

Melhoria da técnica de redução da PAPR baseada na transformada de Walsh-Hadamard.

Guilherme Pedro Aquino, Luciano Leonel Mendes e Leonardo Silva Resende

Resumo—O objetivo deste artigo é propor uma nova técnica de redução da PAPR para sinais OFDM. Esta nova técnica é baseada em permutações feitas na matriz de Walsh-Hadamard e foi denominada de SLM-WHT. A eficiência de redução do valor da PAPR e a redução da taxa de erro de símbolo em canais não-lineares foram analisadas através de simulações computacionais, mostrando que esta abordagem viabiliza a utilização da WHT em conjunto com o OFDM quando o canal apresenta ceifamento de pico.

Palavras-Chave—Redução da PAPR, OFDM, Transformada de Walsh-Hadamard, WHT-OFDM, canal não-linear.

Abstract—The aim of this paper is to propose a new PAPR reduction technique for OFDM system based on the permutations of the lines of the Walsh Hadamard Transform. This new technique is called SLM-WHT. The PAPR reduction efficiency and the reduction of the symbol error rate in non-linear channels have been evaluated using computational simulation, allowing one to conclude that this approach enables the use of WHT with OFDM in amplitude clipping channel.

Keywords—PAPR reduction, OFDM, Walsh-Hadamard Transform, WHT-OFDM, non-linear channel.

I. INTRODUÇÃO

A técnica de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [1] vem sendo empregada nos mais recentes sistemas de comunicação sem fio que operam com largura de faixa elevada. O uso do OFDM é justificado pela alta eficiência espectral e pela robustez da técnica frente a canais seletivos em frequência [2].

Por se tratar de uma técnica de modulação em múltiplas portadoras (MCM – *Multi-Carrier Modulation*), o sinal de transmissão é igual à soma de N subportadoras ortogonais ponderadas pela informação serial a ser transmitida. Quando ocorre uma soma em fase destas subportadoras, o sinal OFDM apresenta valores de pico que podem ser muito maiores que a potência média do sinal, caracterizando uma alta relação entre a potência de pico e a potência média do sinal (PAPR – *Peak to Average Power Ratio*) [3].

Algumas técnicas visam reduzir a PAPR e, consequentemente, aumentar a eficiência do amplificador de potência nos esquemas que utilizam o OFDM [4]. Dentre as diversas técnicas existentes, algumas merecem destaque, como por exemplo, SLM (*Selective Mapping*) [5], PTS (*Partial Transmission Sequence*) [6] e WHT-OFDM (*Walsh-Hadamard Transform - OFDM*) [7]. O objetivo deste artigo é propor uma modificação na técnica WHT-OFDM para aumentar a sua eficiência quanto à redução da PAPR, além

reduzir o patamar de erro de símbolo desta técnica quando usada em canais planos não-lineares [8].

Para atingir este objetivo, este artigo está organizado da seguinte forma: a Seção II apresenta a técnica de redução da PAPR baseada na transformada de Walsh-Hadamard e apresenta sua eficiência em reduzir a PAPR. A Seção III apresenta a análise de desempenho da taxa de erro de símbolo (SER – *Symbol Error Ratio*) quando o sinal WHT-OFDM é submetido a um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) plano com ceifamento de pico [9]. A Seção IV apresenta a técnica SLM-WHT (*Selective Mapping – Walsh Hadamard Transform*), além de analisar o ganho na redução da PAPR e a melhoria no desempenho em relação a técnica WHT-OFDM em canais AWGN não-lineares. Finalmente, a Seção V traz as conclusões deste artigo.

II. TRANSFORMADA DE WALSH-HADAMARD

A técnica de redução da PAPR, denominada de WHT-OFDM, utiliza a transformada de Walsh-Hadamard para reduzir a probabilidade de ocorrência de picos de amplitude em sinais OFDM [7]. Sendo a matriz de Walsh-Hadamard definida como sendo

$$\Omega_{2^k} = \begin{bmatrix} \Omega_{2^{k-1}} & \Omega_{2^{k-1}} \\ \Omega_{2^{k-1}} & -\Omega_{2^{k-1}} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

a transformada de Walsh-Hadamard é dada por

$$\vec{S}_\Omega = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \vec{c}_n \cdot \Omega_{2^k}, \quad (2)$$

onde \vec{c}_n é a informação serial de transmissão e o fator $1/\sqrt{N}$ é usado para que a transformada não altere a energia do sinal transmitido.

Após a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) [10], que é implementada pelo algoritmo da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) [10], tem-se o símbolo WHT-OFDM \vec{S}_Ω . Para um sistema com $N = 4$ subportadoras, tem-se

$$\vec{S}_\Omega = \vec{c}_n \Omega_4 = [c_1 \quad c_2 \quad c_3 \quad c_4] \times \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\vec{S}_\Omega = \frac{1}{\sqrt{4}} [c_1 + c_2 + c_3 + c_4 \quad c_1 - c_2 + c_3 - c_4 \quad c_1 + c_2 - c_3 - c_4 \quad c_1 - c_2 - c_3 + c_4].$$

A Figura 1 ilustra o esquema de transmissão WHT-OFDM, onde \vec{b}_k representa a sequência de bits a ser transmitida, e $\vec{c}_n = \vec{t}_n + j\vec{q}_n$ é a sequência de símbolos seriais provenientes de um mapeamento em fase e quadratura. A notação "^^" denota a estimativa da informação recebida.

O vetor de símbolos seriais, \vec{c}_n , multiplica a matriz de Walsh-Hadamard, Ω_{2^k} , resultando em um vetor \vec{S}_Ω , cujos elementos são combinações lineares dos N símbolos desejados. A IFFT é aplicada ao vetor \vec{S}_Ω , obtendo-se o símbolo WHT-OFDM no domínio do tempo, \vec{s}_a . Após a transmissão de \vec{s}_a pelo canal de comunicação, tem-se o sinal recebido \vec{r}_a . A este sinal é aplicada a DFT (Discrete Fourier Transform) [10], implementada utilizando o algoritmo FFT (Fast Fourier Transform) [10], gerando o vetor recebido \vec{R}_Ω . Logo em seguida, é aplicada a transformada inversa de Walsh-Hadamard (IWHT – Inverse Walsh-Hadamard Transform) [7] sobre o vetor \vec{R}_Ω , resultando no vetor de dados $\hat{\vec{c}}_n$.

A técnica WHT, além de reduzir a PAPR, também produz um espalhamento das informações no domínio da frequência, sem aumento da largura de banda [7], como se pode ver em (3). Este espalhamento amplia a robustez do sistema frente a canais com desvanecimento seletivo em frequência [11].

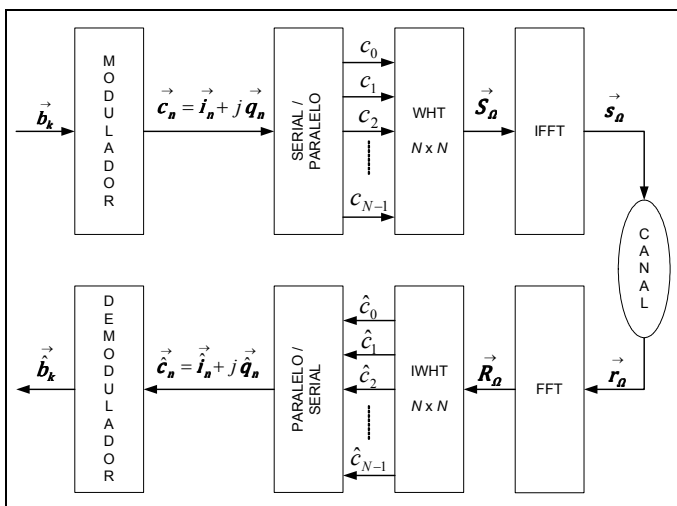


Fig 1. Diagrama em blocos de um sistema WHT-OFDM.

O processo da transformada inversa de Walsh-Hadamard é feito multiplicando-se o vetor resultante do processo da transformada de Fourier, \vec{R}_Ω , novamente pela matriz de Walsh-Hadamard ponderada pelo fator $1/\sqrt{N}$. A matriz inversa de Walsh-Hadamard é dada por [12]

$$\Omega'_{2^k} = N \cdot \Omega_{2^k}^{-1}. \tag{4}$$

Logo, tem-se que

$$\hat{\vec{c}}_n = \frac{N}{\sqrt{N}} \cdot \vec{R}_\Omega \cdot \Omega'_{2^k}. \tag{5}$$

Desta forma, a probabilidade de ocorrências de picos é reduzida, pois a probabilidade da soma em fase das subportadoras também é reduzida se os símbolos de entrada da WHT forem i.i.d com distribuição uniforme [12]. A Figura 2 apresenta a probabilidade de um valor de PAPR ser maior que um determinado limiar, x , para símbolos OFDM convencionais e símbolos WHT-OFDM. Pode-se notar que a técnica WHT-OFDM reduz a PAPR dos símbolos OFDM. Nesta comparação, foi considerado um sistema com 2048 subportadoras, modulação 16-QAM.

III. DESEMPENHO DO WHT-OFDM EM CANAL PLANO NÃO-LINEAR

Os picos do sinal OFDM podem levar o amplificador de potência à saturação, introduzindo distorções não-lineares no sinal transmitido e, conseqüentemente, um aumento da SER [13].

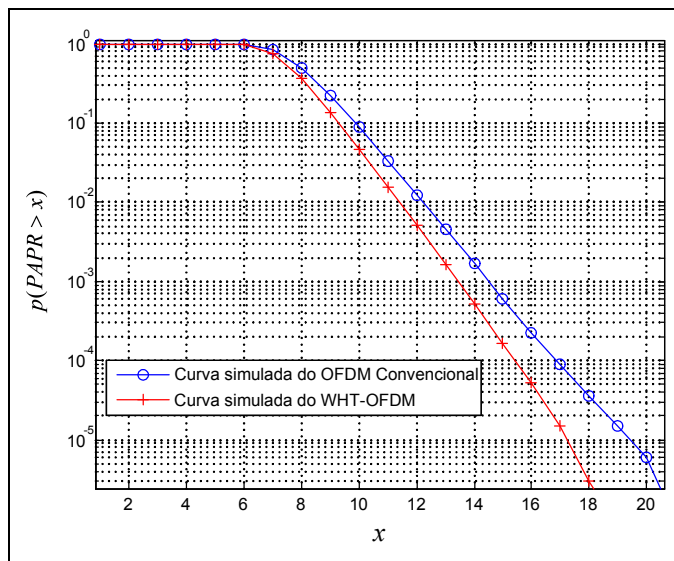


Fig 2. Comparação entre o OFDM convencional e WHT-OFDM.

A Figura 3 mostra a curva de saturação típica de um amplificador com ganho normalizado. Pode-se ver que o amplificador possui uma região de amplificação linear limitada em $\pm k\sigma_a$. Ou seja, valores de amplitude maiores que este limiar serão ceifados pelo amplificador. O valor de σ_a corresponde ao desvio padrão da componente real do sinal OFDM, enquanto que k é um número real constante.

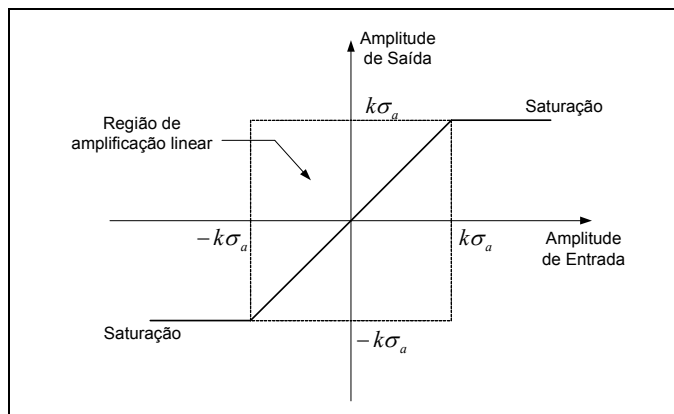


Fig 3. Resposta do amplificador de potência utilizado nas simulações.

A Figura 4 mostra as curvas de probabilidade de erro de símbolo para o OFDM convencional e WHT-OFDM. Observa-se que apesar da técnica WHT-OFDM reduzir a PAPR (Figura 2), o desempenho da técnica em canal com ceifamento de pico é pior que o OFDM convencional [8]. Nesta simulação foi utilizado um sistema com 2048 subportadoras, modulação 16-QAM e limiar de ceifamento igual a $\pm 2\sigma_a$.

Como já mostrado, o sinal obtido no processo de transformação de Walsh-Hadamard, \vec{S}_Ω , é o resultado de uma combinação linear dos N símbolos seriais de transmissão, \vec{c}_n . Portanto, apesar da probabilidade de ceifamento de pico ser menor na técnica WHT-OFDM, quando ocorre um ceifamento

em uma determinada componente do sinal, o erro provocado pelo ceifamento é distribuído em todos os símbolos seriais que formam o sinal WHT-OFDM, aumentando a taxa de erro de símbolo do sistema.

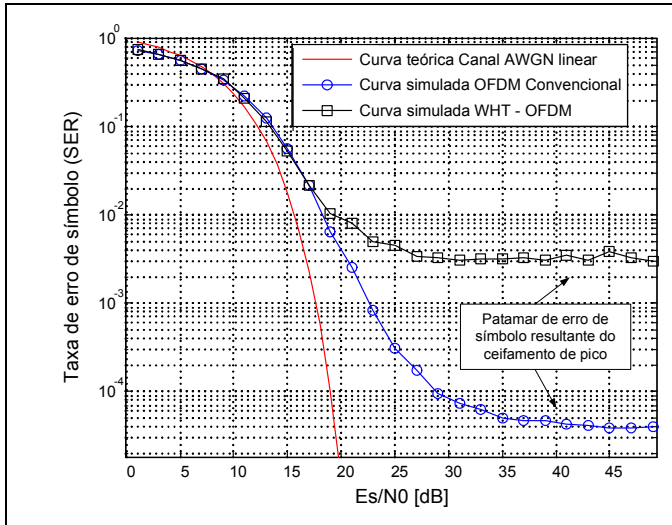


Fig. 4. Desempenho da técnica WHT-OFDM em comparação com o OFDM convencional.

Essa afirmação pode ser comprovada pela Figura 5, que apresenta a probabilidade do erro provocado pelo ceifamento ultrapassar um dado limiar (ϵ). Para o resultado presente na Figura 5 foi utilizado um sistema com modulação 16-QAM, 2048 subportadoras e limiar de ceifamento igual a $\pm 2\sigma_a$. A partir da Figura 5, pode-se concluir que valores altos de erro de modulação provocado pelo ceifamento de pico ocorrem com maior probabilidade no WHT-OFDM, enquanto que erros com menor intensidade aparecem com maior probabilidade no OFDM convencional [14]. Isto explica o pior desempenho em termos de SER para o WHT-OFDM quando comparado com o OFDM convencional.

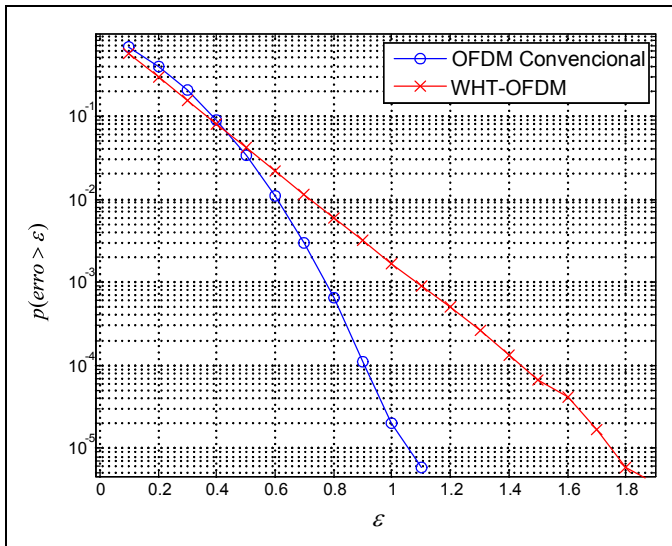


Fig. 5. Probabilidade do erro provocado pelo ceifamento de pico ultrapassar um limiar ϵ .

Os resultados apresentados nesta seção mostram que o uso do WHT-OFDM em canais AWGN com ceifamento de pico não é interessante, pois o sistema irá ter um aumento na complexidade e redução de desempenho no que se refere à taxa de erro de símbolo.

IV. SLM-WHT

O uso da transformada de Walsh-Hadamard em conjunto com o OFDM não apresenta desempenho adequado em canais AWGN com ceifamento de pico. No entanto, é possível aumentar a eficiência deste sistema de forma a manter os benefícios que a transformada de Walsh-Hadamard traz para o OFDM em canais seletivos e ainda obter um desempenho favorável em canais planos não-lineares. A mudança proposta neste trabalho consiste em empregar diferentes matrizes de Walsh-Hadamard obtidas através da permutação das colunas da matriz original, uma vez que esta operação preserva as propriedades de ortogonalidade entre as linhas e colunas da matriz [15]. A nova técnica, doravante denominada de SLM-WHT, altera as colunas da matriz de Walsh-Hadamard de forma que o sinal proveniente da nova transformação tenha uma estatística diferente do sinal transformado pela matriz original. A nova técnica cria uma série de U sinais que carregam a mesma informação, que são transformações de Walsh-Hadamard, porém estatisticamente distintas. A Equação (6) mostra duas matrizes de Walsh-Hadamard que podem ser usadas nessa nova técnica. Pode-se notar que Ω_{4_1} é a matriz original, enquanto que na matriz Ω_{4_2} as colunas 1 e 2 foram permutadas.

$$\Omega_{4_1} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\Omega_{4_2} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 \end{bmatrix}$$

Um seletor é responsável por escolher o sinal com menor PAPR dentre os U sinais gerados, seguindo o mesmo princípio da técnica SLM [16]. A informação sobre qual matriz foi utilizada na transformada deve ser transmitida ao receptor para que seja feita a transformada inversa de Walsh-Hadamard. Para as matrizes de Walsh-Hadamard com colunas permutadas, a equação (4) não é válida. Portanto, a transformada inversa não é igual a transformada direta de Walsh-Hadamard. Neste caso, a recepção deve ser feita com a matriz transposta da matriz utilizada na transmissão, ou seja,

$$\vec{c}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \vec{R}_\Omega \cdot \Omega_{2^k}^T \quad (7)$$

A Figura 6 mostra o diagrama em blocos da nova técnica. A informação binária é modulada em M -QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) [17] donde é gerado o símbolo serial, \vec{c}_n . Logo, é aplicada U transformadas de Walsh-Hadamard com U matrizes diferentes. Para criar as matrizes diferentes é necessário fazer a permutação das colunas dessas matrizes. Assim são gerados U sinais estatisticamente diferentes, porém, contendo a mesma informação, denominados de \vec{s}_{Ω_u} . Nas simulações feitas para este artigo foram utilizadas matrizes pré-fixadas. Porém, outras formas de seleção destas matrizes podem ser exploradas visando aumentar a eficiência de redução da PAPR. Técnicas de otimização podem ser empregadas para determinar qual é a permutação de colunas que resulta na maior redução de PAPR para um vetor de dados de entrada. Após a IFFT têm-se os sinais OFDM no domínio do tempo, \vec{s}_{Ω_u} . Um seletor é responsável por selecionar o símbolo com menor PAPR, $\vec{s}_{\Omega_{min}}$. A matriz que gerou o sinal com menor PAPR deve ser conhecida pelo receptor. Portanto,

esta informação explícita é transmitida em subportadoras adicionais [18]. Note que não é necessário transmitir toda a matriz, mas apenas o índice da mesma, uma vez que todas as possíveis matrizes que podem ser empregadas na transmissão são conhecidas no receptor. A informação do índice deve ser preservada, uma vez que, um erro nesta informação provoca erros de estimação em todo o símbolo OFDM recebido. Portanto, podem-se utilizar modulações mais robustas, ou códigos corretores de erro para preservar esta informação. O número de *bits* necessários para transmitir essa informação ao receptor é dado por

$$\#bits = \lceil \log_2(U) \rceil, \tag{8}$$

onde, $\lceil \cdot \rceil$ retorna o menor inteiro maior ou igual a (\cdot) .

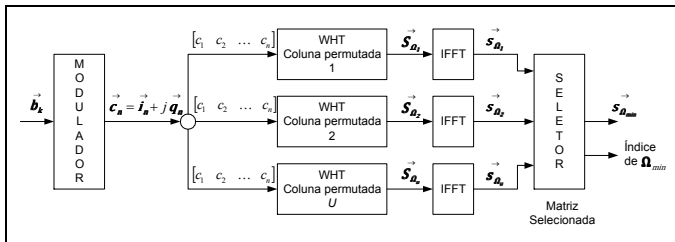


Fig 6. Diagrama em blocos do transmissor da técnica WHT-OFDM com permutação de colunas.

Diferentemente da transformada de Walsh-Hadamard convencional, a transformada Inversa de Walsh-Hadamard com permutação de colunas não é igual a transformada direta. Neste caso deve ser feita a transformada inversa através da matriz transposta da matriz usada no transmissor, como mostrado na Figura 7. O sinal recebido, \vec{r}_n , corresponde a uma versão distorcida e corrompida do sinal transmitido, $\vec{s}_{\Omega_{min}}$. Depois de aplicada a FFT tem-se o sinal \vec{R}_n . A transformada Inversa de Walsh-Hadamard é aplicada utilizando a matriz Ω_{min}^T que é a matriz tranposta de Ω_{min} . Dessa forma tem-se o símbolo serial estimado \vec{c}_n e, consequentemente, a estimativa dos *bits* transmitidos \vec{b}_k .

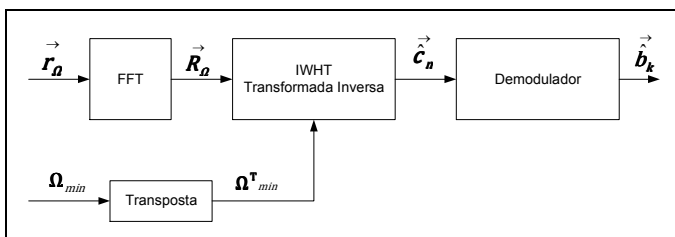


Fig 7. Diagrama em blocos do receptor da técnica WHT com permutação de colunas.

A nova técnica apresenta uma maior redução nos valores da PAPR dos sinais OFDM se comparada com a técnica WHT-OFDM convencional. Este resultado pode ser visto na Figura 8. O fato de alterar as colunas da matriz de Walsh-Hadamard resulta em uma ponderação diferente na soma dos senos e cossenos que formam o símbolo OFDM. A utilização de U matrizes distintas para gerar U versões diferentes do sinal OFDM resulta em um aumento da probabilidade de se obter um símbolo OFDM com baixa PAPR. Obviamente, quanto maior for o número de diferentes matrizes empregadas, maior será a chance de se obter um símbolo OFDM com baixa PAPR, tal como pode ser observado na Figura 8. Deve se ressaltar que quanto maior for o número de matrizes diferentes utilizadas, mais blocos para o cálculo da IFFT serão necessários. Isso aumenta a complexidade do transmissor,

além de diminuir a vazão do sistema devido ao uso de subportadoras adicionais para envio da informação explícita. Note que no receptor é necessário apenas um bloco de FFT. Portanto, o aumento de complexidade no sistema de recepção é desprezível quando comparado com a técnica convencional.

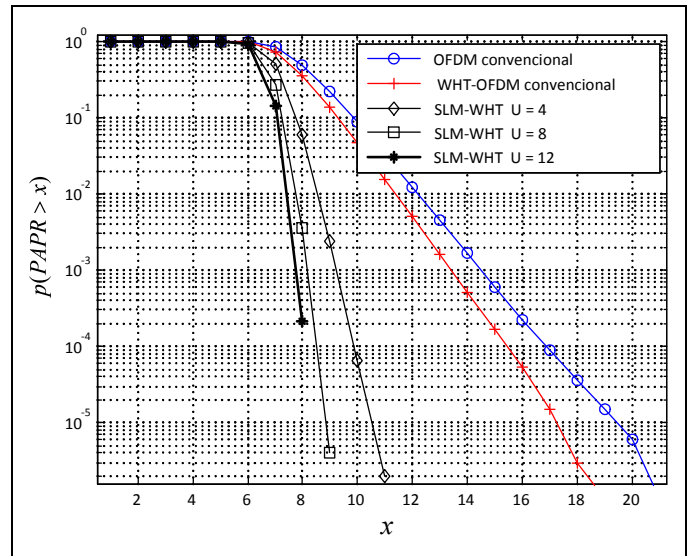


Fig 8. Eficiência de redução da PAPR da nova técnica.

Além da análise da capacidade de redução da PAPR é necessário avaliar a capacidade de redução da taxa de erro de símbolo da nova técnica frente a um canal com ceifamento de pico e ruído AWGN. Sendo assim, a técnica de permutação de colunas foi submetida às mesmas condições de canal AWGN não-linear que a WHT-OFDM convencional. O resultado, presente na Figura 9, mostra que a nova técnica possui desempenho superior ao WHT-OFDM e também supera o desempenho do OFDM convencional.

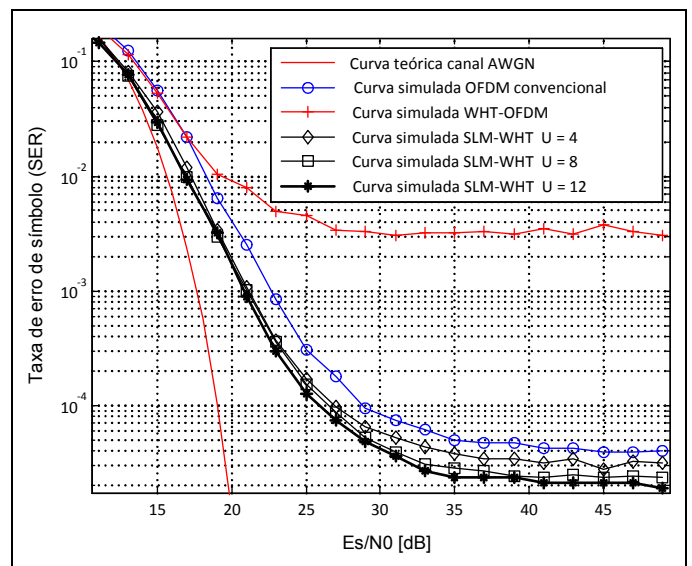


Fig 9. Desempenho do SLM-WHT-OFDM.

É importante ressaltar que o fato da nova técnica também emprega a WHT, a informação transmitida é distribuída em todas as subportadoras, mantendo-se o benefício de desempenho em canais seletivos em frequência [11]. No entanto, quando há ocorrência de erro devido ao ceifamento, a distribuição do erro nos símbolos recebidos será maior do que no OFDM convencional, da mesma forma que ocorre com a técnica WHT-OFDM. A grande vantagem do SLM-WHT-

OFDM é que a probabilidade de ocorrência de erro em função do ceifamento de pico é severamente reduzida em relação ao WHT-OFDM e o OFDM convencional, refletindo em um menor patamar de erro de símbolo.

Nota-se que o valor de U influencia diretamente no valor do patamar de erro de símbolo. Quanto maior o valor de U melhor será o desempenho da nova técnica, porém, como já comentado, ao custo do aumento da complexidade e da ligeira redução da vazão em função da transmissão da informação explícita. Também vale ressaltar que tanto a capacidade de redução da PAPR como a redução do patamar de erro de símbolo não cresce linearmente com o aumento de U . É possível observar nas Figuras 8 e 9 que o ganho obtido com $U = 4$ em relação ao OFDM convencional e WHT-OFDM é expressivo. Já o ganho entre o SLM-WHT-OFDM com $U = 12$ em relação ao SLM-WHT-OFDM com $U = 8$ é praticamente insignificante, não justificando o aumento de complexidade.

V. CONCLUSÃO

A técnica WHT-OFDM de fato reduz a PAPR dos sinais OFDM. Porém, isso nem sempre reflete em um melhor desempenho quanto à taxa de erro de símbolo do sistema. Concluiu-se que o uso da transformada de Walsh-Hadamard deteriora o desempenho do OFDM quando o canal é AWGN não-linear. Sendo assim, pode-se concluir que o uso do WHT-OFDM em canais deste tipo é inadequado, uma vez que o patamar de erro de símbolo aumenta ao passo que a complexidade do sistema também aumenta.

A técnica chamada de SLM-WHT apresentou uma melhor eficiência na redução da PAPR dos símbolos OFDM e, ainda, melhorou o desempenho do sistema quanto à SER. O número de matrizes utilizadas pela nova técnica é maior, pois a proposta é criar U sinais distintos que carregam a mesma informação, porém, estatisticamente diferentes. Por isso, quanto maior o valor de U melhor o desempenho do sistema em termos de SER, considerando que as subportadoras adicionais que carregam a informação explícita sejam preservadas. A utilização de um maior número de matrizes com colunas permutadas implica em utilizar um número maior de IFFT no transmissor e também requer um pequeno aumento na taxa de transmissão para informar o receptor qual foi a matriz selecionada. A dificuldade de se implementar um número maior de IFFTs na transmissão pode ser facilmente contornada empregando o uso de FPGA (*Field Programmable Gate Array*) com um maior número de elementos lógicos. Como o FPGA utiliza processamento paralelo, ou seja, é possível executar todas as U IFFTs simultaneamente, não há aumento de latência ou necessidade de redução de vazão ou aumento do *clock* do sistema. A única implicação é o maior custo do dispositivo FPGA com um número maior de elementos lógicos programáveis. No entanto, o custo de elementos de alta densidade vem caindo sistematicamente. Ainda, o ganho de desempenho obtido com um número elevado de matrizes não é justificado, como apresentado nas curvas de desempenho deste artigo. Assim, o número de IFFTs necessárias na transmissão está limitado a algumas unidades, garantindo a viabilidade de implementação tanto por questão da complexidade quanto da questão de vazão para a transmissão explícita da matriz de Walsh Hadamard

empregada. Sendo assim, pode-se dizer que devido às melhorias alcançadas, o SLM-WHT-OFDM viabiliza a utilização da transformada de Walsh-Hadamard em canais planos com ceifamento de pico.

AGRADECIMENTOS

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Bahai, *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*, 2nd ed. New York; Springer, 2004.
- [2] L. Hanzo, W. Webb e T. Keller, *Single and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation*. New York: John Wiley, 2000.
- [3] S. A. Aburakhia, E. F. Bradan e D. A. Mohamed, "Distribution of the PAPR for Real-Valued OFDM Signals", *Proceedings of the 4th International Conference on Information Technology (ICIT 2009)*, Al-Zaytoonah University, Jordan, 3rd-5th June, 2009.
- [4] S. H. Han e J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, Apr. 2005.
- [5] M. Sabbaghian, "Reducing Required Power Back-Off of Nonlinear Amplifiers in Serial Modulation using SLM method", in *Proceeding of the conference*, Ottawa, Canada, 2005.
- [6] X. C. Wu, J. X. Wang e Z. G. Mao, "A novel PTS architecture for PAPR reduction of OFDM signals", in *11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, Guangzhou, China, pp. 1055-1060, 2008.
- [7] Z. Dlugaszewski e K. Wesolowski, "WHT-OFDM – an improved OFDM transmission method for selective fading channels", *Proc. Symposium on Communications and Vehicular Technology*. p. 144-149. 2000.
- [8] 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.
- [9] A. Bahai, M. Singh, A. Goldsmith e B. Saltzberg, "A New Approach for Evaluating Clipping Distortion in Multicarrier Systems", in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no 5, n. 5, pp. 1037-1046, 2002.
- [10] R. N. Bracewell, *The Fourier transform and its applications*, 3rd. Ed. Boston: McGraw-Hill, 2000.
- [11] L. L. Mendes e R. B. Filho, "Performance of WHT-STC-OFDM in Mobile Frequency Selective Channel", *The 7th International Telecommunications Symposium (ITS 2010)*, 2010.
- [12] 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.
- [13] B. J. Dixon, R. D. Pollard e S. Iexekiel, "A discussion of the effects of amplifier back-off on OFDM", *High postgraduate Student Colloquium*, vol. 1, pp. 14-19, 1999.
- [14] G. P. Aquino, "Comparação entre técnicas de redução da PAPR em sinais OFDM," Dissertação de mestrado, Engenharia Elétrica, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brasil, 2011.
- [15] L. S. Resende, J. M. T. Romano, e M. G. Bellanger, "Split Wiener filtering with application in adaptive systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52; no. 3; pp. 636-644; March 2004.
- [16] R. W. Bauml, R. F. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 22, 1996, pp. 2050-2057.
- [17] S. Haykin, *Communication System*, 5th Ed. New York: John Willey & Sons, 2010.
- [18] A. D. S. Jayalath e C. Tellambura, "Side information in PAR reduced PTS-OFDM signals", in *Proceedings 14th IEEE Conference on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Beijing, China, pp. 226-230, 2003.