

# Comparação Entre Pós- e Pré-Processamento para a Mitigação dos Efeitos Não Lineares em um Sistema OFDM

Ian A. Ulian e André N. Barreto

**Resumo**—Devido aos seus altos valores de razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR), sistemas OFDM sofrem com distorções não lineares em amplificadores de potência. Existem diversos métodos na literatura com a finalidade de mitigar esse problema, que podem ser divididos em duas vertentes: uma que pré-processa o sinal na transmissão, a fim de reduzir o PAPR, e outra que pós-processa o sinal recebido, com o intento de cancelar a distorção não linear a partir de um conhecimento prévio da função não linear. Aqui, dois métodos são investigados e comparados: o método de extensão ativa da constelação, empregado na transmissão, e o receptor iterativo com *feedback*, que realiza uma correção iterativa com detecção *hard*. Mais do que isso, o propósito deste artigo é verificar qual dos enfoques é mais eficiente e promissor. Vemos que ambos os métodos melhoram o desempenho do sistema, mas conseguimos melhores resultados quando concentramos nossos esforços na recepção.

**Palavras-Chave**—OFDM, PAPR, extensão ativa da constelação, correção iterativa com detecção *hard*.

**Abstract**—Due to its high peak-to-average power ratio (PAPR), OFDM systems suffer from non linear distortions in power amplifiers. There are several methods in the literature that aim to mitigate this problem, and can be divided into two categories: one that pre-processes the signal before transmission attempting to reduce the PAPR, and another one that processes the received signal to cancel out the non linear distortion. Here, two methods are investigated and compared: the active constellation extension method, employed in the transmission, and the iterative decision-feedback receiver, which performs a iterative correction with hard detection. The purpose of the investigation is to verify which of the approaches is more efficient and promising. We see that both methods improve system performance, but we have better results when we focus our efforts on the reception.

**Keywords**—OFDM, PAPR, active constellation extension, iterative correction with hard detection.

## I. INTRODUÇÃO

A principal ideia da modulação por múltiplas portadoras OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é dividir os dados a serem transmitidos em diferentes subportadoras mutuamente ortogonais e que possuem baixa taxa de transmissão. Cada subportadora experimenta um canal de banda estreita, o que torna a estrutura do receptor menos complexa, uma vez que apenas uma equalização com somente um *tap* é suficiente. Como consequência, sistemas que utilizam essa técnica são robustos em canais com multipercursos e permitem a utilização de esquemas de modulação com alta eficiência

espectral. Por conta dessas vantagens, a técnica OFDM tem sido empregada em diversos padrões de transmissão sem fio já existentes e em desenvolvimento como, por exemplo, IEEE 802.11a/g [1] (WiFi), IEEE 802.16 [2] (WiMAX) e 3GPP-LTE [3].

Todavia, um sinal OFDM é constituído pela soma de várias subportadoras moduladas, o que acarreta uma alta variação de amplitude no domínio do tempo. Tal fato é comumente quantificado, em função da variação de potência, por meio da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*) [4]. É usualmente considerado que os altos valores de PAPR de um sinal OFDM constituem uma de suas principais desvantagens, visto que, por conta disso, sistemas OFDM sofrem com efeitos não lineares gerados por amplificadores de potência. Para um amplificador de um sistema OFDM operar em sua faixa linear e gerar pouca distorção é necessário um alto valor de recuo de potência, o que se traduz em baixa eficiência de potência. Se um recuo de potência baixo é selecionado para haver alta eficiência de potência, o sinal sofre distorções não lineares por conta da saturação do amplificador, acarretando radiação fora de banda e distorção da constelação, o que aumenta a taxa de erro do sistema [5], [6].

Existem na literatura diversas técnicas para amenizar o efeito desse problema. A maioria faz um processamento do sinal antes de transmiti-lo com a finalidade de diminuir seu PAPR como, por exemplo, em [7], [8]. No entanto, uma técnica não é necessariamente vantajosa apenas por diminuir o PAPR, e devemos analisar o sistema utilizando uma métrica mais completa que envolve tanto a taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) quanto o recuo de potência. Essa métrica é a degradação total. Com este critério observa-se apenas ganhos moderados para a maioria dessas técnicas, principalmente quando sistemas codificados são considerados [9]. Além disso, a maioria destes esquemas possuem considerável complexidade, necessitando de otimização de parâmetros em tempo real ou cálculo de diversas IFFTs (*Inverse Fast Fourier Transform*). Dentre os métodos existentes, focamos neste artigo em um dos mais promissores, o método de extensão ativa da constelação [7], [10], por ser simples de ser empregado, eficaz, não necessitar de sinalizações adicionais e, além de reduzir o PAPR do sinal, melhorar o desempenho do sistema.

Mais recentemente foram propostas também técnicas utilizadas na recepção do sinal, o que é ainda mais interessante quando se considera o enlace reverso, onde o alto valor de PAPR é mais crítico, visto que o dispositivo de

transmissão deve ser barato e consumir pouca energia. Por conta disso, é desejável colocar a complexidade no receptor e não no transmissor. Esses métodos se baseiam no fato de que, mesmo com severas condições de não linearidade, a teoria da informação mostra pouca redução na capacidade do canal [11] caso um receptor adequado seja empregado. Um detector de máxima verossimilhança pode ser empregado, mas é computacionalmente inviável [12], [13] na maioria dos casos. Uma alternativa proposta por [14], [15] se mostra eficiente tanto para sistemas codificados quanto para não codificados. Ela consiste em um receptor iterativo com *feedback* para estimar e cancelar o ruído não linear presente no sinal.

Neste trabalho são analisados e comparados os desempenhos das duas técnicas mencionadas anteriormente, o método de extensão ativa da constelação e o receptor iterativo com *feedback*. O objetivo principal desta comparação é verificar qual entre as duas vertentes é mais favorável, a que tenta reduzir o PAPR na transmissão do sinal ou a que tenta amenizar os efeitos não lineares do sistema processando o sinal recebido. Para isso, utilizaremos tanto uma análise em termos de taxa de erro de bit quanto uma análise levando em conta a degradação total do sistema.

O texto está estruturado assim: a Seção II apresenta o modelo do sistema. A Seção III descreve os métodos a serem analisados e comparados. Na Seção IV são mostrados e analisados os resultados. A Seção V conclui o documento.

## II. MODELO DO SISTEMA

Em uma transmissão OFDM, os bits a serem transmitidos são mapeados em uma sequência de símbolos modulados, que são divididos em  $N$  subcanais, modulados em subportadoras ortogonais. Logo, um símbolo OFDM no domínio no tempo é a soma de  $N$  símbolos independentes mapeados em  $N$  diferentes subportadoras. O sinal OFDM em banda básica pode ser representado por

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} X_{l,n} e^{j2\pi f_l t} g(t - nT), \quad (1)$$

em que  $X_{l,n}$  é o símbolo transmitido no  $n$ -ésimo bloco OFDM e na subportadora de número  $l$ , que possui frequência  $f_l$ , com  $f_l = l/T_S$ .  $T_S$  é o tempo útil de um símbolo OFDM e  $T = T_S + T_G$  é seu tempo total, no qual está incluso o tempo do intervalo de guarda  $T_G$ , comumente preenchido pelo prefixo cíclico.  $g(t)$  é o pulso de formatação, usualmente um pulso retangular de largura  $T$ .

Uma versão criticamente amostrada desse sinal pode ser implementada por meio da IFFT e, omitindo o índice  $n$ , as amostras de um símbolo OFDM no domínio do tempo podem ser representadas por

$$x[k] = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} x_l e^{j2\pi kl/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1. \quad (2)$$

Para modelar a presença de um amplificador não linear, o sinal é submetido a um limitador, cuja função de transferência é dada por

$$z[k] = \begin{cases} x[k] & , \text{ if } 0 \leq |x[k]| \leq A \\ Ae^{j\phi[k]} & , \text{ if } |x[k]| > A \end{cases}, \quad (3)$$

em que  $A$  é a amplitude máxima do sinal após ser submetido ao dispositivo. Esse modelo pode ser aplicado também quando *clipping*, corte do sinal, é realizado antes da amplificação.

Quando se trata de amplificadores não lineares, uma importante métrica a ser utilizada é o recuo de potência, que pode ser considerado tanto na entrada quanto na saída do amplificador. O *backoff* de saída (OBO - *Output Backoff*) ou de entrada (IBO - *Input Backoff*) é definido como a diferença em dB entre a potência de saturação e a potência efetivamente transmitida na saída ou na entrada do amplificador, respectivamente. Em nosso modelo a amplitude de saturação coincide com o nível em que o sinal é cortado.

Quanto menor os valores de *backoff*, mais perto da região de saturação se opera. Consequentemente, devido aos altos valores de PAPR típicos de um sinal OFDM, a distorção não linear se torna considerável. Portanto, existem duas situações extremas de operação: escolher um ponto bem abaixo da região de saturação com a finalidade de ter até os mais altos picos amplificados linearmente, mas com baixa eficiência de potência; ou operar perto da região de saturação, com alta eficiência de potência, mas sabendo que a parte do sinal com alta amplitude será distorcida e cortada. Logo, deve-se tentar operar em um ponto intermediário aos extremos, no qual os prejuízos são conjuntamente minimizados. Prejuízos esses que são traduzidos em distorção de constelação e radiação fora de banda. É interessante ressaltar, também, que geralmente o *clipping* do sinal é seguido por uma filtragem do sinal superamostrado, a fim de minimizar a radiação fora de banda.

## III. DESCRIÇÃO DOS MÉTODOS UTILIZADOS

Esta seção descreve brevemente os métodos investigados neste artigo para mitigação dos efeitos das não linearidades no desempenho do sistema, representando as duas principais vertentes encontradas na literatura. O primeiro, o método da extensão ativa da constelação, é aplicado no transmissor, enquanto o segundo, a correção iterativa com detecção *hard* é aplicado no sinal recebido.

### A. Extensão Ativa da Constelação

O método de extensão ativa da constelação [7] consiste na modificação da constelação do sinal sem aumentar sua taxa de erro. O efeito dessa modificação é a adição de senóides em algumas frequências que resultam no cancelamento de alguns picos do sinal. A alteração da constelação não compromete o desempenho, uma vez que os pontos sinais modificados são projetados em uma região de maior margem de erro. É interessante ressaltar que com a aplicação do método, a potência do sinal aumenta. Todavia, esse aumento é em geral compensado pelo ganho de desempenho obtido [7].

O algoritmo deve modificar apenas as subportadoras de dados, deixando inalteradas as subportadoras piloto e de guarda. Ele pode ser descrito pelos seguintes passos, que são executados a cada símbolo OFDM:

- 1) de acordo com os dados de entrada, designar os pontos  $X_l$  da constelação;
- 2) construir as amostras do símbolo no tempo  $x[k]$  por meio da IFFT;

- 3) comparar a magnitude de todas as amostras com o valor máximo  $L_{max}$ ;
- 4) para as amostras que excedam  $L_{max}$ , redimensioná-las, isto é, supondo  $x[k] = |X[k]|e^{j\theta_k}$ , fazer  $\tilde{x}[k] = L_{max}e^{j\theta_k}$ ;
- 5) obter o sinal no domínio da frequência pela FFT (*Fast Fourier Transform*);
- 6) reestabelecer as portadoras piloto e de guarda, restaurar os pontos interiores aos valores originais e projetar os pontos externos para as regiões de maior margem;
- 7) retornar ao passo 2 e executar o algoritmo até que nenhuma amostra temporal seja redimensionada ou que o número máximo de iterações seja atingido.

O algoritmo requer como complexidade adicional basicamente uma IFFT e uma FFT para cada iteração e, como visto em [10], não são necessárias muitas iterações para que se chegue a um resultado satisfatório. Outra característica extremamente positiva consiste no fato de que sua aplicação não demanda sinalização adicional, assim como nenhuma modificação nos receptores. Isso o torna aceitável pelas normas que empregam a transmissão OFDM em sua camada física.

#### B. Correção Iterativa com Detecção Hard (CIDH)

Supondo que conhecemos a função de resposta não linear do amplificador, podemos estimar a distorção não linear causada por ele, que é determinística. Esta é base do algoritmo CIDH [15], no qual se realiza uma estimação e um cancelamento iterativo do ruído não linear em um sinal OFDM. O seu desenvolvimento é baseado no teorema de Busgang [16], em que a saída de um dispositivo não linear pode ser modelada pela soma de uma componente atenuada do sinal de entrada com uma componente que representa o ruído não linear [4]. Logo,

$$z[k] = \alpha x[k] + d[k], \quad (4)$$

em que  $d[k]$  é a distorção não linear, descorrelatada de  $x[k]$ , e  $\alpha$  é o fator de atenuação, que para o limitador é calculado da seguinte forma [17], [18]:

$$\alpha = (1 - e^{-IBO}) + \frac{1}{2}\sqrt{\pi IBO} \operatorname{erfc}(\sqrt{IBO}), \quad (5)$$

em que  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  é a função complementar de erro.

O ruído não linear  $d[k]$  pode ser encarado como a soma de variáveis aleatórias que não são necessariamente estatisticamente independentes. Entretanto, com base no teorema do limite central, pode-se supor  $d[k]$  como gaussiano, uma vez que esse teorema também vale para um grande número de variáveis dependentes [19]. Além disso, esse modelo tem sido largamente utilizado para investigar distorções não lineares, mostrando resultados com boa precisão, especialmente para um alto número de subportadoras  $N$ , situação na qual o ruído não linear se aproxima de uma distribuição gaussiana.

Imediatamente após o *clipping*, o sinal é amplificado e enviado ao canal de transmissão. A filtragem do sinal não é considerada neste trabalho, já que trabalhamos apenas com o sinal OFDM criticamente amostrado, mas, na realidade, ela deve ser realizada no sinal superamostrado, o que pode causar o surgimento de outros picos de amplitude no sinal.

O sinal recebido pode ser descrito como:

$$y[k] = z[k] * h[k] + n[k] = (\alpha x[k] + d[k]) * h[k] + n[k], \quad (6)$$

em que  $n[k]$  é um ruído branco com média zero e variância  $\sigma^2$  e  $h[k]$  é a resposta impulsional do canal. Ademais, assumimos perfeita estimação e perfeita sincronização do canal. Portanto, o sinal recebido possui, além do ruído branco  $n[k]$ , o ruído de *clipping* ou ruído não linear.

A ideia principal do algoritmo proposto em [12], [15] é estimar o ruído não linear com a finalidade de cancelá-lo. Isso é realizado inicialmente com a detecção do sinal recebido. A partir deste, reconstruímos o sinal transmitido, que é submetido às mesmas condições de não linearidade presentes na transmissão. Fazendo isso, o ruído não linear pode ser estimado e cancelado. Então, o sinal sem o ruído não linear pode ser detectado novamente e esse processo é repetido pelo número de iterações desejadas. Os passos do algoritmo são descritos a seguir e ilustrados na Figura 1.

- 1) O sinal recebido no domínio da frequência  $\mathbf{Y}$  é equalizado e demodulado para se obter a estimação dos bits transmitidos  $\hat{\mathbf{X}}$ .
- 2) Os bits  $\hat{\mathbf{X}}$  são modulados e levados ao domínio do tempo via IFFT gerando, assim, uma estimativa das amostras do sinal transmitido  $\hat{\mathbf{x}}$ .
- 3) O sinal é então processado por dois caminhos. Um deles reconstrói a versão atenuada do sinal não amplificado  $\alpha\hat{\mathbf{x}}$ . A outra tenta reconstruir o sinal amplificado ao passar o sinal estimado pelas mesmas condições de não linearidade utilizadas na transmissão. Aqui, supomos que o receptor tem total conhecimento dos aspectos não lineares da transmissão. O sinal não linear estimado pode ser denotado por  $\hat{\mathbf{z}} = \alpha\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{d}}$ .
- 4) Calcula-se a diferença entre os sinais vindos dos dois caminhos. Logo, obtemos uma estimativa do ruído não linear:  $\hat{\mathbf{z}} - \alpha\hat{\mathbf{x}} = \alpha\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{d}} - \alpha\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{d}}$ .
- 5) A transformada de Fourier do ruído não linear estimado  $\hat{\mathbf{D}}$  é multiplicada pela resposta estimada  $\mathbf{H}$  do canal e, então, subtraída do sinal recebido  $\mathbf{Y}$  para se obter uma versão corrigida do sinal  $\mathbf{Y}_{\text{corr}}$  para a próxima iteração.
- 6) Retorna-se ao primeiro passo substituindo  $\mathbf{Y}$  por  $\mathbf{Y}_{\text{corr}}$ .

Após cada iteração, a estimativa do ruído não linear se torna mais precisa e o desempenho do receptor é aperfeiçoado. Além disso, com poucas iterações é possível se obter um bom desempenho, como é visto na próxima sessão.

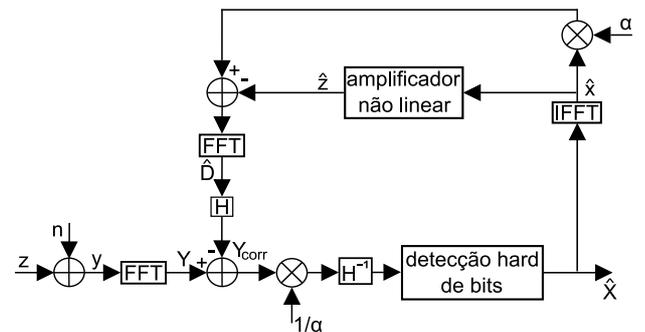


Fig. 1. Receptor com cancelamento iterativo do ruído não linear.

IV. RESULTADOS

Nesta Seção mostramos alguns resultados obtidos com simulações computacionais. Para isso, consideramos um sistema OFDM com 256 subportadoras, das quais 210 transmitem dados. A subportadora central (DC) e as mais externas são mantidas nulas para conformação do espectro. O espaçamento entre as subportadoras é de 15 kHz e o prefixo cíclico corresponde a 1/16 do tamanho útil do símbolo. Nos casos com codificação, foi empregado um código convolucional com taxa  $R = 1/2$  e com polinômios geradores  $g_0 = 133_8$  e  $g_1 = 171_8$ . Taxas de codificação  $R = 2/3$  e  $R = 3/4$  também foram consideradas com perfuração. Em todos os casos, empregamos 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) como esquema de modulação.

Em todos os resultados de simulação são mostradas três situações: uma em que não há aplicação de nenhum método para compensar os efeitos não lineares de amplificação, outra em que o método EAC é empregado na transmissão e uma última, onde o método CIDH é utilizado na recepção do sinal. O método EAC é sempre empregado com  $L_{max} = 1$  e com número máximo de 11 iterações, configuração com a qual obtemos o melhor compromisso entre o ganho obtido e a complexidade computacional adicionada [10].

A. Canal AWGN

Aqui todos os resultados foram obtidos ao transmitir o sinal por um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). A Figura 2 mostra curvas de taxas de erro de bit (BER) com um *backoff* de saída de 3 dB. Com a utilização do método EAC se consegue melhorar o desempenho do sistema. No entanto, utilizando o método CIDH se nota um ganho de desempenho muito mais expressivo, a ponto de, com 3 iterações, haver apenas uma perda inferior a 0.5 dB em relação ao caso linear. Conclui-se, portanto, que ambos métodos melhoram o desempenho do sistema em termos de BER, mas a melhora trazida pelo método aplicado na recepção é muito superior.

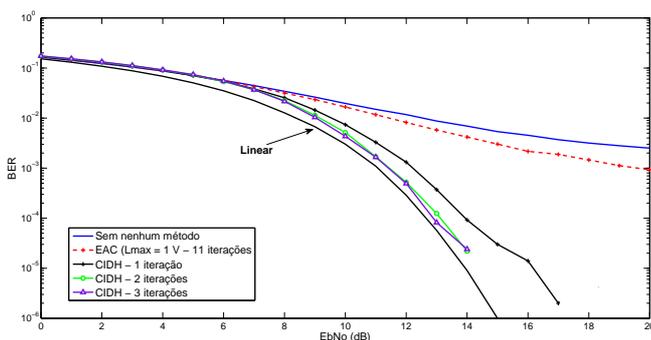


Fig. 2. BER com EAC e CIDH sem codificação de canal com  $OBO = 3dB$

Além da análise feita em termos de BER, utilizamos a degradação total (DT), que é uma figura de mérito comumente utilizada quando se deseja analisar o desempenho de um sistema com amplificação não linear. Ela é definida como

$$DT_{dB} = OBO_{dB} + [EbN0_{(OBO)} - EbN0_{(linear)}]_{BER}, \quad (7)$$

em que  $EbN0_{(OBO)}$  e  $EbN0_{(linear)}$  são, respectivamente, as relações requeridas de energia de bit por densidade espectral do ruído  $E_b/N_0$  em dB para o amplificador não linear para um dado valor de *backoff* de saída  $OBO_{dB}$ , e para um amplificador linear ideal. O primeiro termo indica o decréscimo na potência de transmissão do amplificador enquanto o segundo, a degradação devido à distorção não linear causada pelo dispositivo. Essa figura de mérito sempre é mensurada para um canal e para um valor de BER específicos. Nas análises feitas neste trabalho, consideramos tanto um canal AWGN como um canal com multipercurso para  $BER = 10^{-3}$ .

Um dos aspectos interessantes dessa figura de mérito está em chegarmos a um ponto ótimo de OBO, que ocorre no ponto de mínimo de cada curva, onde se obtém a menor degradação total do sistema.

A Figura 3 ilustra a degradação total para um sistema OFDM não codificado. Primeiramente, nota-se que o desempenho do sistema é melhorado com qualquer um dos métodos utilizados. Além disso, com apenas 1 iteração do método CIDH, tem-se um desempenho bem superior ao desempenho obtido com o método EAC e esse desempenho melhora para 2 e 3 iterações. Analisando em termos de valores mínimos de DT, o método EAC traz um ganho de cerca de 0.5 dB enquanto o método CIDH com 3 iterações, um ganho de cerca de 3 dB.

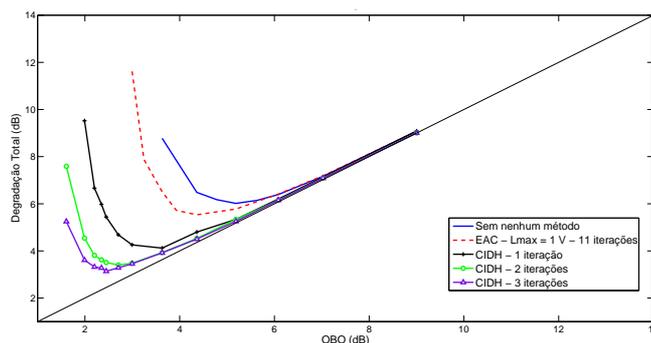


Fig. 3. Degradação Total com EAC e CIDH sem codificação de canal.

A Figura 4 mostra a degradação total para um sistema codificado com  $R = 3/4$ . De novo, é possível verificar que qualquer um dos métodos tratados aqui melhora o desempenho do sistema e que o desempenho do método CIDH é superior ao método EAC com apenas 1 iteração.

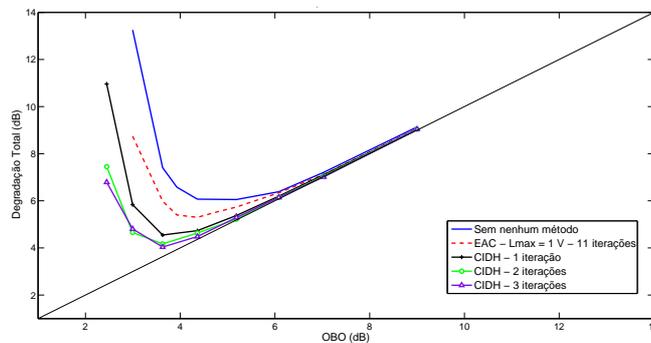


Fig. 4. Degradação Total com EAC e CIDH para  $R = 3/4$ .

Ao analisar a Figura 5, que mostra a degradação total para

um sistema codificado com  $R = 1/2$ , fica evidente que a utilização do método EAC já não é mais tão vantajosa como foi nos casos anteriores, sendo praticamente desprezível o ganho em termos de degradação total e valor ótimo de OBO. No entanto, o ganho trazido pelo método CIDH ainda é relevante, cerca de 1.6 dB considerando a degradação total mínima, mas assim como o outro método, ele é menor para essa taxa de codificação do que para as outras já vistas, pois quanto maior a redundância do codificador, menores são os efeitos indesejados da amplificação não linear [9].

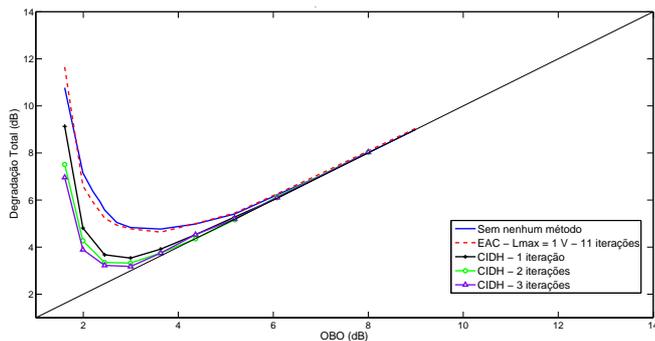


Fig. 5. Degradação Total com EAC e CIDH para  $R = 1/2$ .

### B. Canal com Multipercursos

Nesta parte as transmissões são realizadas através de um canal com multipercursos, que segue o modelo UMTS-A [20]. A Figura 6 ilustra a degradação total para um sistema OFDM com codificação e  $R = 2/3$ . Seguindo a tendência das outras situações analisadas, o método CIDH, empregado na recepção, novamente traz maiores ganhos em relação ao método EAC, utilizado na transmissão. Esse diminui em cerca de 0.5 dB a degradação do sistema enquanto aquele, quando utilizado com 3 iterações, em cerca de 1.4 dB.

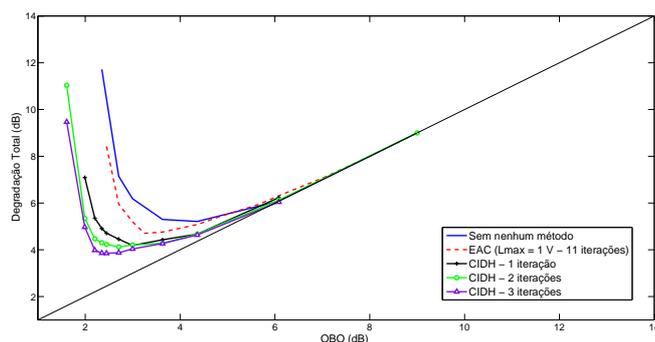


Fig. 6. Degradação Total com EAC e CIDH para  $R = 2/3$  em um canal com multipercursos.

## V. CONCLUSÕES

Neste artigo vemos, considerando tanto BER quanto DT, os ganhos trazidos por dois métodos que amenizam os efeitos de uma amplificação não linear em um sistema OFDM. Está claro que o método CIDH possui melhor desempenho que o método EAC com diferentes configurações do sistema: codificado ou

não, experimentando um canal AWGN ou com multipercursos. Mais do que isso, nos parece que a vertente que foca na recepção do sinal possui melhores resultados e maior potencial do que a que foca na transmissão. Isso se torna ainda mais relevante quando consideramos o enlace reverso, no qual o aumento da complexidade do transmissor é indesejável. Entre os possíveis trabalhos futuros, podemos citar o estudo de transmissão OFDM na qual os dois métodos são empregados simultaneamente, um na transmissão e outro na recepção do sinal.

## REFERÊNCIAS

- [1] IEEE Std 802.11-2007, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications".
- [2] IEEE Standard 802.16e-2005, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," maio 2004.
- [3] H. Ekstrom et al., "Technical Solutions for the 3G Long Term Evolution," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 38-44, mar. 2006.
- [4] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 89-101, jan. 2002.
- [5] P. Banelli e S. Cacopardi, "Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 430-441, mar. 2000.
- [6] C. van den Bos, M.H.L. Kouwenhoven, e W.A. Serdijin, "Effect of smooth nonlinear distortion on OFDM symbol error rate," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1510-1514, set. 2001.
- [7] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," *IEEE Trans. Broadcasting*, abr. 2002.
- [8] T. Jiang, W. Xiang, P.C. Richardson, J. Guo e G. Zhu, "PAPR reduction of OFDM signals using partial transmit sequences with low computational complexity," in *IEEE Trans. Broadcasting*, 53(3), set. 2007
- [9] I. Ulian and A. N. Barreto, "On the impact of non-linear high power amplifiers on coded OFDM," *International Telecommunications Symposium (ITS)*, Manaus-AM, set. 2010.
- [10] I. A. Ulian, A. N. Barreto e P. H. P. de Carvalho, "Análise do método de extensão ativa da constelação para redução de PAPR em sistemas OFDM," in *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT)*, Blumenau-SC, set. 2009.
- [11] P. Zillmann and G. Fettweis, "On the capacity of multicarrier transmission over nonlinear channels," in *Proc. IEEE Vehic. Tech. Conf. (VTC)*, maio 2005.
- [12] W. Rave, P. Zillmann and G. Fettweis, "Iterative correction and decoding of OFDM signals affected by clipping," in *Proc. MC-SS 2005*, pp. 443-452, out. 2005.
- [13] H. D. Han and P. Hoeher, "Simultaneous predistortion and nonlinear detection for nonlinearly distorted OFDM signals," in *Proc. of IST Summit 200*, jun. 2005.
- [14] J. Tellado, L. Hoo and J. M. Cioffi, "ML detection of nonlinearly distorted multicarrier symbols by iterative decoding," in *IEEE Transactions on Communication*, vol. 51, no. 2, pp. 218-228, 2003.
- [15] H. Chen and A. M. Haimovich, "Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM," in *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 305-307, 2003.
- [16] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes" 3rd ed. McGraw-Hill Inc., 1991.
- [17] H. Ochiai and H. Imai, "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems," in *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 2270-2277, nov. 2000.
- [18] H. E. Rowe, "Memoryless nonlinearities with gaussian inputs: elementary results," in *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Bell Syst. Tech. J., vol. 61, pp. 1519-1525, set. 1982.
- [19] W. Feller, "An Introduction to Probability Theory and its Applications", 2nd ed. New York: Wiley, 1957, vol. 1.
- [20] RECOMMENDATION ITU-R M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000", 1997.