

Efeito das Não-Linearidades dos Amplificadores de Potência e do Ruído de Fase no Desempenho da Camada Física do WiMAX.

Marcelo Tapajóz de Arruda, Richard Demo Souza e Marcelo Eduardo Pellenz

Resumo— Neste artigo investigamos o desempenho do sistema WiMAX fixo quando sujeito às imperfeições do canal causadas pelas não-linearidades dos amplificadores de potência e do ruído de fase dos osciladores. Como resultado desta análise é mostrado o desempenho em termos de taxa de erro de bit em condições ideais e sob efeito de distorção não-linear e ruído de fase, curva de degradação total e emissão espectral do WiMAX usando o RateID 5.

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

Abstract— In this paper is analyzed the individual and joint effects induced on the WiMAX signal by: the amplifier nonlinearity and oscillator's phase noise. As results of this work are showed the bit error rate performance in ideal and under distortion conditions, the total degradation curve and the spectrum emitted under nonlinear distortion for the WiMAX using the RateID 5 coded-modulation.

Keywords— Communication systems, WiMAX, IEEE 802.16, OFDM, nonlinear distortion, phase noise.

I. INTRODUÇÃO

O acesso da banda larga fixa sem fio (BWA - Broadband Wireless Access) 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 - Digital Subscriber Line).

O WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) é um sistema de comunicação digital sem fio, também conhecido como IEEE 802.16, dedicado para redes metropolitanas sem fio. 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.

O WiMAX atualmente trabalha com os padrões IEEE 802.16d [1] IEEE 802.16e [2]. O 802.16d é o padrão de acesso sem fio de banda larga fixo (WiMAX fixo) que opera na faixa de frequências de 2 a 11 GHz enquanto que o 802.16e é o padrão de acesso sem fio de banda larga móvel (WiMAX móvel) que opera na faixa de 2 a 6 GHz.

Marcelo Tapajóz Arruda está vinculado ao XXXX, Siemens, Curitiba - PR, marcelo.arruda@siemens.com; Richard Demo Souza está vinculado ao DAELN e ao CPGEI, UTFPR, Curitiba - PR, richard@utfpr.edu.br; Marcelo Eduardo Pellenz está vinculado ao PPGIA, PUC-PR, Curitiba - PR, marcelo@ppgia.pucpr.br

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, corretores de erros eficientes, sistemas avançados de antenas adaptativas, codificação no espaço-tempo entre outros.

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 OFDM, como o WiMAX, são particularmente sensíveis às distorções introduzidas pelas imperfeições dos amplificadores e dos osciladores "reais" [3]–[7].

Na maioria dos casos a distorção não-linear é principalmente causada pelos amplificadores de potência do transmissor. 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, utilizando o amplificador com um recuo de potência (back-off) ou pré-distorcer o sinal antes da amplificação; na prática muitas vezes é feita uma combinação de ambas 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.

O efeito do ruído de fase em um sistema OFDM é várias ordens de magnitude mais sensível que nos sistemas de portadora única [4]–[7]. O ruído de fase causa uma degradação no OFDM, que destrói a ortogonalidade entre as subportadoras [3]. Existem dois efeitos do ruído de fase nas subportadoras OFDM [4]: o erro de fase comum (CPE - Common Phase Error) e a interferência entre portadoras (ICI - InterCarrier Interference). O CPE causa uma rotação de fase nas subportadoras, que é constante durante o período de um símbolo OFDM, enquanto que a ICI introduz interferência entre as subportadoras de um símbolo OFDM.

Com isto a especificação "adequada" do amplificador e do oscilador "real" é um ponto chave na determinação do desempenho global do sistema. Neste artigo é feita uma investigação através de simulações do impacto das imperfeições do amplificador não linear e ruído de fase dos osciladores no desempenho global do sistema WiMAX.

Este artigo é organizado da seguinte forma: a seção 2 apresenta uma breve descrição da evolução do padrão IEEE 802.16, a seção 3 mostra o modelo de sistema e na seção 4 é apresentado o modelo do oscilador. A seção 5 mostra o modelo

do amplificador enquanto que na seção 6 são mostrados alguns resultados de simulação. Finalmente na seção 7 são apresentados alguns comentários sobre os resultados obtidos.

II. O PADRÃO IEEE 802.16

A primeira norma tratando do WiMAX foi publicada pelo IEEE em abril 2002, a norma IEEE 802.16 [8]. 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. Devido ao uso de modulação com portadora única e de altas frequências, sua operação é limitada a enlaces com linha de visada (LOS - Line of Sight).

O padrão inicial 802.16 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 (Quality of Service). A primeira evolução efetiva do padrão foi a norma 802.16a [9], 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 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) com 256 portadoras e OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access). O uso de frequências mais baixas permite o uso do sistema em operação sem linha de visada (NLOS - Non Line of Sight), que é auxiliada pela habilidade da modulação OFDM em "lidar" com multipercursos.

Na evolução do padrão 802.16, 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.

Neste artigo é focado 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. FALAR QUE EH FALADO DO IEEE802.16e bastante tambem!

No padrão 802.16d as diferentes modulações e codificações utilizadas pela interface aérea WirelessMAN-OFDM são identificadas pelos chamados *RateIDs*. A Tabela II mostra as seis diferentes taxas de dados e modulações obrigatórias previstas por esta interface [1].

III. MODELO DO SISTEMA

A Figura 1 ilustra o diagrama de blocos simplificado do sistema em questão. Na simulação foram implementados todos os blocos da camada física do padrão IEEE 802.16d - interface aérea WirelessMAN-OFDM [1].

Na transmissão, os bits de entrada são gerados aleatoriamente de forma equiprovável. Estes dados passam então pelo randomizador, codificador e mapeador dos símbolos na constelação desejada. 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 $s(t)$ a ser transmitido passa então pelo bloco que representa o oscilador local, produzindo o sinal $s_{ol}(t)$, e em

seguida passa pelo amplificador de potência, gerando o sinal $s_{amp}(t)$. Os parâmetros de ruído de fase em dBc/Hz e OBO do oscilador e do amplificador, respectivamente, controlam o efeito de distorção destes blocos. A cadeia de recepção realiza as funções duais àquelas efetuadas na transmissão. O demapeador realiza decodificação suave na demodulação utilizando o método *log likelihood ratio* simplificado [10] para calcular a informação suave.

FALAR DO CANAL!!!

IV. MODELO DO RUÍDO DE FASE

Neste trabalho seguimos o enfoque de Armada [4], a qual mostra um relacionamento direto entre a especificação do ruído de fase de um oscilador (em dBc/Hz) e os efeitos deste no desempenho do sistema.

Para tal, precisamos definir o efeito do ruído de fase no sinal OFDM em banda base $s(t)$, o qual pode ser escrito como [3]:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp^{j \frac{2\pi}{T} kt}, \quad (1)$$

para $0 \leq t < T$, onde 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 OFDM $s(t)$ é afetado pelo ruído de fase do oscilador local de transmissão (TX) antes de ser transmitido pelo canal. Na recepção o sinal também é afetado pelo ruído de fase do oscilador local de recepção (RX). De modo a facilitar o equacionamento, e de acordo com [4], assume-se que o ruído de fase ao qual o sistema é exposto é o ruído de fase total, isto é, leva em conta os osciladores de TX e de RX.

Seja $\phi_{total}(t) = \phi_{TX}(t) + \phi_{RX}(t)$ a soma dos ruídos de fase variantes no tempo gerados pelos osciladores locais de transmissão ($\phi_{TX}(t)$) e de recepção ($\phi_{RX}(t)$). Portanto, o sinal OFDM pode ser expresso como $s_{ol}(t) = s(t) \exp^{j\phi_{total}(t)}$, ou seja:

$$s_{ol}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp^{j \frac{2\pi}{T} kt + \phi_{total}(t)}, \quad (2)$$

para $0 \leq t < T$.

A densidade espectral de potência (PSD) típica do ruído de fase de um oscilador segue o modelo Lorentziano [3]–[6], a qual que pode ser aproximada por uma distribuição Gaussiana, cuja variância é definida por [6]:

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(f) df, \quad (3)$$

onde σ_ϕ^2 é a variância do ruído de fase do oscilador local com distribuição Gaussiana e que pode ser encontrada pela integração da PSD $S_\phi(f)$. Este modelo de ruído de fase é frequentemente usado na análise das imperfeições devido ao ruído de fase [3], [11].

RateID	Modulação	Tamanho do Bloco de Informação (bytes)	Tamanho do Bloco Codificado (bytes)	Taxa Total de Codificação	Código Reed-Solomon	Taxa do Código Convolutacional
0	BPSK	12	24	1/2	(12,12,0)	1/2
1	QPSK	24	48	1/2	(32,24,4)	2/3
2	QPSK	36	48	5/6	(40,36,2)	3/4
3	16QAM	48	96	1/2	(64,48,8)	2/3
4	16QAM	72	96	3/4	(80,72,4)	5/6
5	64 QAM	96	144	2/3	(108,96,6)	3/4
6	64 QAM	108	144	3/4	(120,108,6)	5/6

TABELA I

ESQUEMAS DE MODULAÇÃO E DE CODIFICAÇÃO OBRIGATÓRIOS NA INTERFACE WIRELESSMAN-OFDM (IEEE-802.16D).

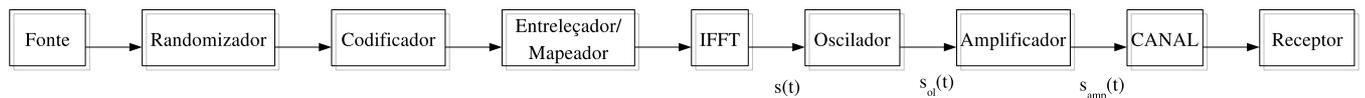


Fig. 1. Diagrama em bloco simplificado do sistema implementado no simulador da camada física do WiMAX.

V. MODELO DO AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

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 [12], [13].

Existem diversos modelos utilizados para modelar as características do amplificador não linear como, por exemplo, o modelo proposto por Saleh [12] para amplificadores TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) e o modelo de Rapp [13] para amplificadores de potência de estado sólido (SSPA - Solid State Power Amplifier).

Uma vez que os sistemas OFDM, como o WiMAX, empregam comumente amplificadores de potência de estado sólido [3], é mais adequado apresentar somente o modelo de amplificador de potência de Rapp.

A entrada $x(t)$ do amplificador é um sinal cossenoidal e que pode ser expresso por:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]. \quad (4)$$

Conforme já citado, a saída $y(t)$ do amplificador é distorcida tanto em amplitude como em fase, portanto:

$$y(t) = G[A(t)] \cos\{\omega_0 t + \theta(t) + \Phi[A(t)]\}, \quad (5)$$

onde $G[A(t)]$ e $\Phi[A(t)]$ representam as alterações AM/AM e AM/PM, respectivamente. Estas distorções são assim definidas pelo modelo de Rapp [13]:

$$G(r) = \frac{\nu r}{\left[1 + \left(\frac{\nu r}{A_o}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \quad (6)$$

e

$$\Phi(r) = \alpha_\Phi \left(\frac{\nu r}{A_o}\right)^4, \quad (7)$$

onde r é o sinal de entrada do amplificador, ν é o ganho de pequeno sinal, $A_o = \nu A_i$ é a amplitude de saturação de saída,

A_i é a amplitude de saturação de entrada, p é um parâmetro que controla a suavização da transição da região linear para a região não linear. Uma vez que a conversão AM/PM de um amplificador de estado sólido em geral é pequena o suficiente para ser desprezada, α_Φ costuma ser ajustado para zero [13].

O sinal OFDM, já levando em conta o ruído de fase, ao passar pelo amplificador não linear pode ser expresso então da seguinte forma:

$$s_{amp}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G[X_k] \cdot X_k \exp^{j\frac{2\pi}{T}kt + \phi_{total}(t)}, \quad (8)$$

para $0 \leq t < T$.

As distorções não lineares dependem do *back-off* de entrada (IBO) ou *back-off* de saída (OBO) [7], os quais definem o ponto de operação do amplificador em relação ao seu ponto de saturação. Eles são definidos como:

$$IBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{enSat}}{P_{en}} \right) \quad (9)$$

e

$$OBO_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{saiSat}}{P_{sai}} \right), \quad (10)$$

onde P_{en} é a potência de entrada, P_{enSat} é a potência de saturação de entrada, P_{sai} é a potência de saída e P_{saiSat} é a potência de saturação de saída.

VI. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

A. Sistema Livre de Não-Linearidades

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações para as interfaces OFDM e OFDMA do WIMAX, verificando o desempenho do sistema quando se utiliza as codificações definidas como obrigatórias pelos padrões IEEE 802.16d [1] e IEEE 802.16e [2], respectivamente: codificação concatenada (convolutacional + Reed-Solomon) e convolutacional apenas.

A Figura 2 apresenta as curvas de taxa de erro de bit (BER), no canal AWGN, para a interface aérea WirelessMAN-OFDM (IEE 802.16d) para vários *RateIDs*.

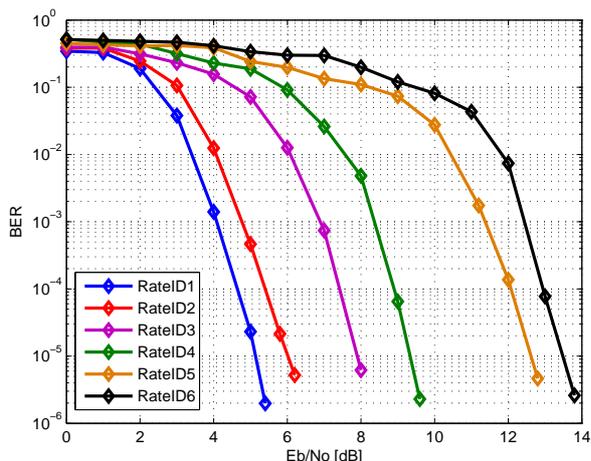


Fig. 2. Curvas de BER para a interface aérea WirelessMAN-OFDM (IEEE-802.16d).

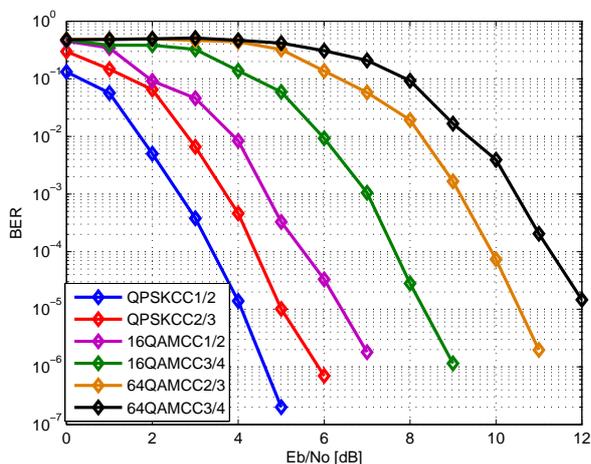


Fig. 3. Curvas de BER para a interface aérea WirelessMAN-OFDMA256 (IEEE 802.16e).

Nesta simulação foram considerados os seguintes parâmetros: número de portadoras $N = 256$, 192 subportadoras de dados, sem subcanalização, sem prefixo cíclico (canal AWGN). Além disso, o sistema foi idealizado, isto é, livre das não linearidades inseridas pelo amplificador e do ruído de fase do oscilador local. Mais especificamente, consideramos um OBO de 30 dB e um ruído de fase nulo.

A Figura 3, por sua vez, apresenta as curvas de BER no canal AWGN para a interface aérea WirelessMAN-OFDMA definida pelo padrão 802.16e (WiMAX móvel), no modo OFDMA escalável com FFT de tamanho 256. Neste caso o sistema também foi considerado livre das não linearidades.

A interface aérea WirelessMAN-OFDM, quando utiliza o *RateID 0* e nas transmissões de uplink com subcanalização, prevê o uso do código convolucional como esquema único de codificação, no lugar do esquema concatenado. Portanto, os mesmos resultados da Figura 3 se aplicariam ao sistema OFDM256 na direção de uplink quando se utiliza

subcanalização.

A comparação entre os esquemas de codificação das interfaces aéreas WirelessMAN-OFDM (concatenado) e WirelessMAN-OFDMA escalável com FFT de tamanho 256 (convolucional), com mesma taxa de codificação total, mostra um desempenho do código convolucional entre 1 e 2 dBs melhor do que a codificação concatenada na região de 10^{-4} de BER. Isto mostra que o uso do código Reed-Solomon concatenado com o código convolucional talvez não tenha sido a melhor escolha do padrão IEEE 802.16 para a interface aérea WirelessMAN-OFDM, uma vez que adicionou complexidade ao sistema ao mesmo tempo em que aparentemente provocou uma degradação de desempenho. FALAR DOS CASOS DE BURST ETC E TAL.

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 [14] 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 na interface WirelessMAN-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 1). Provavelmente esta diferença de desempenho e a possibilidade de diminuição de complexidade motivaram a escolha apenas da codificação convolucional como esquema obrigatório de codificação no sistema WirelessMAN-OFDMA [1], [2].

B. Sistema com Distorções

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações do sistema na presença de não-linearidade e ruído de fase. É estabelecido também os critérios para a escolha dos valores adequados de especificação dos módulos amplificador e oscilador.

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:

- 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;
- Que a relação E_b/N_0 necessária para garantir uma dada BER seja minimizada na presença dos efeitos de distorção;
- Que o espectro do canal transmitido não exceda à máscara de emissão espectral dada pelos padrões regulatórios [1], [15].

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

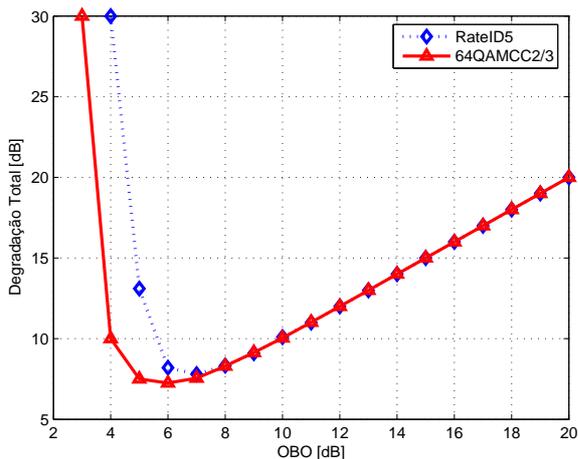


Fig. 4. Degradação total vs OBO para constelação 64 QAM, codificação concatenada e convolucional.

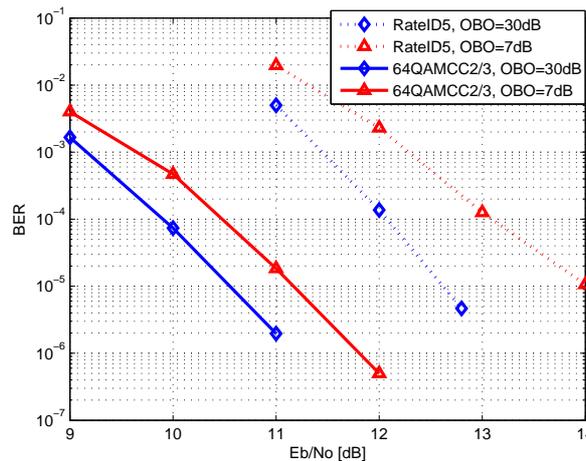


Fig. 5. Desempenho do *RateID 5* e do modo 64 QAM CC 2/3 com amplificador não-linear.

- 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 DT para uma dada BER e um determinado OBO, é dada por [16]:

$$DT = OBO + [(E_b/N_0)_{linear} - (E_b/N_0)_{OBO}]_{BER},$$

onde $[(E_b/N_0)_{linear} - (E_b/N_0)_{OBO}]_{BER}$, é a diferença entre as razões E_b/N_0 , requeridas pelo sistema sem e com o amplificador não-linear, para garantir uma dada BER no receptor;

- Verificação da degradação do desempenho do sistema WIMAX com interfaces aéreas WirelessMAN-OFDM com codificação concatenada e codificação convolucional apenas;
- Seleção do menor valor de back-off para o qual o espectro transmitido respeite os limites de emissão definidos pela máscara de espectro [1], [15].

Para um sistema como o WiMAX que utiliza quatro constelações diferentes, o limitante para a escolha do ponto de operação do amplificador é a constelação 64 QAM, uma vez que esta constelação apresenta maior sensibilidade às distorções não lineares [7]. Desta forma escolhemos apresentar resultados para o *RateID 5* e para o seu correspondente 64 QAM CC 2/3 (modulação 64 QAM, codificação convolucional apenas com taxa 2/3).

A Figura 4 mostra a curva de degradação total vs OBO ($BER=10^{-4}$) para o *rateID 5* e o modo 64 QAM CC 2/3. Desta curva pode ser obtido o ponto de operação ótimo do amplificador para o sistema. O valor ótimo corresponde ao valor de OBO que minimiza a degradação de BER e a penalidade de potência.

Conforme visto na Figura 4 o valor de OBO ótimo a ser considerado é de 7 dB para a codificação concatenada e 6 dB para codificação convolucional apenas. TRANSICAO RUIM PARA OS PROXIMOS PARAGRAFOS!

A Figura 5 mostra os resultados obtidos para o sistema WiMAX com a interface aérea WirelessMAN-OFDM, *RateID*

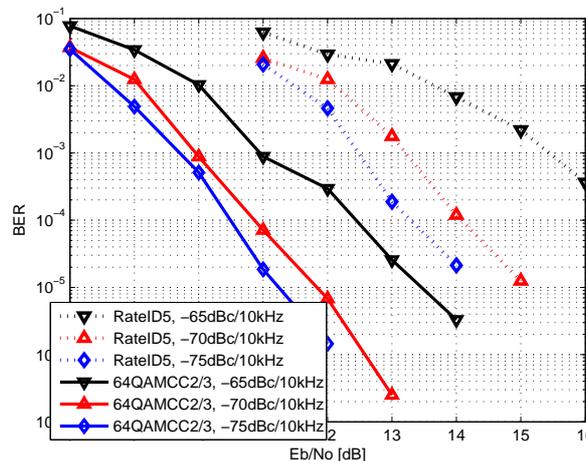


Fig. 6. Desempenho do *RateID 5* e do modo 64 QAM CC 2/3 com amplificador não-linear (OBO=7dB) e diferentes valores de ruído de fase.

5 e o modo 64 QAM CC 2/3 (codificação convolucional apenas), com amplificação linear (OBO=30dB) e não-linear (OBO=7dB).

Na Figura 5 observa-se que para o *RateID 5* temos uma degradação de 1 dB ($BER=10^{-4}$) enquanto que para o modo 64 QAM CC 2/3 temos uma degradação de apenas 0.5 dB quando se utiliza um amplificador com OBO=7dB.

Na Figura 6 temos o efeito do ruído de fase em conjunto com o efeito do amplificador não-linear com OBO=7dB. Para a codificação concatenada (*RateID 5*), ocorre uma degradação de mais de 3 dB para um ruído de fase de -65 dBc/Hz a 10kHz, enquanto que com ruído de fase de -70 e -75 dBc/Hz a 10kHz ocorre uma degradação de cerca de 1.0 dB e 0.3 dB ($BER=10^{-4}$), respectivamente, com relação ao sistema com amplificação não-linear com OBO=7 dB e sem ruído de fase. Para a codificação convolucional apenas (modo 64 QAM CC 2/3) temos degradações de apenas, 0.5 e 0.1 dB para os ruídos de fase de -65, -70 e -75 dBc/Hz a 10kHz, respectivamente.

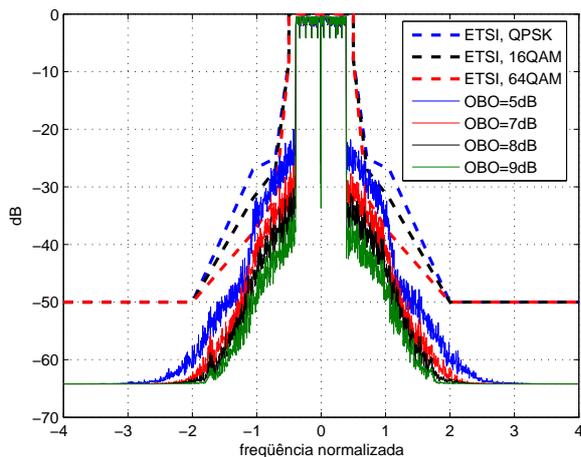


Fig. 7. Máscara do espectro em função do OBO para o *RateID 5*. Na figura também são mostradas as máscaras definidas pela ETSI [15].

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 limite de emissão espectral determinado pelos órgãos ou agências regulamentadoras como, por exemplo, a ETSI [15].

A Figura 7 mostra a PSD de um sistema WiMAX operando no *RateID 5* para diferentes valores de OBOs. Da Figura observa-se que com um OBO de 7 dB o limite da máscara de 64 QAM é atendido, ainda que a margem em relação ao limite seja relativamente pequena.

VII. RESULTADOS PARA O CANAL SUI

Nesta seção é apresentado resultados de simulação para o sistema operando no *RateID 5* considerando-se o modelo de canal SUI [17].

O modelo de canal SUI foi desenvolvido pela Universidade de Stanford, sendo que o qual o canal é descrito como um modelo de 3 raios, com atrasos não uniformes. Para a detecção do sinal OFDM foi adotado o conhecimento perfeito do canal, os efeitos da estimação e treinamento não foram simulados.

O modelo SUI especifica seis modelos de canais diferentes, estes são divididos em três tipos de canal, nominalmente A, B e C que são classificados de acordo com os tipos de terreno variando de montanhosas a planos [17]. Para efeitos de simulação, consideramos apenas o canal SUI 4 (o qual é representativo de um terreno do tipo...).

Da simulação realizada observou-se que a degradação de desempenho do sistema operando no *RateID 5* se altera ligeiramente ao se passar pelo canal SUI. Para o sistema usando um OBO=7 dB e oscilador com ruído de fase -70 dBc/Hz a 10 kHz em relação ao sistema linear e sem ruído de fase ocorre uma degradação de cerca de 2.4 dB para BER= 10^{-4} . Entretanto, apenas os valores absolutos de degradação se alteraram, sendo que as conclusões relativas se mantiveram as mesmas, incluindo a concordância com a máscara espectral (CONFIRMAR ISSO COM O ARRUDA!!!).

VIII. CONCLUSÕES

REFERÊNCIAS

- [1] IEEE Standard 802.16-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan aerea networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, May 2004.
- [2] IEEE Standard 802.16e/D10, Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, 2005.
- [3] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.
- [4] A. G. Armada, "Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 47, pp. 153-159, June 2001.
- [5] T. Pollet, M. van Bladel, M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-3, Feb./Mar./Apr.1995.
- [6] H. G. Ryu, Y. S. Lee, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, Feb. 2003.
- [7] E. Costa, S. Pupolin, "M-QAM-OFDM system performance in the presence of nonlinear amplifier and phase noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 3, pp. 462-472, Mar. 2002.
- [8] IEEE: Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16 - 2001.
- [9] IEEE P802.16a-2003, Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Part A: Systems between 2-11 GHz, April, 2003.
- [10] F. Tosato, P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2", *HPL-2001-246*, October 2001.
- [11] A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg. *Multicarrier Digital Communications*. Kluwer Academic/Pleniun Publishers, 1999.
- [12] A. A. Saleh, "Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [13] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK-OFDM-signal for a digital sound broadcasting system", *Proc. 2nd European Conference on Satellite Communications*, Liege, Belgium, Oct. 1991.
- [14] R. Yaniv, T. Kaitz, "Performance of the proposed 802.16e OFDM PHY for supporting mobile operation", *IEEE C802.16e-03/17*, Mar. 2002.
- [15] 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.
- [16] G. Karam, H. Sari, "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.
- [17] IEEE 802.16.3c-01/29r4, "Channel models for Fixed Wireless Applications", 16 July, 2001.