

Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM

Guilherme Pedro Aquino e Luciano Leonel Mendes

Resumo — O objetivo deste artigo é apresentar uma comparação de desempenho de um conjunto de técnicas de redução da PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), visando uma análise de eficiência da redução da variância da PAPR e de desempenho em canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) com ceifamento de pico, além de apresentar uma nova técnica para a redução da PAPR com ganhos significativos de desempenho. Duas técnicas diferentes serão analisadas: SLM (*Selective Mapping*) e PTS (*Partial Transmission Sequence*), bem como suas variações. No total, cinco derivações diferentes serão avaliadas, dentre as quais se encontra a modificação proposta, denominada de PTS-Modificado.

Palavras-Chave — Redução da PAPR, OFDM, SLM, PTS, Canal não linear.

Abstract — The aim of this article is to analyze a set of techniques to reduce the PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) and compare them in terms of reduction efficiency and performance on an AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) channel with peak clipping, besides presenting a new technique for PAPR reduction with significant performance gains. Basically two techniques are analyzed: SLM (*Selective Mapping*) and PTS (*Partial Sequence Transmission*) and its variations. The overall analysis with consider five different approaches to be evaluated, among which is found the proposal modification called PTS-Modified.

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

I. INTRODUÇÃO

A técnica de Multiplexação por Divisão em Frequência Ortogonal (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [1] está sendo cada vez mais empregada nos sistemas de comunicações digitais. Já existem vários padrões que empregam essa técnica para prover serviços com altas taxas de transmissão, desde sistemas de comunicação sem fio até aplicações em fibras ópticas. O uso do OFDM é motivado, em muitos casos, por duas de suas características mais interessantes: eficiência espectral e robustez frente a canais seletivos em frequência [1]. No entanto, existem algumas desvantagens no uso do OFDM. Pode-se citar a vulnerabilidade a erros de sincronismos de fase e alta relação entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR – *Peak to Average Power Ratio*) [1]. Um dos objetivos deste artigo é analisar e comparar técnicas que possibilitam diminuir a PAPR do sinal OFDM, visando minimizar as distorções não-lineares causadas pelo processo de amplificação do sinal. As várias técnicas utilizadas neste artigo serão comparadas em termos da taxa de erro de símbolo (SER – *Symbol Error Rate*) frente a um canal AWGN não linear [2], onde os picos do sinal OFDM podem ser ceifados devido à saturação do amplificador de potência. Comparações apresentadas previamente na literatura visam apresentar a redução da probabilidade de ceifamento ao invés

de analisar a probabilidade de erro de símbolo resultante das não-linearidades do canal [3].

Além da comparação de desempenho das técnicas de redução de PAPR, este artigo também apresenta uma nova proposta para reduzir o impacto do ceifamento em sinais OFDM, que consiste da integração das técnicas SLM e PTS, doravante denominada de PTS-Modificado. Os resultados de simulações confirmam uma elevada redução da PAPR e, conseqüentemente, uma redução do patamar de erro de símbolo resultante do ceifamento do sinal.

Para atingir os objetivos apresentados aqui, este artigo está organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta os princípios da técnica OFDM, enquanto Seção III apresenta as técnicas de redução de PAPR, incluindo a proposta desenvolvida neste trabalho. A Seção IV traz os resultados de desempenho obtidos em canal AWGN não linear e, finalmente, a Seção V apresenta as conclusões deste trabalho.

II. PRINCÍPIOS DO OFDM

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

$$S_{ofdm}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)], \quad (1)$$

no qual i_n e q_n são, respectivamente, a parte real e imaginária do símbolo da constelação empregada, e ω_n é a frequência angular da n -ésima subportadora. Logo, o símbolo OFDM pode ser visto como uma Série de Fourier truncada de N elementos, onde os coeficientes da série correspondem à informação a ser transmitida. É importante observar que para que as subportadoras sejam ortogonais, a diferença de frequência entre duas subportadoras adjacentes deve ser dada por

$$\Delta f = R_{ofdm}, \quad (2)$$

sendo,

$$R_{ofdm} = \frac{R_s}{N}, \quad (3)$$

onde R_s é a taxa de símbolos total. A largura de faixa de cada subportadora é dada por

$$Bw_{ofdm} = \frac{Bw_s}{N}, \quad (4)$$

no qual Bw_s é a largura de faixa de um sistema de portadora única. Se N for grande o bastante para fazer com que Bw_{ofdm} seja menor do que a banda de coerência do canal [1], a

subportadora irá sofrer um desvanecimento plano em frequência, o que significa que essa técnica é robusta aos canais seletivos em frequência [1]. Um dos principais problemas observados na técnica OFDM é a alta PAPR. Um sinal OFDM é o resultado da soma de N variáveis aleatórias que ponderam funções senoidais e cossenoidais. Essa soma pode resultar em picos de potência instantânea muito maior do que a potência média do sinal. A relação entre a máxima potência de um sinal, $x(t)$, e sua potência média é definida como PAPR e é dada por

$$PAPR[x(t)] = \frac{\max(|x(t)|^2)}{E[|x(t)|^2]} \quad (5)$$

sendo $E[\cdot]$ é o valor esperado de $[\cdot]$.

Os picos de potência do sinal OFDM podem levar o amplificador de potência à saturação, o que resulta em ceifamento do sinal de saída. Estas distorções introduzem interferências dentro da banda do sinal causando ICI (*Intra Carrier Interference*) [2], promovendo uma maior taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*). Portanto, para não haver ceifamentos, o sinal com alta PAPR exigirá que os amplificadores possuam um *back-off* [4] elevado, o que reduz seu desempenho energético e aumenta o custo do sistema. Uma alternativa eficiente é utilizar uma técnica de redução da PAPR. Estas técnicas têm por função diminuir a probabilidade de ocorrência de picos que levam o amplificador à saturação.

III. TÉCNICAS DE REDUÇÃO DA PAPR

Os picos do símbolo OFDM são resultados da soma em fase dos N sinais cossenoidais e senoidais que formam o símbolo. Evitar a soma em fase destas portadoras resulta em reduzir os picos de potência instantânea do sinal. Existem diversas técnicas para a redução da PAPR em sinais OFDM. Dentre as técnicas conhecidas de redução da PAPR, podem-se destacar as técnicas *Hard* e *Soft-Clipping* [5] [6], técnicas de controle de PAPR baseadas em códigos corretores de erro [7], PTS [8], SLM [9], técnicas que utilizam a transformada de Walsh-Hadamard (WHT – *Walsh-Hadamard Transform*) [10] e técnicas de pré-distorção do sinal OFDM [11].

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

- SLM-OFDM (usando sequências do tipo M) [12];
- SLM-OFDM (usando sequências de Hadamard) [13];
- SLM-OFDM (usando sequência aleatória com quatro fatores de rotação de fase) [14];
- PTS Convencional [15];
- PTS-M (PTS-Modificado);

As técnicas mencionadas serão detalhadas nas subseções a seguir.

A. SLM – OFDM

Uma técnica para a redução da PAPR é o mapeamento seletivo (SLM – *Selective Mapping*). Esta técnica consiste em multiplicar o vetor de dados por várias sequências pseudo-aleatórias (PN – *Pseudo Noise*), criando um conjunto de sinais diferentes que carregam a mesma informação. Um seletor será responsável por determinar qual é o sinal com a menor PAPR

e transmiti-lo. A informação sobre qual sequência PN foi empregada para a geração do sinal é incluído em portadoras auxiliares, de modo que o receptor esteja apto a decodificar os dados de forma adequada. A Figura 1 apresenta o diagrama em blocos de um sistema SLM-OFDM, b representa a sequência de bits a ser transmitida, $c = i_n + jq_n$ é a sequência de símbolos na saída do modulador. A notação “ \wedge ” denota estimativa da informação recebida.

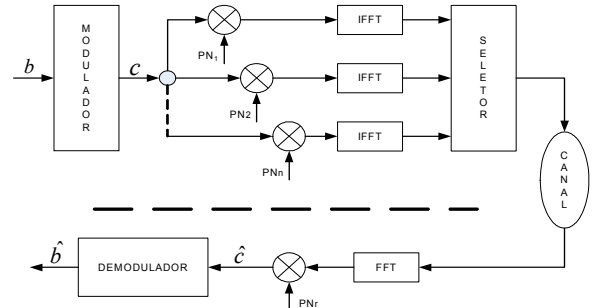


Fig. 1. Diagrama em blocos de um sistema SLM-OFDM.

Pode se observar que essa técnica necessita, no transmissor, de n blocos para o cálculo da IFFT. Quanto maior for o valor de n maior será o custo de implementação, porém maior é a probabilidade de encontrar um símbolo com PAPR baixa. Essa técnica pode ser considerada de complexidade moderada e não distorce o sinal de transmissão, ao contrário das técnicas (*Hard* e *Soft-Clipping*) [5] [6].

Existem várias maneiras de criar uma sequência PN. Entre as formas mais conhecidas se destacam a sequência de máximo comprimento (Sequências M) [16], códigos *Gold* [17] e os códigos de Walsh-Hadamard [18]. Este artigo apresenta duas soluções para a implementação de SLM, utilizando: i) sequências do tipo M, e ii) sequências de Hadamard.

A Figura 2 compara a função densidade de probabilidade (fdp) da PAPR obtida para cada uma das técnicas mencionadas acima e compara os resultados com a fdp da PAPR obtida com o OFDM convencional. Considerou-se um sistema com 2048 subportadoras e a constelação 16-QAM.

A sequência M empregada neste artigo foi gerada a partir do polinômio gerador dado por

$$g(x) = 1 + x + x^4 + x^6 + x^{12}. \quad (6)$$

O comprimento máximo desta sequência é 4095, mas apenas 2048 portadoras estão sendo empregadas nesta simulação, portanto as sequências foram truncadas nas primeiras 2048 amostras. Para gerar diferentes sequências PNs basta mudar o polinômio gerador por outro polinômio irreduzível de mesma ordem. Também pode-se empregar diferentes sementes para gerar outras sequências PNs.

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

$$H_{2^k} = \frac{1}{\sqrt{2^k}} \begin{bmatrix} H_{2^{k-1}} & H_{2^{k-1}} \\ H_{2^{k-1}} & -H_{2^{k-1}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

no qual $k = 1, 2, 3 \dots$, e $H_{2^0} = 1$. Cada linha da matriz forma uma sequência PN que é empregada no sistema, tal como apresentado na Figura 1. Observando a Figura 2, é possível concluir que ambas as técnicas SLM resultam em uma redução considerável da PAPR, com uma pequena vantagem para a

técnica SLM-M sobre a técnica SLM-Hadamard. As técnicas SLM-M e SLM-Hadamard empregam seqüências reais, cuja amplitude $x \in \{-A, +A\}$. Uma nova proposta para a implementação do SLM consiste em empregar seqüências complexas, cuja amplitude $x \in \{-A, +A, -jA, +jA\}$.

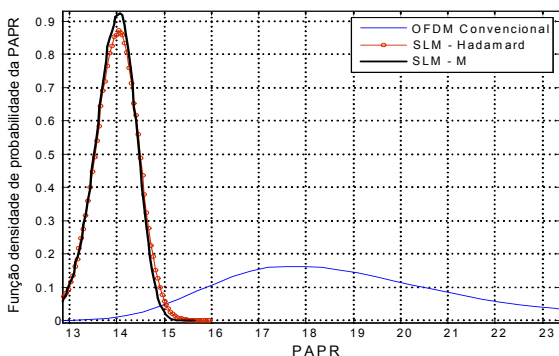


Fig. 2. Comparação entre a fdp da PAPR do OFDM convencional com as técnicas SLM-M e SLM-Hadamard.

A Figura 3 apresenta a comparação entre a pdf da PAPR obtida com o SLM-M com seqüências reais e a pdf da PAPR obtida com o SLM-M com seqüências complexas. Observando a Figura 3 é possível concluir que não há ganho de redução da PAPR com o uso de seqüências complexas, de modo que apenas as seqüências reais serão empregadas nas análises posteriores.

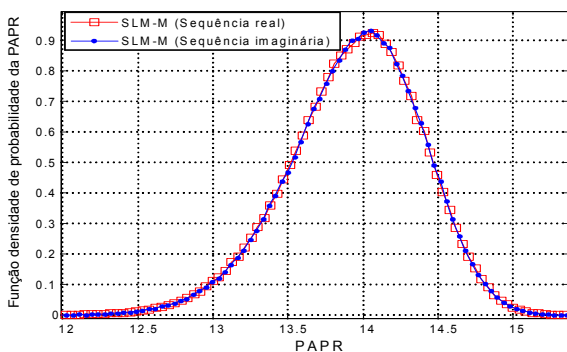


Fig. 3. Comparação entre SLM-M com seqüências reais e complexas.

B. PTS – Partial Transmission Sequence

Para reduzir a PAPR na técnica PTS (*Partial Transmission Sequence*) o vetor de transmissão X_k com N amostras é particionado em uma quantidade de V sub-blocos. A IFFT com N pontos é aplicada aos vetores presentes em cada sub-bloco, onde apenas N/V pontos são não nulos. Os demais pontos da IFFT são nulos. É importante ressaltar que não há sobreposição entre a posição dos N/V amostras não nulas nas V IFFTs, tal como mostra a Figura 4.

O vetor de saída de cada IFFT é multiplicado por um conjunto de fatores de rotação de fase [8] [15]. O ideal, neste caso, é que se consiga uma combinação de fatores que influencie na redução da PAPR. Este conjunto é formado pelo bloco GFF (Gerador de Fator de Fase), sendo os valores de rotação de fase obtidos do conjunto $\Phi_w \in [0, 2\pi]$. A principal diferença entre SLM e PTS é que a primeira técnica aplica

rotações independentes para todas as subportadoras, enquanto que o segundo método aplica rotações apenas em grupos de subportadoras.

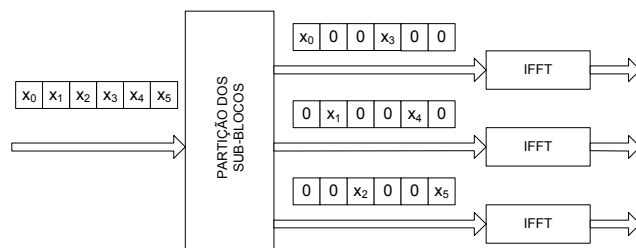


Fig. 4. Processo de partição entrelaçada da técnica PTS $V=3$.

A Figura 5 apresenta o diagrama em blocos da etapa de transmissão empregando a técnica PTS. No primeiro bloco, o vetor de dados é particionado [8], sendo que X_k representa a seqüência de bits a ser transmitida e $X_k^{(V)}$ representa o V -ésimo subvetor do sinal depois de particionado. Após a IFFT ser aplicada, cada bloco é multiplicado por um vetor de fase, onde vários sinais candidatos ($x_{m,n}$) são criados, sendo $x_n^{(V)}$ o V -ésimo subvetor do sinal a ser transmitido após a IFFT e $b_m^{(V)}$ o V -ésimo vetor de fase. No último estágio do sistema, o sinal com menor PAPR entre os candidatos é selecionado.

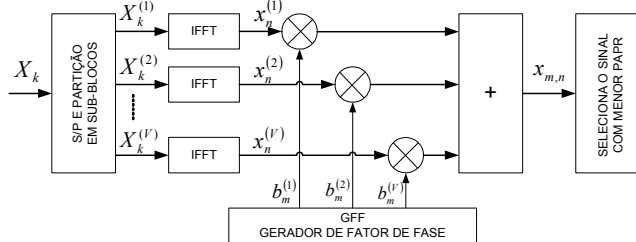


Fig. 5. Diagrama em blocos de um sistema PTS.

Como descrito, a técnica em questão provoca uma rotação de fase nos grupos de subportadoras. Esta rotação provoca uma mudança no sinal a ser transmitido, portanto pode-se descrever uma função de transferência para o bloco GFF. Este se comporta como um canal seletivo em frequência com resposta em frequência dada por $H(f)$. Para a recepção do sinal PTS é necessário empregar um equalizador que recupere a informação distorcida pelo GFF. Neste caso, pode ser utilizado um equalizador de mínimo erro quadrático médio (MMSE – *Minimum Mean Square Error*) [17]. Assumindo que a função transferência do GFF seja conhecida, é possível estimar a resposta em frequência do equalizador que minimiza a ação do canal através de

$$G(f) = \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 + \frac{1}{\gamma_c}}, \tag{8}$$

no qual γ_c é a relação sinal ruído de cada subportadora.

Uma nova proposta de redução da PAPR consiste em modificar a técnica PTS, integrando-a com a técnicas SLM. Conforme visto anteriormente, a técnica SLM consiste em multiplicar os símbolos de cada uma das subportadoras por uma amplitude $x \in \{-A, +A\}$. Já na técnica PTS, um bloco de N subportadoras é multiplicado por um conjunto de fases $\Phi_w \in [0, 2\pi]$. A proposta de junção destas duas técnicas,

denominada de PTS-Modificado, consiste em multiplicar cada subportadora (tal como no SLM) por um fator de ajuste de fase $\phi_w \in [0, 2\pi]$ (tal como no PTS). O critério de escolha das fases possui duas restrições: i) a alteração de fase ao longo da frequência deve ser suave, de modo que o esquema de estimação de canal possa ser capaz de estimar as rotações de fase introduzidas e, ii) a potência instantânea máxima não pode ultrapassar o limiar de ceifamento estabelecido.

Neste artigo, empregou-se um processo de escolha das amostras de fase de forma exaustiva, até que se encontrasse um conjunto que atendesse as restrições impostas. Esta busca exaustiva não visa atingir a menor PAPR possível, mas sim definir um conjunto de amostras de fase que resultem em um valor de pico máximo instantâneo menor do que o limiar de ceifamento definido. Caso o tempo disponível para a busca das amostras seja atingido, pode-se definir como critério o conjunto de amostras que resulta a menor PAPR dentre aquelas analisadas no algoritmo. Isso permite definir uma relação de compromisso entre complexidade de implementação e redução da PAPR. A Figura 6 apresenta o diagrama de blocos da proposta apresentada aqui.

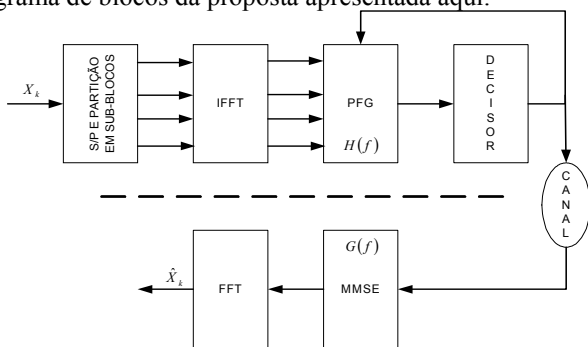


Fig. 6. Diagrama em blocos do sistema PTS – Modificado.

A Figura 7 compara a fdp da PAPR da técnica PTS-M apresentada neste artigo com a fdp da PAPR obtidas tanto com a técnica PTS convencional quanto com a técnica OFDM. Como essa técnica limita todas as amostras do símbolo OFDM a patamares menores que o limiar de ceifamento, o valor $\max|x(t)|^2$ é minimizado, diminuindo os valores de PAPR.

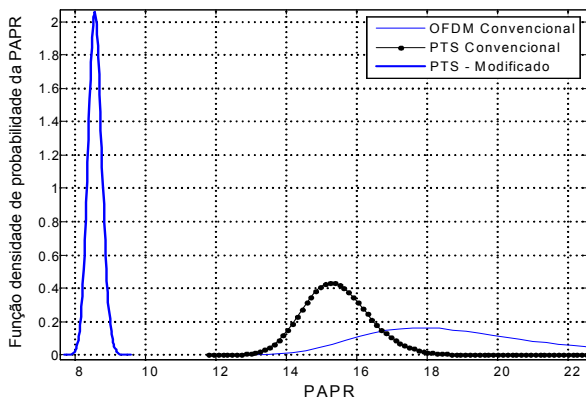


Fig. 7. Comparação entre as fdp da PAPR do OFDM convencional com as técnicas PTS e PTS-M.

IV. DESEMPENHO EM CANAL COM CEIFAMENTO DE PICO

Esta seção apresenta as curvas de SER em um canal com ceifamento de pico, considerando as técnicas de redução da

PAPR apresentadas anteriormente. A Figura 8 apresenta a resposta de amplitude de saída em função da amplitude de entrada do canal empregado nas simulações computacionais.

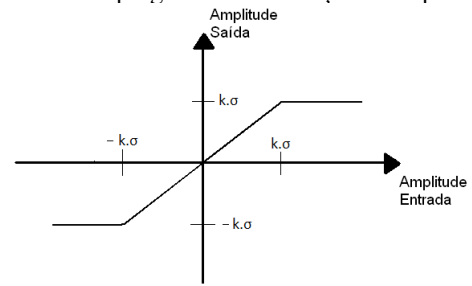


Fig. 8. Curva de resposta de amplitude de saída em função da amplitude de entrada de um canal com ceifamento de pico.

Os parâmetros utilizados nas simulações são mostrados na Tabela I. Assume-se a presença de ruído AWGN na recepção.

TABELA I. PARÂMETROS USADOS NAS SIMULAÇÕES

Parâmetro	Valor
Modulação	16-QAM
Número de sub-portadoras (N)	2048
Número de códigos (somente SLM)	500 códigos
Limiar de ceifamento normalizado	$k = \pm 2$
Número de blocos (I) para técnica PTS	$V = 4$

A Figura 9 apresenta a SER vs. E_s/N_0 obtida para os esquemas OFDM convencional, SLM-M e SLM-Hadamard. É possível observar na Figura 9 que o ceifamento de pico resulta em um patamar de erro de símbolos. As técnicas SLM apresentadas permitem reduzir o patamar de erro de símbolos em aproximadamente uma ordem de grandeza. Nesta figura também é possível observar que a ligeira melhora na fdp da PAPR obtida com a técnica SLM-M sobre a técnica SLM-Hadamard não se traduz em um ganho de desempenho expressivo quanto à SER. Ambas as técnicas apresentam um desempenho equivalente em um canal AWGN não linear.

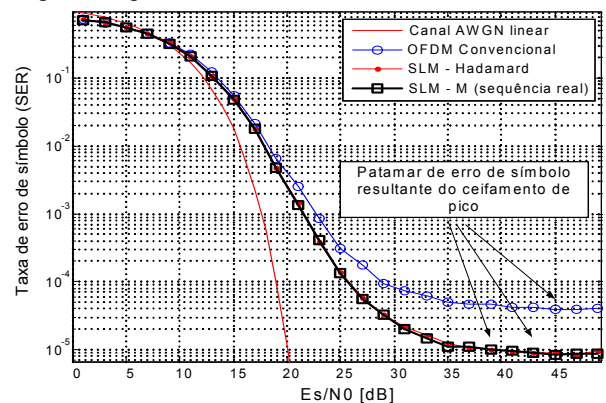


Fig. 9. Desempenho das técnicas SLM-M e SLM-Hadamard em comparação com o OFDM convencional.

A Figura 10 apresenta a SER obtida com as técnicas PTS convencional e PTS-Modificado em comparação com a técnica OFDM sem redução de PAPR. Observando a Figura 10 é possível concluir que a técnica proposta neste artigo apresenta um desempenho superior à técnica PTS

convencional, uma vez que a PAPR da nova técnica é significativamente menor. Pode-se observar também que ambas as técnicas possuem um desempenho pior do que o OFDM convencional para baixas relações sinal-ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*). Isto pode ser explicado pelo fato do bloco GFF introduzir uma variação da resposta em frequência do canal que deve ser compensada pelo equalizador na recepção. Essa distorção do sinal resulta na redução de desempenho para baixa SNR observada na Figura 10.

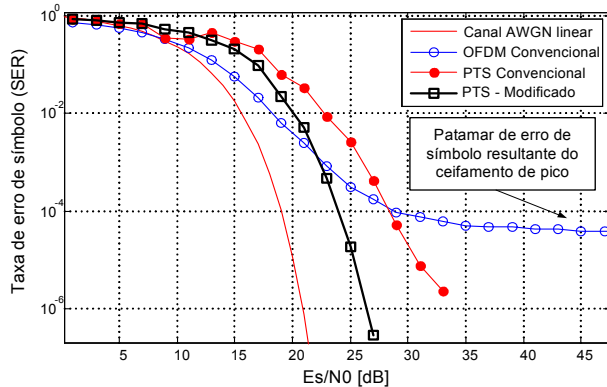


Fig. 10. Desempenho da técnica PTS e PTS-M em comparação com OFDM convencional.

A técnica SLM não introduz essa distorção para baixos valores de SNR porque as rotações de fase de zero ou 180 graus ($+A$ e $-A$) são conhecidas pelo receptor para cada subportadora. Assim, nas técnicas SLM não há necessidade de se estimar as rotações de fase em cada portadora, como é o caso da técnica PTS. Outro ponto importante para ser observado é que, embora o uso de ambas as técnicas PTS resulte em um desempenho pior do que o desempenho em canais AWGN lineares, estas técnicas não apresentam um patamar de erro de símbolo, pelo fato da probabilidade de ceifamento tender a zero com o uso destas soluções.

V. CONCLUSÕES

As técnicas apresentadas neste trabalho de fato reduzem a PAPR, o que se reflete em melhor desempenho em canais AWGN não lineares. Embora a técnica SLM ainda resulte em um patamar de erro de símbolo, este patamar é inferior ao patamar de erro de símbolo obtido com o uso do OFDM convencional. É importante ressaltar que o uso de seqüências complexas na técnica SLM não resulta em melhorias em redução da PAPR em comparação a técnica SLM que emprega apenas seqüências reais. A técnica PTS apresenta um desempenho superior à técnica SLM para valores de SNR maiores. O fato desta técnica não apresentar um patamar de erro de símbolo a torna interessante, apesar da complexidade requerida para estimar as rotações de fases introduzidas pelo GFF. A modificação proposta neste artigo para a técnica PTS apresentou desempenho superior à técnica PTS convencional no cenário estudado, ao custo de uma maior complexidade do estimador de canal no receptor, uma vez que no PTS convencional é necessário estimar a rotação de fase inserida nos V blocos de subportadoras, enquanto que no PTS-Modificado é necessário estimar a rotação de fase introduzida em cada subportadora. De maneira geral, a redução da PAPR é um assunto que vem ocupando espaço em pesquisas e

contribuições científicas por todo o mundo. Neste caso uma comparação entre os vários modelos existentes é necessária, uma vez que a escolha da técnica é um fator importante a ser estudado em um projeto de transmissão OFDM.

AGRADECIMENTOS

Ao Inatel pelo apoio financeiro e aos Professores MSc. Marcelo Paiva e Daniel Nunes pelo apoio técnico.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Bahai, *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*, 2nd ed. New York: Springer, 2004.
- [2] Ahmad Bahai, Manonnet Singh, Andrea Goldsmith, e Burton Saltzberg, "A New Approach for Evaluating Clipping Distortion in Multicarrier Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no 5, n. 5, pp. 1037-1046, 2002.
- [3] S. H. Müller e J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM", in *IEEE Global Telecommunications Conference*, Phoenix, Arizona, USA, 1997.
- [4] B. J. Dixon, R. D. Pollard, e S. Iexekiel, "A discussion of the effects of amplifier back-off on OFDM", *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, vol. 1, pp. 14-19, 1999.
- [5] T. Jiang, Y. Yang, e Y.-H. Song, "Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems Based on An Exponential Function", in *Proceeding of the conference*, Saint Louis, USA, 2005.
- [6] S. Sezginer e H. Sari, "OFDM Peak Power Reduction Using Metric-Based Amplitude Predistortion", in *Proceedings of the conference*, Saint Louis, USA, 2005.
- [7] K. Yang e S. Chang, "Peak to Average Power Control in OFDM using standard arrays of Linear Block Codes", *IEEE Communications Letters*, pp. 174-176, 2003.
- [8] S. G. Kang, J. G. Kim, e E. K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM", *IEEE Transaction on Broadcast*, vol. 45, pp. 333-338, 1999.
- [9] M. Sabbaghian, "Reducing Required Power Back-Off of Nonlinear Amplifiers in Serial Modulation using SLM method", in *Proceeding of the conference*, Ottawa, Canada, 2005.
- [10] I. Baig e V. Jeoti, "PAPR Reduction in OFDM Systems: Zadoff-Chu Matrix Transform Based Pre/Post-Coding Techniques", in *Second International Conference on Computational Intelligence, Communication System and Networks*, Liverpool, United Kingdom, 2010.
- [11] H. D. Wasaff, "Adaptive Pre-Distortion for Nonlinear High Power Amplifiers in OFDM Systems", PhD thesis, Universitat Politecnica d Catalunya, 2004.
- [12] H.-S. Joo, S.-J. Heo, H.-B. Jeon, J.-S. No, e D.-J. Shin, "A New Blind SLM Scheme with Low Complexity of OFDM Signals", in *Proceeding of the conference*, Anchorage, AK, USA, pp. 1-5, 2009.
- [13] Dae-Woon Lim, Seok-Joong Heo, Jong-Seon No, e Habong Chung, "On the phase sequence set of SLM OFDM scheme for a crest factor reduction", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, n. 5, pp. 1931-1935, 2006.
- [14] B. Lee, D. V. Sarwate, e D. L. Jones, "Peak to average power ratio reduction of an OFDM signal using a practical selective mapping approach with embedded side-information", in *2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, pp. 972-976, 2009.
- [15] Xin-chun Wu, Jin-xiang Wang, e Zhi-gang Mao, "A novel PTS architecture for PAPR reduction of OFDM signals", in *2008 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, Guangzhou, China, pp. 1055-1060, 2008.
- [16] Bernard Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. New York: Prentice Hall, 2001.
- [17] D. Guimarães, *Digital transmission: a simulation-aided introduction with VisSim Comm*. Heidelberg; London: Springer, 2009.
- [18] M. Park, H. Jun, J. Cho, N. Cho, D. Hong, e C. Kang, "PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform", in *ICC 2000*, New Orleans, LA, USA, pp. 430-433, 2000.