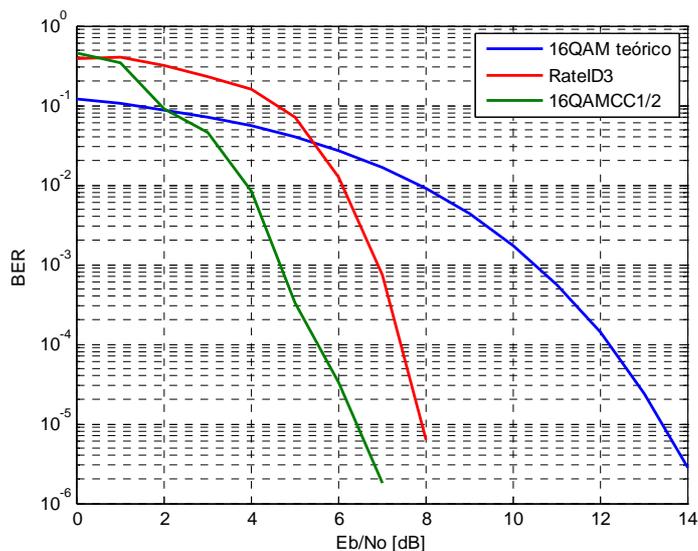


Figura 5.8 - Ganho de codificação dos sistemas codificados em relação ao 16QAM.

A Tabela 5.4 mostra o ganho de codificação, para $BER=10^{-4}$, para as diversas modulações e codificações utilizados pela interface aérea WirelessMAN-OFDM.

Tabela 5.4 - Ganhos de codificação.

modulação	codificação	Ganhos (dB)
QPSK	QPSK CC1/2 (convolucional)	5.4
	RateID1 (concatenado)	4.4
	QPSK CC3/4 (convolucional)	4.6
	RateID2 (concatenado)	3.4
16 QAM	16 QAM CC1/2 (convolucional)	5.7
	RateID3 (concatenado)	4.7
	16 QAM CC2/3 (convolucional)	4.5
	RateID4 (concatenado)	3.3
64 QAM	64 QAM CC2/3 (convolucional)	6.6
	RateID5 (concatenado)	4.6
	64 QAM CC3/4 (convolucional)	5.2
	RateID6 (concatenado)	3.6

A comparação entre os esquemas de codificações das interfaces físicas WirelessMAN-OFDM (concatenado), WirelessMAN-OFDM (convolucional) e WirelessMAN-OFDMA escalável com FFT 256, com mesma taxa de codificação total, mostra um desempenho do código convolucional entre 1 e 2 dB melhor do que a codificação concatenada na região de $BER 10^{-4}$. Isto mostra que o uso do código Reed Solomon concatenado com o código

convolucional não foi a melhor escolha do padrão IEEE 802.16 para a interface física WirelessMAN-OFDM, pois isto adicionou complexidade ao sistema ao mesmo tempo que provocou uma degradação de desempenho.

Esta conclusão poderia ser mitigada quando a comparação é feita em canais seletivos em frequência, porém alguns trabalhos indicam que elas tendem a permanecer válidas mesmo em canais seletivos. Por exemplo, Yaniv e Kaitz [61] indicam que o esquema de codificação convolucional apresenta um desempenho superior ao do esquema concatenado para canais seletivos móveis dominados por desvanecimento ocasionais.

O sistema concatenado utilizado no OFDM é muito eficiente para regiões com valor de SNR muito alto, entretanto para regiões de SNR baixo e médio, o esquema de codificação com o código convolucional apresenta um melhor desempenho que o esquema concatenado. Ao se pesar a complexidade de implementação *versus* desempenho, o uso do código convolucional como codificação única parece ser mais vantajosa do que o esquema concatenado utilizado normalmente pela interface WirelessMAN-OFDM (Tabela 2.8). Provavelmente esta diferença de desempenho e a possibilidade de diminuição de complexidade motivaram a escolha da codificação convolucional como esquema de codificação única no sistema OFDMA [8, 9].

5.3 Resultados de simulação com amplificador não linear

Conforme descrito no capítulo 4, os sinais OFDM são sensíveis às distorções não lineares introduzidas pelos amplificadores de potência.

O amplificador não linear provoca dois efeitos indesejáveis no sistema:

- distorção do símbolo na constelação que causa uma degradação da BER;
- interferência de canal adjacente.

A utilização de um *back-off*, no ponto de operação do amplificador, faz com que o sistema de comunicação seja ineficiente do ponto de vista de potência, porém o emprego do *back-off* é necessário para limitar a degradação de desempenho.

Desta forma, em um sistema OFDM, o OBO do amplificador não linear deve ser otimizado de modo:

1) a ser o menor possível, de forma a minimizar a perda de potência representada pelo recuo do ponto de operação em relação ao ponto de saturação do amplificador;

2) que a relação E_b/N_0 necessária para garantir uma dada BER seja minimizada na presença dos efeitos de distorção;

3) que o espectro do canal transmitido não exceda à máscara de emissão espectral dada pelos padrões regulatórios.

Neste trabalho a análise de desempenho e o processo de otimização do OBO seguem os seguintes passos:

1) verificação da degradação do desempenho para sistema OFDM-256, utilizando as constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM não codificado, e do sistema WIMAX com interfaces aéreas WirelessMAN-OFDM com codificação concatenada e codificação convolucional apenas;

2) definição da função custo de sistema ou degradação total como uma Figura de mérito da penalidade de potência imposta ao sistema ao se utilizar um determinado valor de OBO;

A degradação total para uma dada BER e um determinado OBO, é dada por [62, 63]:

$$DT(BER, OBO)_{dB} = OBO + \left[(E_b / N_0)_{linear} - (E_b / N_0)_{OBO} \right]_{BER} \quad (5.3)$$

Onde $(E_b/N_0)_{linear}$ é a razão E_b/N_0 requerida pelo sistema para garantir uma dada BER no receptor, enquanto que $(E_b/N_0)_{OBO}$ é a razão E_b/N_0 requerida pelo sistema para se atingir a mesma BER que o sistema em condições linear.

3) seleção do menor valor de *back-off* para o qual o espectro transmitido respeite os limites de emissão definidos pela máscara de espectro.

A curva de distorção AM-AM utilizada neste estudo é mostrada na Figura 5.9.

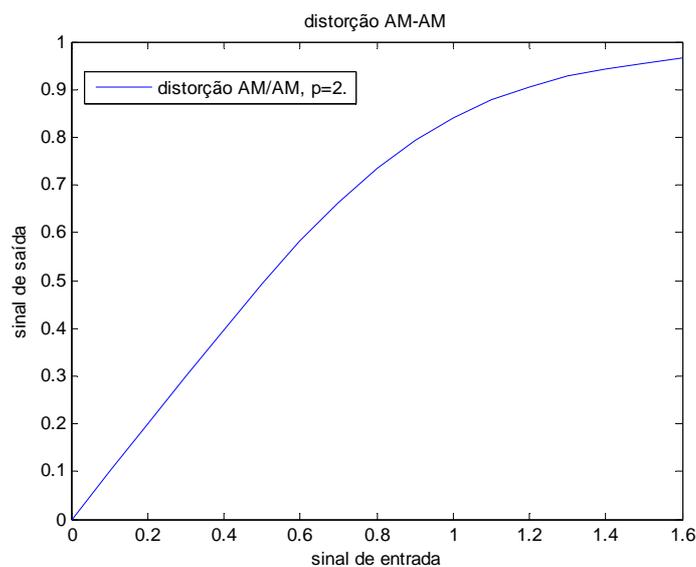


Figura 5.9 - Função de transferência AM-AM do amplificador.

A seguir são apresentados resultados de simulação do efeito de amplificador não linear no canal AWGN para os sistemas OFDM não codificado e sistema COFDM utilizado pelo WiMAX.

5.1.1 Resultados para o sistema não codificado

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 mostram os resultados obtidos para o sistema OFDM-256, não codificado com constelações QPSK, 16QAM e 64 QAM, ao se utilizar diferentes OBOs. Nestas Figuras o valor de OBO de 30 dB corresponde ao sistema operando na região linear do amplificador.

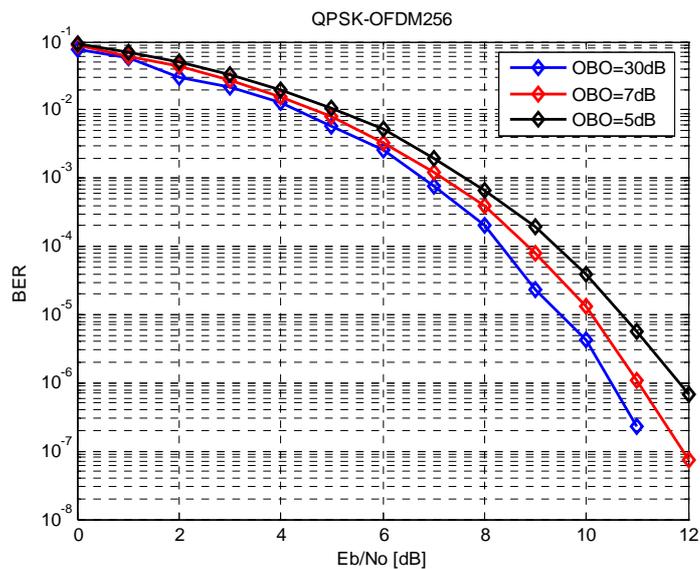


Figura 5.10 - Desempenho do sistema QPSK-OFDM256 para diferentes OBOs.

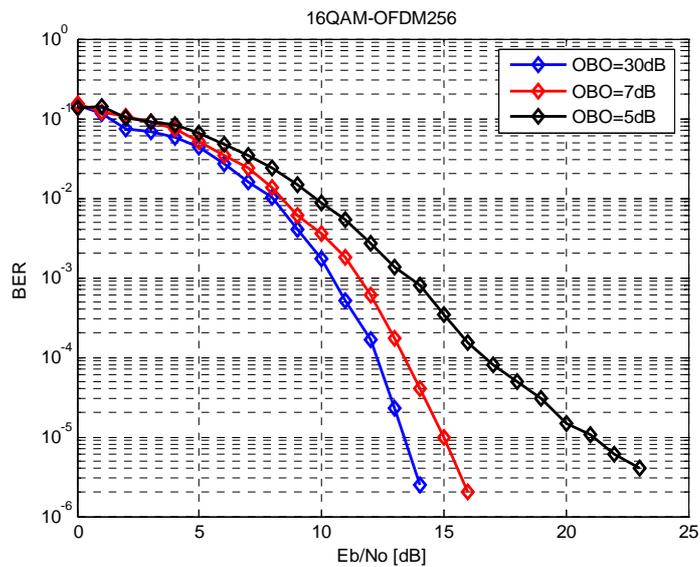


Figura 5.11 - Desempenho do sistema 16 QAM-OFDM256 para diferentes OBOs.

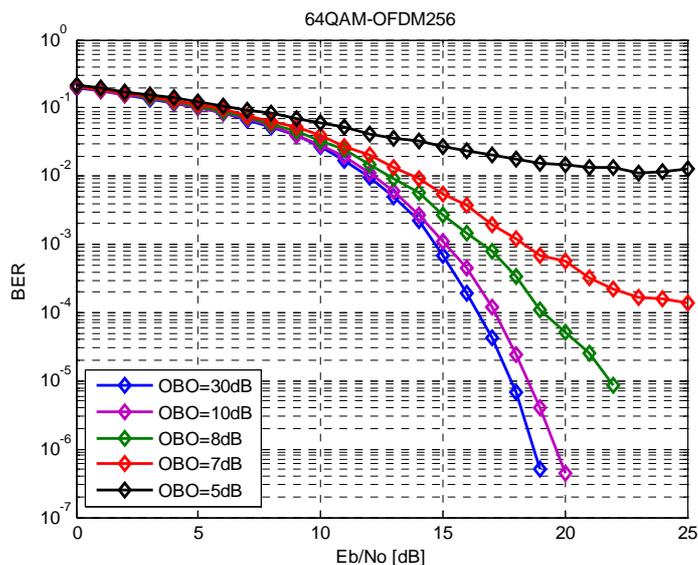


Figura 5.12 - Desempenho do sistema 64 QAM-OFDM256 para diferentes OBOs.

Nas Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 acima, observa-se que para a constelação QPSK, o sistema apresenta um bom desempenho mesmo operando com o amplificador em região com baixa linearidade (OBO=5 dB), apresentando uma degradação de aproximadamente 1 dB para $BER=10^{-4}$. Para a constelação 16 QAM, com um OBO de 7dB o sistema apresenta uma degradação de cerca de 1 dB ($BER=10^{-4}$), enquanto que para um OBO de 5 dB apresenta uma degradação de 4 dB com uma tendência à saturação da BER na faixa de 10^{-6} .

A constelação 64 QAM, por sua vez, é muito mais sensível às não linearidades do transmissor. O sistema satura com BER superiores a 10^{-4} para OBOs de 5 e 7 dB, sendo utilizável somente para OBOs superiores a 8 dB. Com um OBO de 8 dB o sistema apresenta uma degradação de desempenho de cerca de 3 dB.

A Figura 5.13 mostra a curva de degradação total x OBO ($BER=10^{-4}$) para as constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM. Desta curva pode ser obtido o ponto de operação ótimo do amplificador do sistema. O valor ótimo corresponde ao valor de OBO que minimiza a degradação de BER e a penalidade de potência.

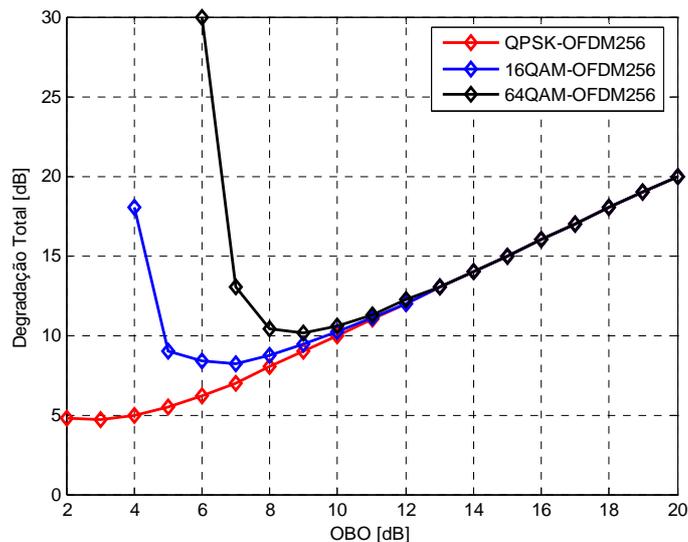


Figura 5.13 - Degradação total x OBO para constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM.

Para um sistema como o WiMAX que utiliza estas três constelações, percebe-se que o limitante para a escolha do ponto de operação do amplificador claramente será a constelação 64 QAM se for desejado se manter uma mesma potência média na saída do amplificador de potência. Para o modelo de amplificador, com a curva de distorção dada pela Figura 5.9, o valor de OBO ótimo é de 9 dB para o sistema não codificado.

5.3.2 Resultados para o sistema Wimax

As Figuras 5.14, 5.15 e 5.16 mostram resultados obtidos para o sistema WiMAX com a interface aérea WirelessMAN-OFDM Rate_IDs 1, 3 e 5 codificação concatenada ao se utilizar diferentes OBOs.

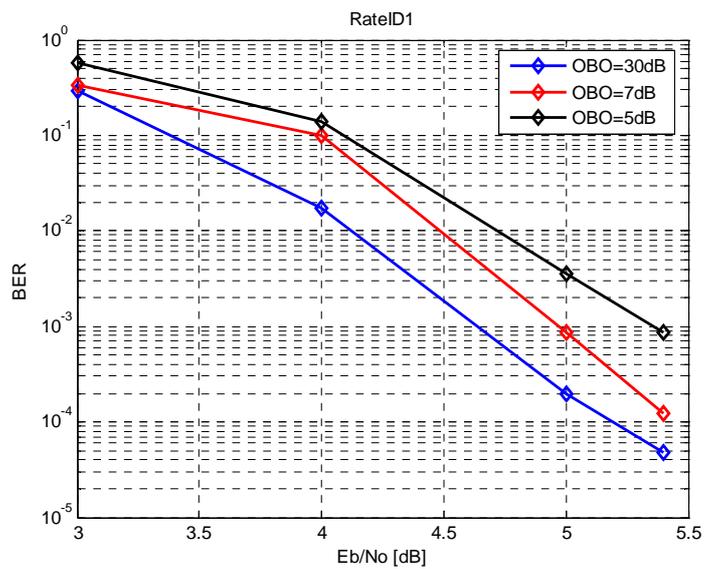


Figura 5.14 - Desempenho do Rate_ID 1 para diferentes OBOs.

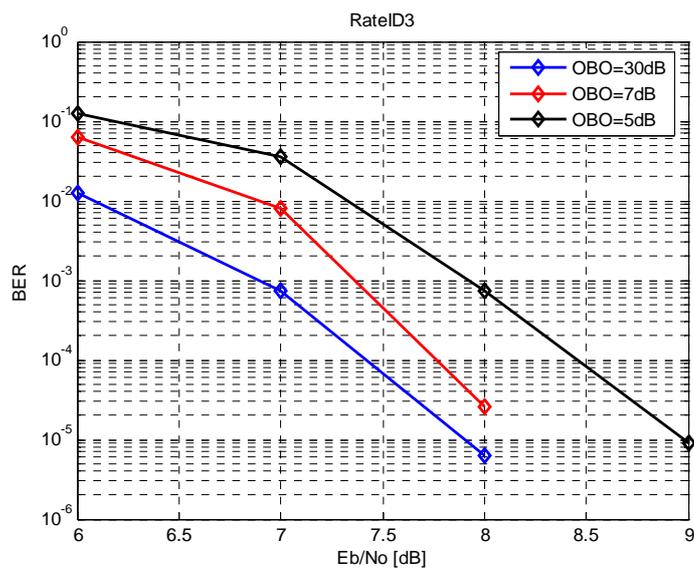


Figura 5.15 - Desempenho do Rate_ID 3 para diferentes OBOs.

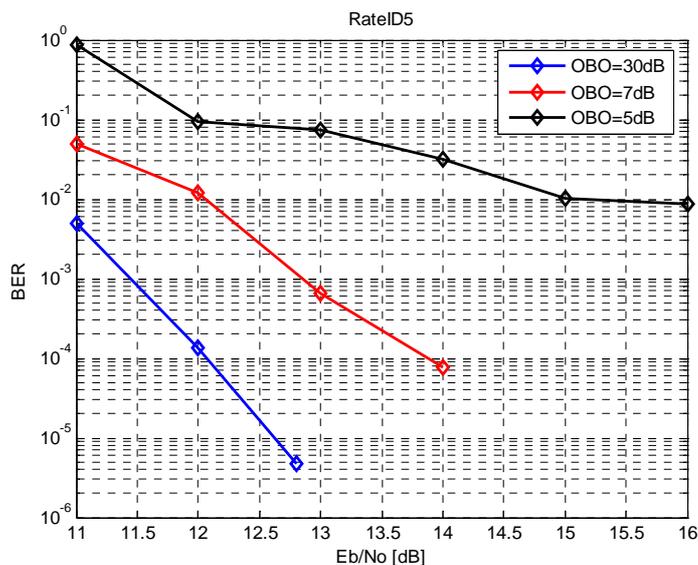


Figura 5.16 - Desempenho do Rate_ID 5 para diferentes OBOs.

Para a codificação concatenada, vemos das Figuras 5.14, 5.15 e 5.16 acima que a princípio poderia ser utilizado um OBO de até 5 dB para os Rate_IDs 1 e 3, que apresentam degradações de 0.7 e 1 dB, respectivamente, com a relação a BER de 10^{-4} . Para o Rate_ID 5, o sistema satura com uma BER superior a 10^{-4} com o OBO de 5 dB, enquanto que com um OBO de 7 dB ocorre uma degradação de aproximadamente 2 dB.

Para a codificação convolucional, os resultados são semelhantes. A Figura 5.17 ilustra o desempenho do sistema 64 QAM CC2/3 ao se variar o OBO. Neste caso o sistema satura com BER na faixa de 10^{-4} com um OBO de 5 dB, enquanto que para um OBO de 7 dB ocorre uma degradação de cerca de 1 dB.

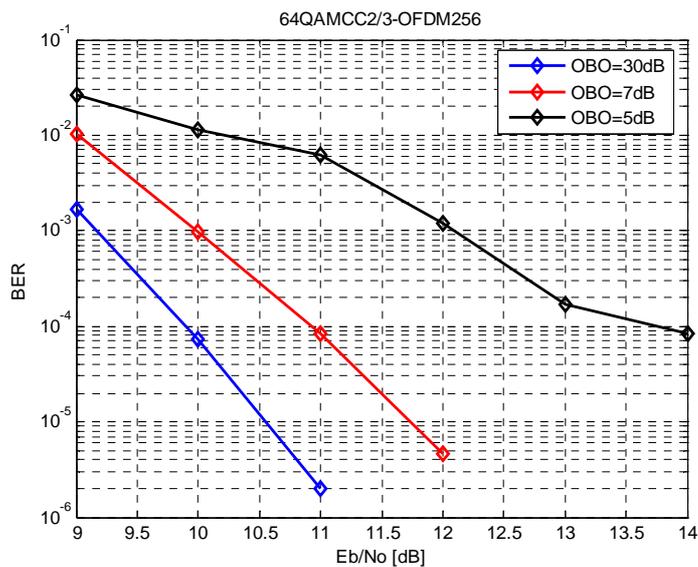


Figura 5.17 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFM256 para diferentes OBOs.

As Figuras 5.18 e 5.19 mostram a curva de degradação total x OBO, $BER=10^{-4}$, para os esquemas que utilizam constelação 16 QAM e 64 QAM.

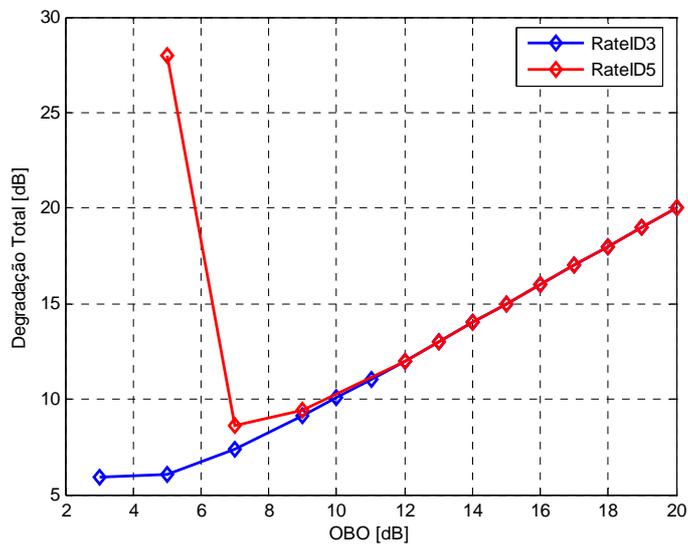


Figura 5.18 - Degradação total x OBO para constelações 16 e 64 QAM, codificação concatenada.

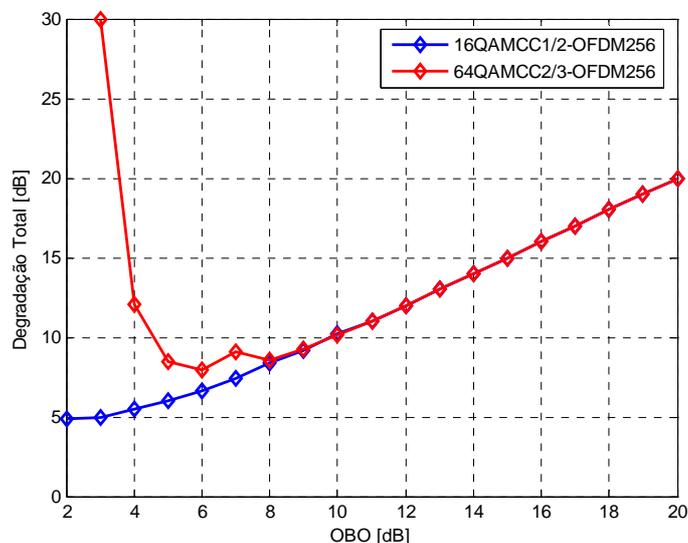


Figura 5.19 - Degradação total x OBO para constelações 16 e 64 QAM, codificação convolucional.

Conforme visto para o sistema não codificado, o valor de OBO ótimo a ser considerado é o da constelação de 64 QAM. Este valor é de 7 dB para a codificação concatenada e 6 dB para codificação convolucional.

Entretanto deve-se ainda se tomar o cuidado ao se selecionar o OBO mínimo para o sistema codificado. A codificação poderia permitir um valor de OBO que não necessariamente atende ao requisito de máscara de emissão espectral e de valor de interferência de canal adjacente, que está implicitamente embutido neste requisito.

Desta forma finalizamos nossa análise do efeito da não linearidade do amplificador definindo qual o menor valor de OBO necessário para garantir uma ocupação espectral compatível com a máscara E (QPSK), F (16QAM) e G (64QAM) da norma ETSI EN 301 021 [48]. A máscara G da norma ETSI é mais restritiva na região da intermodulação de 3º ordem que a máscara da norma IEEE 802.16d [8], portanto esta máscara é o limitante para a definição da especificação do OBO do amplificador. A Figura 5.20 mostra uma comparação entre os limites de máscara espectral da norma ETSI e da norma IEEE 802.16d [8].

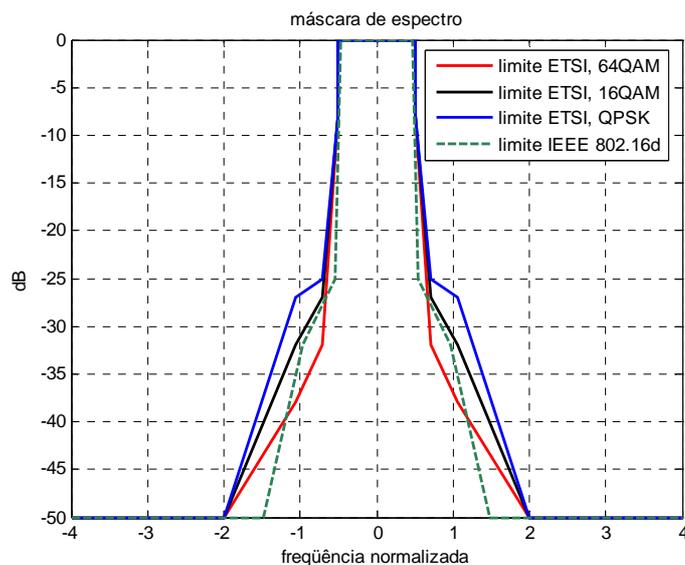


Figura 5.20 - Máscara de espectro da norma ETSI e da norma IEEE 802.16d.

A Figura 5.21 mostra a PSD de um sistema WiMAX com constelação 64 QAM (que é a constelação limitante de desempenho) com diferentes OBOs. Da Figura observa-se que com um OBO de 7 dB o limite da máscara de 64QAM é atendido, ainda que a margem em relação ao limite seja relativamente pequena.

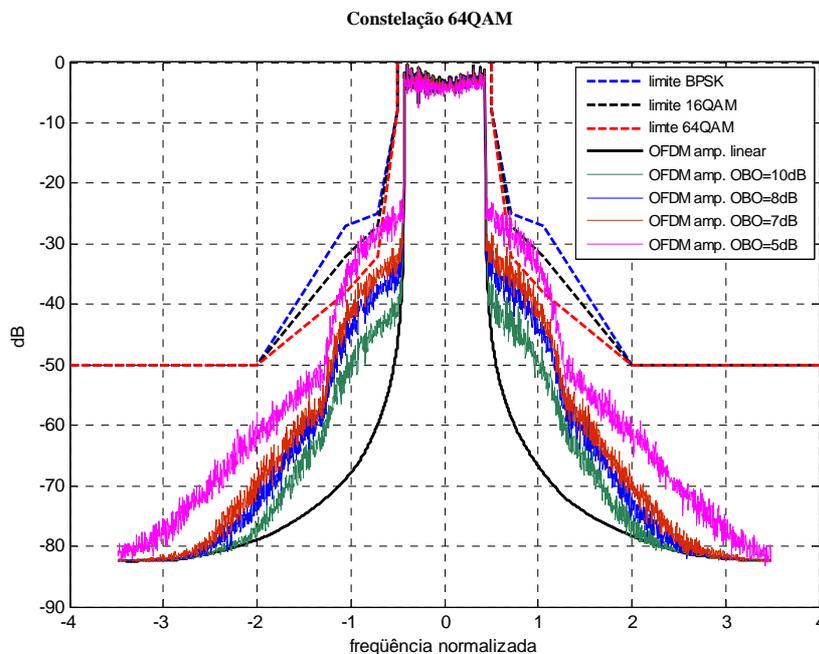


Figura 5.21 - Máscara de espectro da norma ETSI x OBO para o sistema OFDM256.

O uso de alguma técnica adicional de linearização, predistorção ou clipping [1, 2, 12, 34, 50] poderia auxiliar no aumento da margem em relação à máscara espectral.

A Figura 5.22 mostra o exemplo de um espectro real de um sistema WiMAX com constelação 64 QAM e OBO de 8 dB. Nota-se que o espectro simulado segue a mesma tendência que o espectro de um sistema real.



Date: 5.AUG.2006 14:13:48

Figura 5.22 - Espectro de transmissão de um sistema WiMAX OFDM-256.

5.4 Resultados de simulação com ruído de fase

Nesta seção é verificado o efeito de ruído de fase no sistema WiMAX no canal AWGN. O objetivo é estabelecer uma faixa de valores de especificação do ruído de fase do oscilador de modo que a degradação de desempenho esteja dentro de valores aceitáveis.

A análise é iniciada verificando-se a degradação do desempenho para sistema OFDM-256 no canal AWGN, utilizando as constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM não codificada onde a única imperfeição é a presença do ruído de fase. Para o sistema WiMAX é verificado a degradação do desempenho da interface aérea WirelessMAN-OFDM com codificação concatenada e codificação convolucional em presença do ruído de fase e também do amplificador não linear.

5.4.1 Resultados para o sistema não codificado

A Figura 5.23 mostra os resultados obtidos para o sistema OFDM-256 não codificado com as constelações QPSK, 16 QAM e 64 QAM ao se utilizar diferentes valores de ruído de fase.

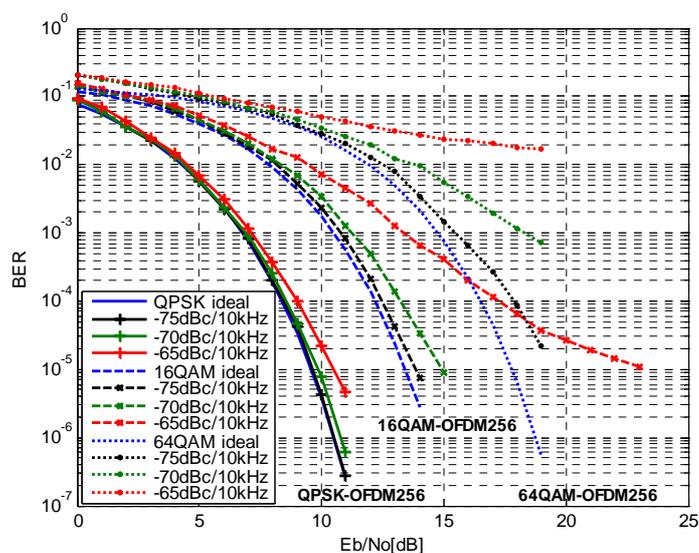


Figura 5.23 - Desempenho do QPSK, 16 e 64 QAM para diferentes valores de ruído de fase.

Na Figura 5.23 acima, observa-se que para a constelação QPSK o sistema apresenta um bom desempenho mesmo operando com um valor de ruído de fase considerado ruim (-65 dBc/10kHz), a degradação neste caso é de 0.6 dB ($BER=10^{-4}$) em relação ao caso ideal. Para a constelação 16 QAM, o sistema apresenta degradações de 0.3, 1 e 5 dB ($BER=10^{-4}$) para os valores de ruído de fase de -75, -70 e -65 dBc/10kHz, respectivamente. Para o sistema 64 QAM a curva de BER satura com ruído de fase de -65 dBc/10kHz, e apresenta uma degradação de 1.3 dB ($BER=10^{-4}$) para o ruído de fase de -75 dBc/10kHz.

A Figura 5.24 mostra o efeito de degradação de desempenho para a $BER=10^{-4}$ ao se utilizar valores de ruído de fase variando de -85 a -65 dBc/10kHz.

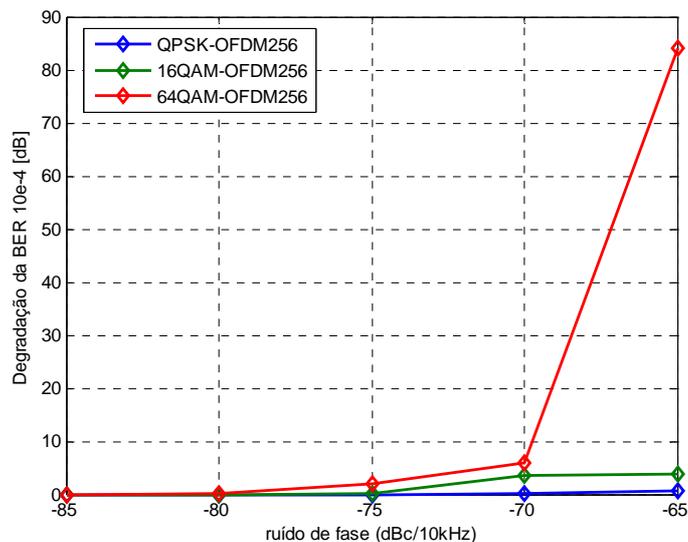


Figura 5.24 - Degradação do desempenho de BER ($BER 10^{-4}$) x ruído de fase.

5.4.2 Resultados para o sistema WiMAX

As Figuras 5.25, 5.26 e 5.27 mostram resultados obtidos para o sistema WiMAX com a interface aérea WirelessMAN-OFDM Rate_IDs 1, 3 e 5, codificação concatenada e amplificador linear, ao se utilizar diferentes valores de ruído de fase.

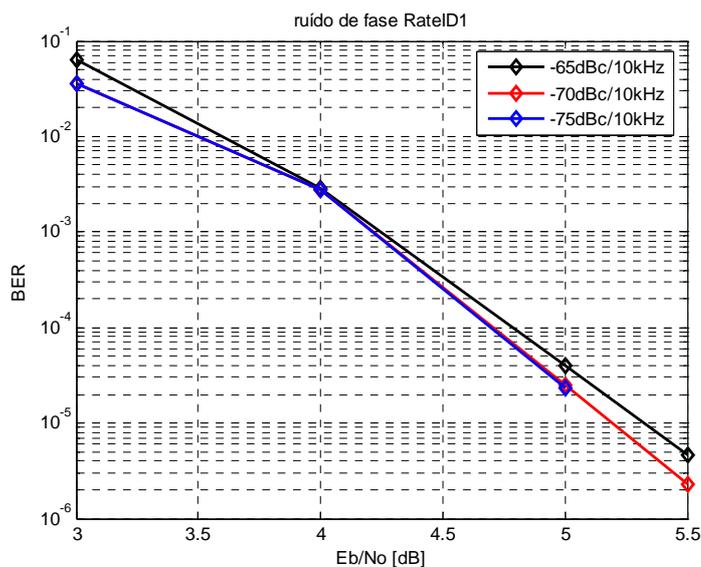


Figura 5.25 - Desempenho do Rate_ID 1 para diferentes valores de ruído de fase.

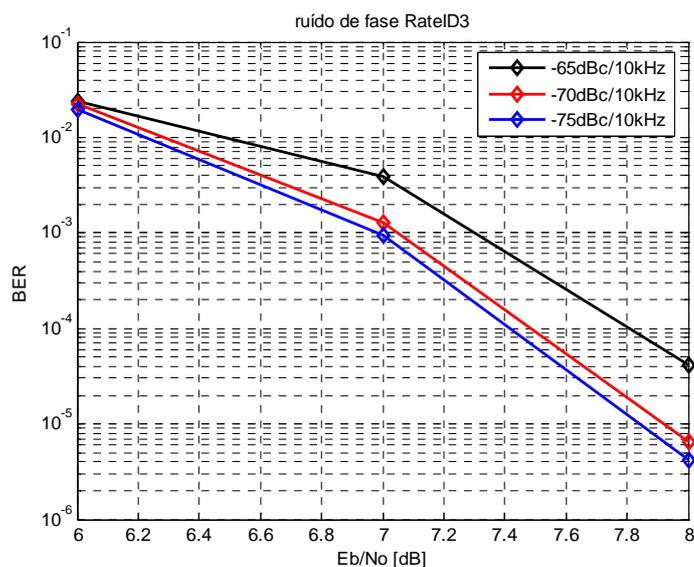


Figura 5.26 - Desempenho do Rate_ID 3 para diferentes valores de ruído de fase.

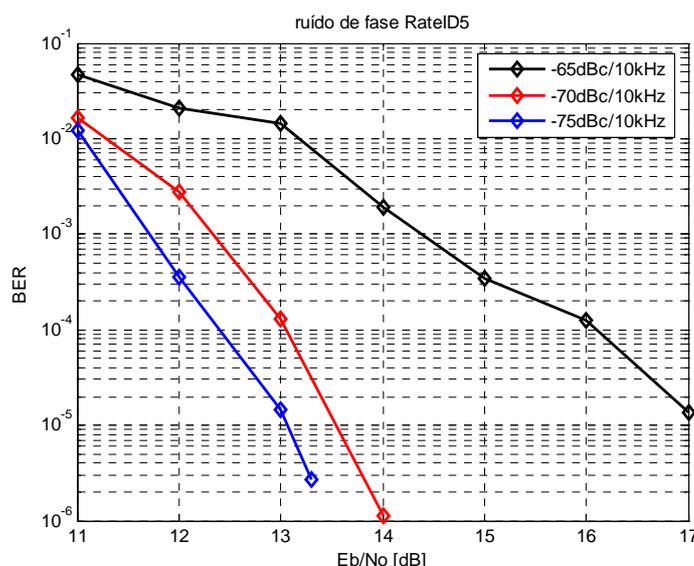


Figura 5.27 - Desempenho do Rate_ID 5 para diferentes valores de ruído de fase.

Para a codificação concatenada, vemos das Figuras 5.25, 5.26 e 5.27 acima que a princípio poderia ser utilizado um oscilador com ruído de fase de até -65 dBc/10kHz para os Rate_IDs 1 e 3, que apresentam degradações de 0.1 e 0.4 dB, respectivamente, com relação a BER de 10^{-4} em um sistema sem distorção. Para o Rate_ID 5, ocorre uma degradação de aproximadamente 4 dB (-65 dBc/10kHz) com relação ao sistema sem distorção, enquanto que com ruído de fase de -70 e -75 dBc/10kHz ocorre uma degradação de 0.5 dB e 1 dB (BER de 10^{-4}), respectivamente, com relação ao sistema sem distorção de ruído de fase.

Para a codificação convolucional, os resultados são melhores. A Figura 5.28 ilustra o desempenho do sistema 64 QAM CC2/3 ao se variar o ruído de fase.

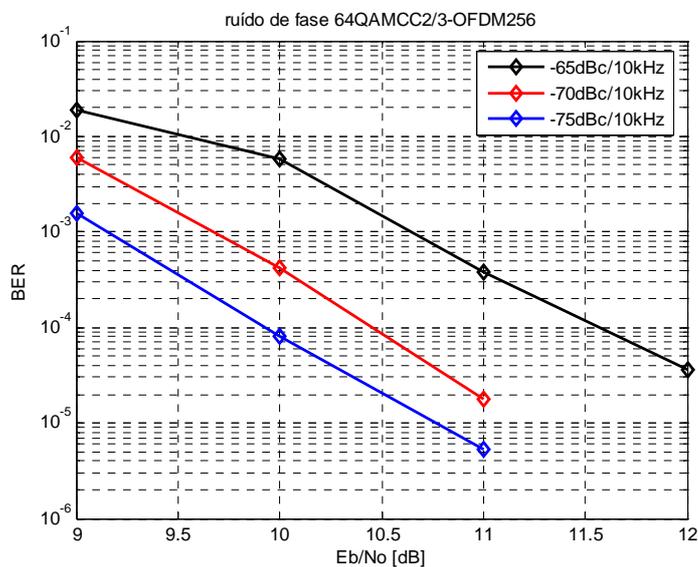


Figura 5.28 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFDM256 para diferentes valores de ruído de fase.

A Figura 5.29 mostra a curva de degradação de BER ($BER=10^{-4}$) x ruído de fase, com amplificador linear, para os esquemas que utilizam constelação 16 QAM e 64 QAM.

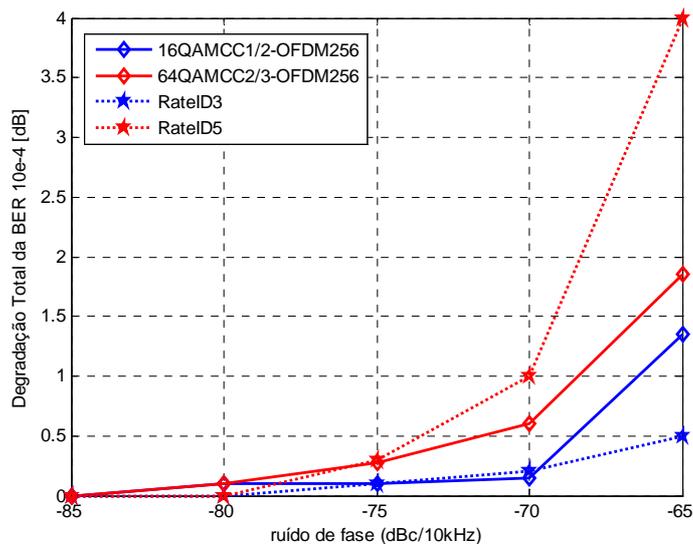


Figura 5.29 - Degradação do desempenho de BER ($BER 10^{-4}$) x ruído de fase.

O efeito combinado do uso do amplificador não linear (com $OBO = 7$ dB) com o oscilador com ruído de fase é mostrado nas Figuras 5.30, 5.31 e 5.32. Como era de se esperar, a combinação de ambos os efeitos provoca uma degradação adicional no desempenho do sistema.

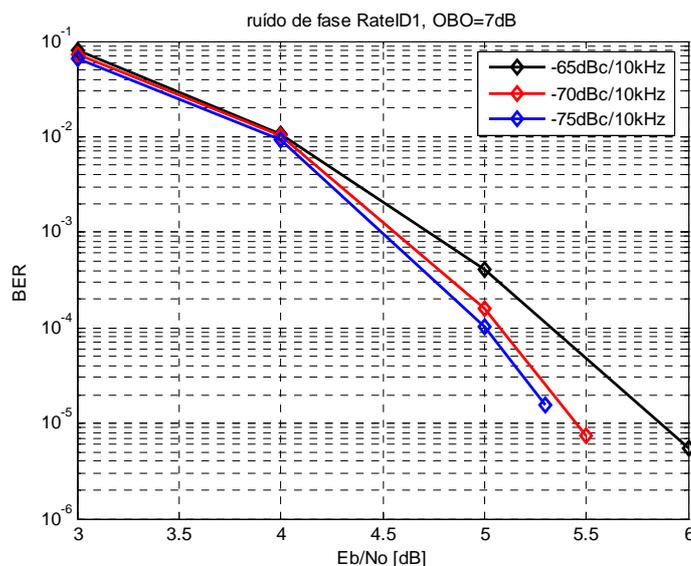


Figura 5.30 - Desempenho do Rate_ID 1 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.

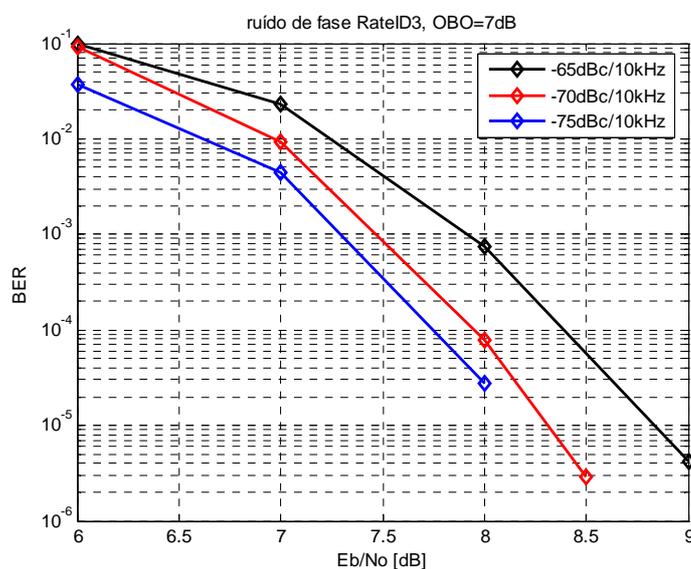


Figura 5.31 - Desempenho do Rate_ID 3 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.

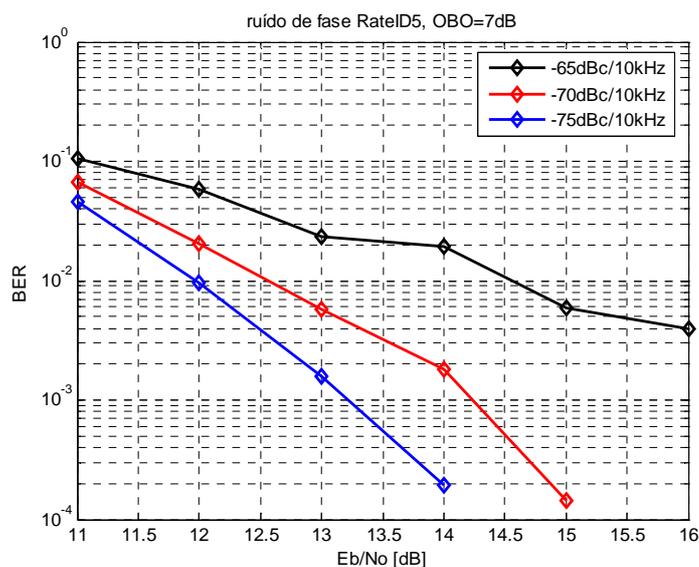


Figura 5.32 - Desempenho do Rate_ID 5 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.

O efeito do amplificador não linear no Rate_ID 1 é praticamente desprezível, ocorre somente um deslocamento paralelo da curva de BER de cerca de 0.3 dB em relação ao resultados com amplificador linear. Para o Rate_ID 3, ocorre uma degradação adicional de 0.55, 0.45 e 0.6 dB em relação à condição de uso de com um amplificador linear.

Para o Rate_ID 5, o sistema satura com ruído de fase de -65 dBc/10kHz. Com valores de ruído de fase de -70 e -75 dBc/10kHz ocorre uma degradação adicional de 0.25 dB e 1.25 dB, respectivamente, com relação à condição de uso com um amplificador linear.

O desempenho do sistema 64 QAM CC2/3, ao se variar o ruído de fase com amplificador não linear (OBO = 7 dB), é mostrado na Figura 5.33. Neste caso, com um valor de ruído de fase de -65 dBc/10kHz o sistema ainda continua operante, apresentando uma degradação adicional de 1.8 dB em relação ao sistema com ruído de fase e amplificador linear.

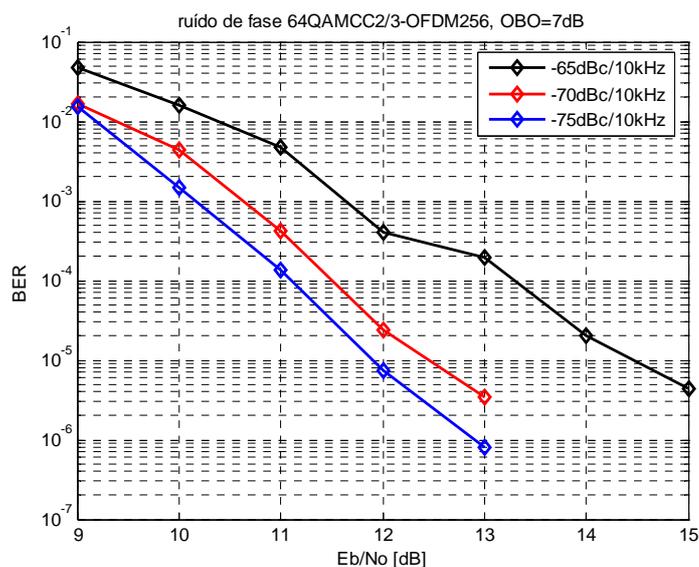


Figura 5.33 - Desempenho do 64QAMCC2/3-OFDM256 com amplificador não linear, para diferentes valores de ruído de fase.

Os resultados do sistema COFDM com constelação 64 QAM, apresentados nas Figuras 5.27, 5.28, 5.29, 5.32 e 5.33, indicam que o valor mínimo a ser considerado para especificação do oscilador combinado com o amplificado é: -70 dBc/10kHz para o ruído de fase do oscilador e um OBO de 7 dB para o amplificador.

5.5 Resultados de simulação em canal SUI

Nesta seção são apresentados alguns resultados de simulação para o sistema em presença do canal SUI. Para a detecção do sinal OFDM foi adotado o conhecimento perfeito do canal, os efeitos da estimação e treinamento não foram simulados.

As Figuras 5.34, 5.35 e 5.36 mostram o desempenho do sistema com Rate_ID 3 no canal SUI4 e com os efeitos do amplificador não linear e ruído de fase do oscilador. Observa-se das Figuras que a degradação de desempenho do Rate_ID 3 se altera ligeiramente ao se passar pelo canal SUI. Por exemplo, o amplificador não linear no canal AWGN provoca uma degradação de desempenho de cerca de 1 dB enquanto que com o canal SUI4 ocorre um degradação de cerca de 1.5 dB.

O desempenho do sistema com Rate_ID 5 é mostrado nas Figuras 5.37, 5.38 e 5.39. Como no caso AWGN, o Rate_ID=5 tende à saturação da BER com OBO = 5 dB e ruído de

fase de -65 dBc/10kHz, enquanto que para os outros valores ocorre uma pequena degradação do desempenho assim como para o Rate_ID 3.

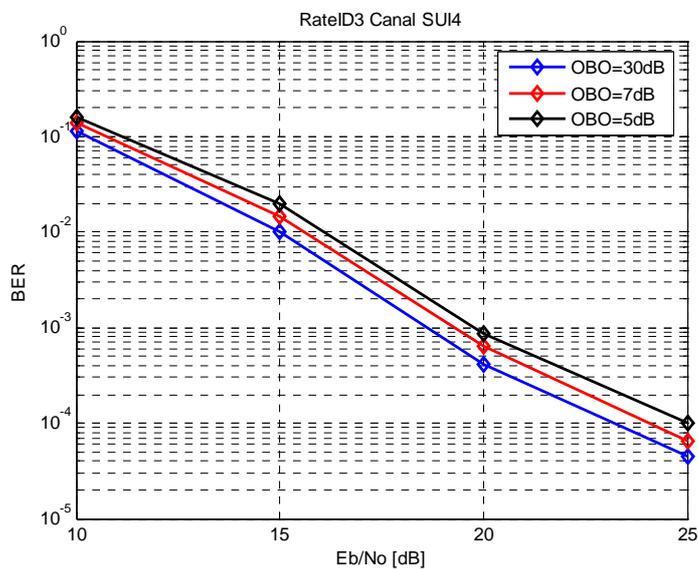


Figura 5.34 - Desempenho do Rate_ID 3 com amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

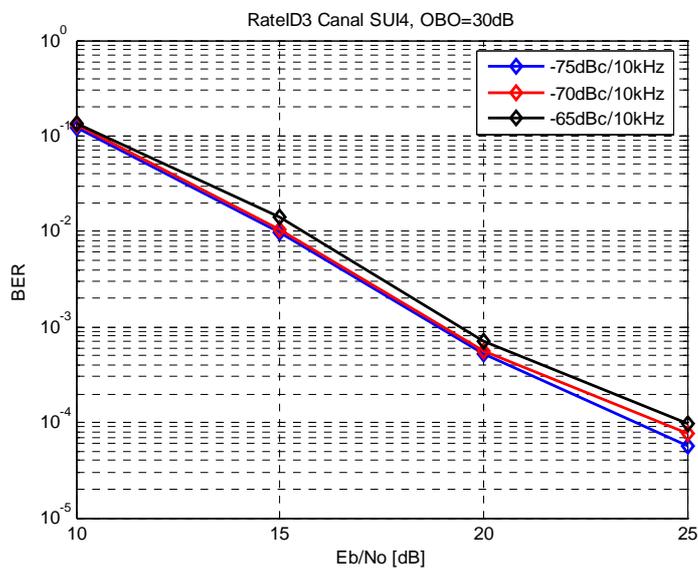


Figura 5.35 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

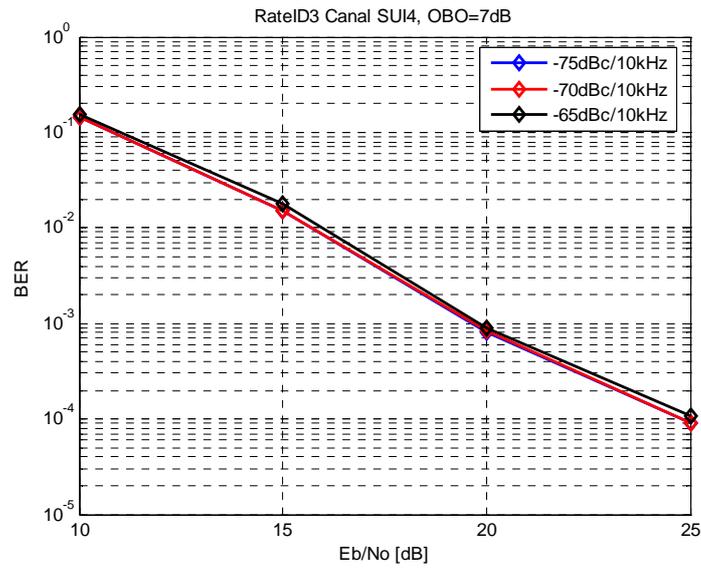


Figura 5.36 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

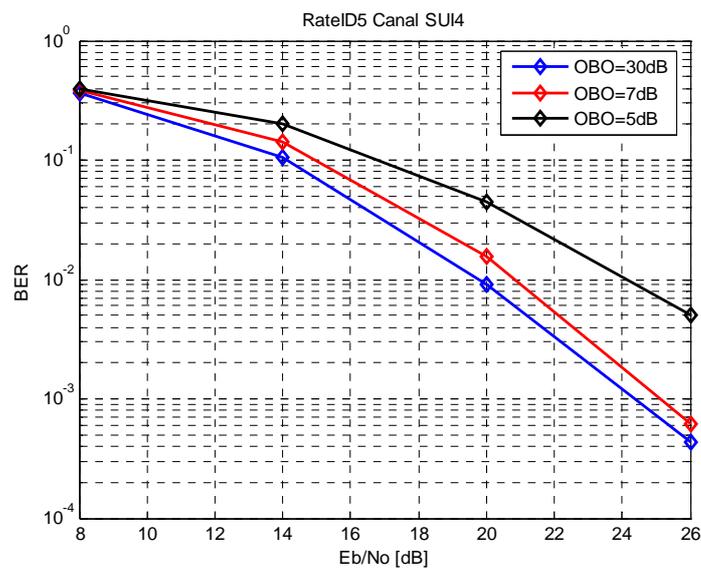


Figura 5.37 - Desempenho do Rate_ID 5 com amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

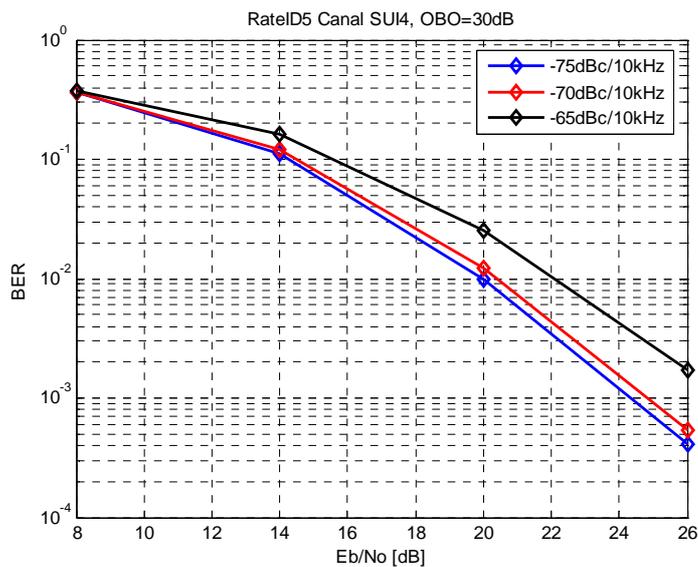


Figura 5.38 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

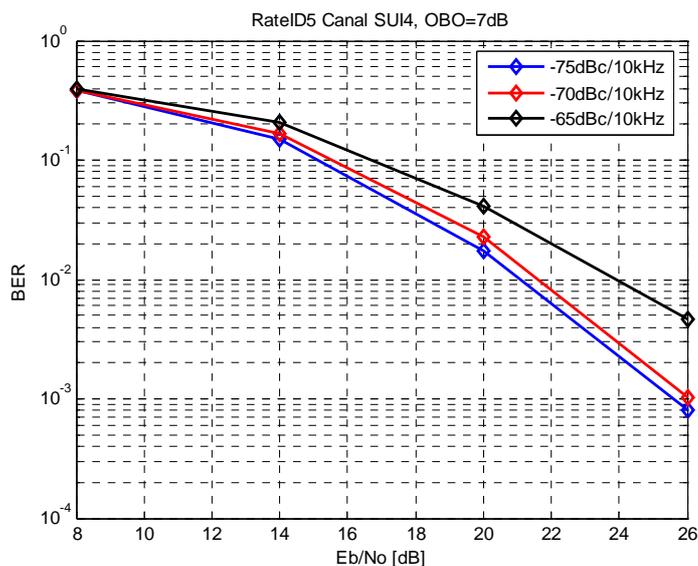


Figura 5.39 - Desempenho do Rate_ID 3 com ruído de fase e amplificador não linear no canal SUI4, com prefixo cíclico de 1/4.

5.6 Análise das margens de implementação

Nesta seção é feita uma breve análise das margens teóricas de implementação, para o sistema WiMAX interface área WirelessMAN-OFDM.

A sensibilidade de um receptor é dada por [29, 50]:

$$P_{RX} = -114_{dBm} + 10 \log(f_b)_{Mbit/s} + (NF_{max})_{dB} + (E_b / N_0)_{dB} \quad (5.4)$$

ou,

$$P_{RX} = -114_{dBm} + 10 \log(BW)_{MHz} + (NF_{max})_{dB} + (SNR)_{dB} \quad (5.5)$$

Onde NF_{max} é a Figura de ruído do sistema e f_b é a frequência ou taxa de bits.

A SNR pode ser relacionada ao E_b/N_0 da seguinte forma:

$$SNR = (E_b / N_0) \cdot (CR * bs) \quad (5.6)$$

Onde, CR corresponde à taxa de codificação e bs é o número de bit por símbolos empregado na constelação BPSK, QPSK, 16 QAM ou 64 QAM.

Para um sistema WiMAX, a largura de banda ocupada efetiva é dada por [64]:

$$BW_{efetiva} = F_s \cdot \frac{N_{used}}{N_{FFT}} \cdot \frac{N_{subcanais}}{16} \quad (5.7)$$

Considerando um sistema com largura de banda de 3 MHz, operando na frequência de 3.5 GHz e com uma Figura de ruído de 7 dB, e fazendo uso das Equações 5.5, 5.6 e 5.7, podemos encontrar qual a margem de implementação teórica em dB em relação aos valores estabelecidos pelas normas ETSI EN 301 021 [48] e norma IEEE 802.16d [8].

A Tabela 5.5 mostra os valores de referência de desempenho do sistema WiMAX retiradas das simulações do sistema em canal AWGN sem prefixo cíclico (Figuras 5.6 e 5.7).

Tabela 5.5 - Valores de E_b/N_0 e SNR para o sistema WiMAX, WirelessMAN-OFDM.

Modo físico	bs	CR	E_b/N_0 (dB) BER 10^{-3}	E_b/N_0 (dB) BER 10^{-6} Nota1	SNR (dB) BER 10^{-3}	SNR (dB) BER 10^{-6}
RateID1	2	1/2	4.2	5.5	4.2	5.5
RateID2		3/4	4.7	6	6.46	7.76
RateID3	4	1/2	6.7	8.3	9.7	11.3
RateID4		3/4	8.4	9.7	13.17	14.47
RateID5	6	2/3	11.5	12.9	17.5	18.9
RateID6		3/4	12.5	14	19.03	20.53
QPSKCC1/2	2	1/2	3.2	4.8	3.2	4.8
QPSKCC3/4		3/4	3.7	5.7	5.46	7.46
16QAMCC1/2	4	1/2	4.8	7.2	7.8	10.2
16QAMCC3/4		3/4	7	9	11.77	13.77
64QAMCC2/3	6	2/3	9.2	11.3	15.2	17.3
64QAMCC3/4		3/4	10.5	13	17.03	19.53

Nota 1: Os valores de BER 10^{-6} em alguns casos foram inferidos da tendência da curvas simuladas e apresentadas nas Figuras 5.6 e 5.7.

A especificação IEEE 802.16d fornece valores de referência para SNR para os diversos modos físicos da interface aérea WirelessMAN-OFDM. Estes valores são mostrados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 - Valores de referência para SNR dado pela norma IEEE 802.16d [8].

SNR dB (BER 10^{-6})	Rate_ID1	Rate_ID2	Rate_ID3	Rate_ID4	Rate_ID5	Rate-ID6
Ref IEEE 802.16d	9.4	11.2	16.4	18.2	22.7	24.4

Adicionalmente aos valores de referência acima indicados a norma IEEE 802.16d estabelece também uma margem 5 dB para a implementação do sistema.

A Tabela 5.7 mostra os valores de sensibilidade em função de BER (BW=3.5 MHz de canalização) que a norma ETSI 301 021 estabelece como limite.

Tabela 5.7 - Limites de sensibilidade de recepção ETSI 301 021 [48], largura de banda 3.5 MHz.

constelação	BER 10^{-3}	BER 10^{-6}
QPSK	-87 dBm	-83 dBm
16QAM	-79 dBm	-75 dBm
64QAM	-73 dBm	-69 dBm

Desta forma podemos determinar as margens de implementação de sistema em relação às normas ETSI EN 301 021 [48] e norma IEEE 802.16d [8].

A Tabela 5.8 mostra a margem de implementação de sistema em relação à norma IEEE 802.16d.

Tabela 5.8 - Margem de implementação em relação à norma IEEE 802.16d [8].

SNR (dB, BER 10⁻⁶)	Rate_ID1	Rate_ID2	Rate_ID3	Rate_ID4	Rate_ID5	Rate-ID6
Ref IEEE 802.16d	9.4	11.2	16.4	18.2	22.7	24.4
simulações	5.5	7.76	11.3	14.47	18.9	20.53
diferença	3.9	3.44	5.1	3.73	3.8	3.87
Margem IEEE (dB)	5	5	5	5	5	5
Margem total (dB)	8.9	8.4	10.1	8.7	8.8	8.9

A Tabela 5.9 mostra a margem de implementação de sistema em relação à norma ETSI 301 021.

Tabela 5.9 - Margem de implementação em relação à norma ETSI 301 021 [48].

Modo físico	BER10⁻³	Margem de implementação	BER10⁻⁶	Margem de implementação
RateID1	-98 dBm	11 dB	-96.7 dBm	13.7 dB
RateID2	-95.8 dBm	8.8 dB	-94.5 dBm	11.5 dB
RateID3	-92.5 dBm	13.5 dB	-90.9 dBm	15.9 dB
RateID4	-89.1 dBm	10.1 dB	-87.8 dBm	12.8 dB
RateID5	-84.7 dBm	11.7 dB	-83.3 dBm	14.3dB
RateID6	-83.2 dBm	10.2 dB	-81.7 dBm	12.7 dB

Isto mostra que o sistema sem distorções possui uma boa margem teórica com relação aos limites impostos pelas normas. Com a utilização do prefixo cíclico deve ser considerado nas Tabelas acima os valores de degradação indicados na Tabela 5.1.

As distorções do amplificador não linear e do ruído de fase do oscilador provocam uma degradação adicional no desempenho do sistema. Desta forma para determinar, por exemplo, a margem de implementação do modo físico Rate_ID 5 com ruído de fase de -70 dBc/10kHz e OBO de 7 dB devemos adicionar cerca de 3 dB à relação *SNR* do sistema devido a degradação adicional provocada pela distorção do amplificador e oscilador. Considerando o uso do prefixo cíclico de 1/4 no símbolo OFDM teremos, para este exemplo, uma degradação adicional total 4 dB (3 dB da distorção do amplificador/oscilador + 1 dB devido ao prefixo cíclico), que deve ser retirado da margem indicada nas Tabelas 5.8 e 5.9.

Portanto, uma vez que a margem de implementação do sistema é grande os efeitos do amplificador e oscilador serão absorvidos sem prejuízo no desempenho global do sistema, desde que os valores destes componentes estejam adequadamente especificados. Como vimos, neste trabalho, a definição destas especificações dependem de uma série de compromissos entre eles o desempenho de BER, respeito ao limite da máscara de emissão espectral, custo de projeto dos módulos de RF, etc.

5.7 Sumário do capítulo

Foi apresentado o desempenho do sistema no canal AWGN em termos BER x E_b/N_0 , além do ganho de codificação em relação ao sistema não codificado para os modos físicos utilizados na interface aérea WirelessMAN-OFDM do sistema WiMAX.

Foi também analisado os efeitos das distorções do amplificador e oscilador tanto no OFDM não codificado como no COFDM, apresentando-se as curvas de desempenho de BER para 3 exemplos de modos físicos (3 constelações) usados no sistema WiMAX. Em especial foi levantado as curvas de degradação em função do OBO do amplificador e do ruído de fase do oscilador local. Estas curvas permitem o estabelecimento de uma faixa de valores de especificação para o amplificador e oscilador, de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação destes módulos de RF. Além disso, foi feita a verificação do atendimento dos limites de emissão espectral dados pelas normas ETSI e IEEE 802.16d.

Os resultados mostram que o sistema OFDM, assim como os sistemas de portadora única, é afetado diferentemente pelas imperfeições do amplificador dependendo dos formatos de modulação e dos envelopes de sinal destas modulações.

A não linearidade do transmissor causa uma compressão da amplitude devido ao efeito da distorção AM-AM, e poderia causar uma rotação de fase do sinal caso fosse utilizado um amplificador, como o TWTA, com distorção AM-PM não desprezível.

As distorções provocadas pelas não linearidades do transmissor são mais evidentes quanto menos constante for o envelope do sinal de entrada e quanto mais sensível for a constelação empregada na modulação. As constelações M-QAM, por exemplo, não possuem envelope constante e são muito sensíveis às não linearidades do sistema, sendo que a sensibilidade à estas distorções aumenta com a ordem M da constelação. No domínio da

freqüência, o efeito da distorção do amplificador é um aumento dos lóbulos laterais do espectro de transmissão, que pode causar um aumento da interferência na região do canal adjacente. Da mesma forma que para o amplificador, a sensibilidade ao ruído de fase dos sinais com constelação M-QAM-OFDM aumentam ao se aumentar a ordem M da constelação.

A combinação destes dois efeitos provoca um espalhamento dos pontos do diagrama de constelação do sinal provocando uma degradação do desempenho do sistema.

O estudo realizado indica que o valor mínimo de *back-off* a ser empregado é cerca de 7 dB e o ruído de fase cerca de -70 dBc/10kHz ao se considerar o modo físico Rate_ID 5, que utiliza uma constelação 64 QAM. Em termos práticos, tem sido observado a utilização de *back-offs* variando de 8 - 10 dB e de especificação de ruído de fase entre -70 e -80 dBc/10kHz. Esta faixa de valores garante um bom desempenho do sistema.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi feita uma análise através de simulações do impacto das distorções do amplificador e oscilador no desempenho da camada física do padrão WiMAX. A idéia foi a de dar um enfoque prático a este problema.

Apresentou-se os principais modelos utilizados para representar os efeitos das distorções do amplificador e oscilador, além de uma breve revisão bibliográfica dos principais trabalhos que tratam deste tema na literatura corrente.

Procurou-se verificar, através de simulações, o impacto destas imperfeições no desempenho global do sistema COFDM. De modo a permitir o estabelecimento de uma faixa de valores de especificação para o amplificador e oscilador de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação dos módulos de RF. Além disso, foi feita uma verificação do atendimento dos limites de emissão espectral dados pelas normas ETSI e IEEE 802.16d.

Os resultados obtidos mostram que o sistema OFDM, assim como os sistemas de portadora única, é afetado diferentemente pelas imperfeições do amplificador e do oscilador dependendo dos formatos de modulação e dos envelopes de sinal destas modulações. As distorções provocadas pelas não linearidades do transmissor e pelo ruído de fase do oscilador são mais evidentes quanto menos constante for o envelope do sinal de entrada e quanto mais sensível for a constelação empregada na modulação, que é justamente o caso das constelações M-QAM empregadas no WiMAX, onde a sensibilidade à estas distorções aumenta com a ordem M da constelação.

O estudo realizado indicou valores de *back-off* (na ordem de 8 - 10 dB) e de especificação de ruído de fase (entre -70 e -80 dBc/10kHz) condizentes com os observados na prática e que garantem um bom desempenho do sistema.

Como sugestão para trabalhos futuros poderia ser utilizado o simulador desenvolvido nesta tese como base para se investigar métodos e algoritmos de estimação de canal para o sistema WiMAX, métodos de diversidade de recepção e ou transmissão, métodos de compensação do ruído de fase, efeito do *clipping* no desempenho do sistema, etc. Na mesma linha de pesquisa poderia ser verificado o desempenho do sistema em termos de cobertura celular com interferência co-canal, com a utilização de antenas avançadas, etc.

Os argumentos anteriormente citados podem ser desenvolvidos tanto para o sistema WiMAX fixo como o móvel. Sendo que a importância de pesquisas em cima deste último deve aumentar nos próximos anos, principalmente pelo crescente interesse do mercado no emprego desta tecnologia.

Os resultados deste trabalho indicam que os efeitos do amplificador e oscilador são absorvidos sem prejuízo no desempenho global do sistema, desde que os valores destes componentes estejam adequadamente especificados. Sendo que estas especificações dependem de uma série de compromissos de sistema, entre eles o desempenho de BER, respeito ao limite da máscara de emissão espectral, custo de projeto dos módulos de RF, etc.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Nee, R. V.; Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, 2000.
2. Prasad, R. OFDM for Wireless Communications Systems. Norwood, MA, USA: Artech House, Incorporated, 2004.
3. Rappaport, T. S. Wireless Communications: Principles and Practice. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
4. Sklar, B. Digital Communications – Fundamental and Applications, Second Edition. New Jersey: Prentice-Hall, 2000.
5. IEEE – Supplement to Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems – LAN/MAN Specific Requirements – Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz, P802.11a/D7.0, July 1999.
6. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks -Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications - Amendment 4: Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, June 2003.
7. IEEE: Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16 – 2001.
8. IEEE Standard 802.16-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, May 2004.
9. IEEE Standard 802.16e/D10, Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, 2005.

10. IEEE P802.16a-2003, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Part A: Systems between 2-11 GHz, April, 2003.
11. Alamouti, S. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
12. Bahai, A. R. S.; Saltzberg, B. R. Multicarrier Digital Communications. Kluwer Academic/Plenium Publishers, 1999.
13. Chang, R. W.; Gibby, R. A. A Theoretical Study of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme, IEEE Trans. on Communications, 16 (4): 529-540, Aug. 1968.
14. ETSI – Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers. European Telecommunication Standard. ETS 300-201, Feb. 1995.
15. ETSI – Digital video broadcasting: framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television. European Telecommunication Standard. EN 300-744, Aug. 1997.
16. ITU-T Recommendation X.509 (1997 E): Information Technology - Open Systems Interconnection - The Directory: Authentication Framework, June 1997.
17. Data Encryption Standard, FIPS-Pub.46. National Bureau of Standards, U.S. Department of Commerce, Washington D.C., January 1977.
18. Lee, L. H. C. Convolutional coding: fundamentals and applications. Artech House, London, 1997.
19. Erceg, V.; Hari, K. V. S.; Smith, M. S. *et al.* Channel Models for Fixed Wireless Applications, IEEE 802.16.3c-01/29r4, 17 July 2001.

20. Steele, R. *Mobile Radio Communications*. IEEE Press, 1994.
21. Lee, W. C. Y. *Mobile Cellular Telecommunications*. McGraw-Hill International Editions, 1995.
22. Okumura, Y.; Ohmori, E.; Kawano, T. *et al.* Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service, *Rev. Elec. Commun. Lab.*, vol. 16, no. 9, 1968.
23. Hata, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 29, pp. 317-325, Aug. 1980.
24. COST Action 231, *Digital mobile radio towards future generation systems*, final report, tech. rep., European Communities, EUR 18957, 1999.
25. Erceg, V. *et al.* An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments, *IEEE JSAC*, vol. 17, no. 7, July 1999, pp. 1205-1211.
26. Greenstein, L. J.; Erceg, V.; Yeh, Y. S. *et al.* A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 2, May 1997.
27. *Digital Land Mobile Radio Communications – COST 207*, Commission of the European Communities, Final Report, 14 March, 1984 –13 September, 1988, Office for Official Publications of the European Communities, Luxembourg, 1989.
28. Jakes, W. C.; Reudink, D. O. Comparison of mobile radio transmission at UHF and X-band, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-16, pp. 10-13, Oct. 1967.
29. Angelini, G.; Garagnani, E.; Manni, A. *et al.* *Manuale di Reti di Telecomunicazioni e Trasmissione Dati*. Bologna: Edizioni Calderini, 1997.

30. Proakis, J. G.; Salehi, M. Contemporary Communications Systems – Using Matlab, Pacific Grove: Brooks/Cole, 2000.
31. Michelson, A. M.; Levesque, A. H. Error-Control Techniques for Digital Communication, New York: John Wiley & Sons, 1985.
32. Feher, K. Digital Communication – Satellite/Earth Station Engineering, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1981.
33. Costa, E.; Pupolin, S. M-QAM-OFDM System Performance in a Presence Nonlinear Amplifier and Phase Noise, IEEE Trans. on Communications, vol. 50, No 3, Mar. 2002, pp. 462-472.
34. Banelli, P.; Cacopardi, S. Theoretical Analisis of OFDM Signals Nonlinear AWGN Channels, IEEE Trans. on Communications, vol. 48, No 3, Mar. 2000, pp. 430-441.
35. Costa, E.; Midrio, M.; Pupolin, S. Impact of Amplifiers Nonlinearities on OFDM Transmission System Performance, IEEE Communications Letters, vol. 3, No 2, Feb. 1999, pp. 37-39.
36. Pollet, T.; van Bladel, M.; Moeneclaey, M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise, IEEE Trans. on Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191–3, Feb./Mar./Apr.1995.
37. Armada, A. G.; Calvo, M. Phase noise and sub-carrier spacing effects on the performance of an OFDM communication system, IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 1, pp. 11–13, Jan. 1998.
38. Armada, A. G. Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), IEEE Trans. Broadcast., vol. 47, pp. 153–159, June 2001.

39. Ryu, H. G.; Lee, Y. S. Phase Noise Analysis of the OFDM Communication System by the Standard Frequency Deviation, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 49, No. 1, Feb. 2003.
40. Wu, S.; Bar-Ness, Y. OFDM systems in the presence of phase noise: Consequences and solutions, *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no.11, pp.1988–1996, Nov. 2004.
41. Piazza, L.; Mandarini, P. Analysis of phase noise effects in OFDM modems, *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 50, no. 10, pp. 1696-1705, Oct. 2002.
42. Pauli, M.; Kuchenbecker, H. P. Minimization of the Intermodulation Distortion of a Nonlinearly Amplified OFDM Signal, *Wireless Personal Communications*, Vol. 4, No. 1, pp. 93-101, Jan. 1997.
43. de Wild, A. The Peak-to-Average Power Ratio of OFDM, M.Sc thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, Sept. 1997.
44. Wilkinson, T. A.; Jones, A. E. Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding, *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, Chicago, IL, July 1995, pp. 825– 829.
45. Nee, R. V. OFDM Codes for Peak-to-Average Power Reduction and Error Correction, *IEEE Global Telecommunications Conference*, London, England, November 18– 22, 1996, pp. 740– 744.
46. Nee, R. V. An OFDM Modem for Wireless ATM, *IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology*, Ghent, Belgium, October 7– 8, 1996.
47. Müller, S. H. *et al.* OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation, *Annals of Telecommunications*, Vol. 52, Nos. 1– 2, February 1997, pp. 58– 67.

48. ETSI EN 301 021 V1.5.1 (2001-10), 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.
49. Schulze, H.; Lüders, C. Theory and Applications of OFDM and CDMA, Wideband Wireless Communications. Chichester, England, John Wiley & Sons 2005.
50. Rudilosso, C., Rudilosso, G. Manuale dei ponti Radio Digitali a Microonde. Edizione Scientifiche Siderea, 1997.
51. Saleh, A. A. Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers, IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp. 1715–1720, Nov. 1981.
52. Rapp, C. Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK-OFDM-signal for a digital sound broadcasting system, in Proc. 2nd European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, Oct. 1991, ESA-SP-332.
53. Jeruchim, M. C.; Balaban, P.; Shanmugan, K. S. Simulation of Communication systems, Modeling, methodology and techniques, Kluwer academic/Plenum publishers, 2000.
54. Moose, P. H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
55. Sari, H.; Karam, G.; Jeanclaude, I. Channel equalization and carrier synchronization in OFDM systems, in Proc. Tirrenia Int. Workshop Digital Communications, Tirrenia, Italy, Sept. 1993.
56. Come, B.; Nessand, R.; Donnay, S. *et al.* Impact of front-end nonidealities on bit error rate performance of WLAN-OFDM transceivers, in Proc. IEEE Radio and Wireless Conference 2000, pp. 91-94.

57. Kasdin, N. J. Discrete Simulation of Colored Noise and Stochastic Processes and $1/(f^\alpha)$; Power Law Noise Generation, The Proceedings of the IEEE, May, 1995, Vol. 83, No. 5.
58. Federal standard 1037C - Telecommunications: Glossary of Telecommunications Terms, Aug. 1996.
59. Moeneclaey, M. The effect of synchronization errors on the performance of orthogonal frequency-division multiplexed (OFDM) systems, in Proc. COST 254 (Emergent Techniques for Communication Terminals), Toulouse, France, July 1997.
60. Di Donna, G. *et al.* A Compact BCM Modem Implementation for SDH Access Radio. Siemens Telecomunicazione Italia: Relazione Interna n. 16, Nov de 1993.
61. Yaniv, R.; Kaitz, T. Performance of the Proposed 802.16e OFDM PHY for Supporting Mobile Operation. IEEE C802.16e-03/17, 2002-03-07
62. Karam, G.; Sari, H. Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers, IEEE Trans. Commun. Tech., vol. 37, pp. 1245–1253, Dec. 1989.
63. Karam, G.; Sari, H. A data predistortion technique with memory for QAM radio systems. IEEE Trans. Commun., vol. 39, no. 2, pp. 336-343, Feb. 1991.
64. Figueiredo, F. L.; Cardieri, P. Coverage prediction and performance evaluation of wireless metropolitan area networks based on IEEE 802.16. Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, v. 20, p. 54-62, 2006.

RESUMO:

O acesso da banda larga fixa sem fio (BWA) é uma tecnologia que oferece serviços de voz, dados e vídeo com altas taxas para acesso de última milha, que hoje é dominado pelas tecnologias de cabo e de assinante de linha digital (DSL).

WiMAX é um sistema de comunicação digital sem fio, também conhecido como IEEE 802.16, dedicado para redes metropolitanas sem fio. O WiMAX provê acesso à banda larga em um raio de até 50 km e taxas de transmissão na ordem de 70 Mbit/s.

A grande vantagem do WiMAX sobre as tecnologias “com fio” é a sua grande taxa de transmissão e fácil utilização, uma vez que redes sem fio podem ser estabelecidas em um curto espaço de tempo através do emprego de um pequeno número de estações base criando com isso um sistema de acesso sem fio de alta capacidade.

Sistemas com multiportadoras, como o WiMAX, são particularmente sensíveis às distorções introduzidas pelas imperfeições dos amplificadores e dos osciladores “reais”. Com isto a especificação “adequada” destes elementos é um ponto chave na determinação do desempenho global do sistema.

Neste trabalho, investigamos os efeitos individuais e conjuntos provocados no WiMAX pelas não-linearidades do amplificador e ruído de fase do oscilador. Isto foi feito para se ter uma idéia da faixa de especificação do amplificador e oscilador de modo a se ter um bom balanceamento entre o desempenho requerido pelas normas vigentes para o sistema WiMAX e o custo de implementação destes módulos de RF.

PALAVRAS-CHAVE

Sistemas de Comunicações, WiMAX, IEEE 802.16, OFDM, distorções não lineares, ruído de fase.

ÁREA/SUB-ÁREA DE CONHECIMENTO

3.04.00.00-7 - Engenharia Elétrica

3.04.06.00-5 - Telecomunicações

2006

Nº: 425

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)