

Transmissão de sinais CE-OFDM para Reduzir as Distorções IMD de Moduladores Mach-Zehnder em Sistemas DDO-OFDM

Jair A. Lima Silva¹ e Marcelo Eduardo V. Segatto²

1. Instituto Federal do Espírito Santo, Vitória, Brasil

2. Laboratório de Telecomunicações, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Brasil

E-mail: jsilva@ifes.edu.br

Resumo—Apresenta-se neste trabalho uma proposta de transmissão de sinais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) com envelope constante ($PAPR = 3$ dB) para combater as distorções não lineares IMD (*Intermodulation Distortion*) inseridas pelo modulador Mach-Zehnder (MZM) em sistemas DDO-OFDM (*Direct-Detected Optical OFDM*) convencionais. Resultados de simulação de um sistema DDO-CE-OFDM (*Direct-Detected Optical Constant-Envelope OFDM*) a 10 Gb/s, com 768 subportadoras mapeadas em 16-QAM em 3.54 GHz de largura de banda, ilustraram a capacidade da proposta em melhorar o compromisso entre a polarização do MZM e a sensibilidade no receptor óptico.

Palavras-Chave—Multiplexação por divisão de frequências ortogonais, razão potência máxima e potência média, modulador Mach-Zehnder, distorção de intermodulação.

Abstract—A transmission of electrical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals with constant-envelope ($PAPR = 3$ dB) is proposed in this paper to combat the nonlinear distortions inserted by the Mach-Zehnder optical modulator (MZM) in conventional direct-detection optical OFDM systems. Simulation results of a direct-detection optical constant-envelope OFDM (DDO-CE-OFDM) system at 10 Gbps, with 768 subcarriers mapped 16-QAM at 3.54 GHz of bandwidth, illustrates the capacity of the proposed system to improve the tradeoff between MZM polarization and the optical receiver sensitivity.

Keywords—Orthogonal frequency division multiplexing, peak-to-average power ratio, Mach-Zehnder modulator, intermodulation distortions.

I. INTRODUÇÃO

O combate às interferências intersimbólica e intercanal proveniente do uso de artifícios como o intervalo de guarda e a equalização no domínio da frequência justifica a aplicação da técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) nas linhas de assinante digital ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), na radiodifusão de áudio e vídeo DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e DVB (*Digital Video Broadcasting*), nas redes locais W-LAN (*Wireless Local Area Network*), entre outros [1], [2]. A tolerância ao atraso por espalhamento multipercurso e as distorções provocadas por canais seletivos em frequência potencializa a modulação OFDM em uma promissora técnica de compensação de dispersão em sistemas de comunicação óptica [3], [4]. O crescente interesse de pesquisadores em sua aplicação em redes ópticas é justificado por vantagens que incluem a compensação eletrônica de

dispersão cromática via equalização de reduzida complexidade e o aumento de eficiência espectral pelo uso de avançados formatos de modulação nas portadoras elétricas [5], [6].

Entretanto, os altos valores de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) dos sinais OFDM, caracterizados pela larga escala de variação de amplitude destes, faz com que técnicas como a OFDM sejam extremamente sensíveis às distorções não lineares provocadas por elementos com operação em faixa dinâmica limitada, tais como amplificadores de potência [1]. O Modulador óptico Mach-Zehnder é um dos dispositivos que naturalmente insere tais distorções em sistemas de comunicações OOFDM (*Optical OFDM*), mesmo quando é polarizado na região de máxima linearidade [7].

Ceifamento ou *clipping*, enjanelamento de picos e pré-distorção são algumas das mais variadas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura. Entre estas, o ceifamento de pico é a mais empregada pela sua simplicidade de implementação e reduzida complexidade computacional [8], [9]. Uma técnica de transformação denominada CE-OFDM (*Constant-Envelope-OFDM*) vem sendo estudada com devida atenção, uma vez que a mesma reduz a PAPR do sinal para 0 dB modulando a fase de uma portadora elétrica com o sinal OFDM convencional [10], [11]. Embora maximiza a eficiência de amplificadores de potência, assim como as demais, esta técnica de redução da PAPR enfrenta um compromisso que incorpora aumento de complexidade computacional, redução de eficiência espectral e degradação de desempenho [12].

O presente artigo tem por objetivo estender os conceitos da técnica que propomos em [13] para minimizar as não linearidades inseridos pelo MZM em sistemas ópticos IMDD. Os sinais CE-OFDM com $PAPR = 3$ dB, transmitidos em simulações de um sistema DDO-CE-OFDM a 10 Gbps em 3.5 GHz de largura de banda com 768 subportadoras mapeadas em 16-QAM, reduzem os efeitos das distorções IMD e melhoram o compromisso entre a polarização do MZM e a sensibilidade no receptor óptico de sistemas IMDD multiportadoras. Os conceitos básicos referentes à técnica CE-OFDM são explanados na seção II, enquanto que a sua adaptação para sistemas ópticos IMDD é brevemente descrita na seção III. A análise e discussão de resultados e as conclusões pertinentes são realizados nas seções IV e V respectivamente.

II. CONCEITOS BÁSICOS DA TRANSMISSÃO CE-OFDM

Modular a fase de uma portadora elétrica com um sinal OFDM resulta em um sinal multiportadora OFDM em banda passante com envoltória e potência instantânea constantes. Esta modulação adicional tem como principal vantagem a redução ou até mesmo a anulação da PAPR de sinais multiportadoras [12]. Assim, ao contrário de um sistema OFDM convencional, no sistema CE-OFDM o sinal OFDM $x(t)$ é, depois de transformado em $s(t) = Ae^{j\alpha x(t)}$, na banda passante o sinal $y(t)$ modulado em fase com banda lateral dupla dado por

$$\begin{aligned} y(t) &= \Re\{As(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \Re\{Ae^{j\alpha A_x(t)\exp[j\phi_x(t)]}e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= A\cos[2\pi f_c t + \alpha x(t)], \end{aligned} \quad (1)$$

onde A é a amplitude do sinal, f_c a frequência central da portadora e $\alpha = 2\pi h C_N$ a constante que quantifica o desvio de fase, para h o índice de modulação de fase e C_N uma constante de normalização.

A Figura 1 apresenta detalhes do diagrama de blocos do sistema CE-OFDM adequado para a proposta deste artigo e composto por um transmissor (CE-OFDM Tx) e um receptor (CE-OFDM Rx) utilizados em todas as simulações computacionais realizadas.

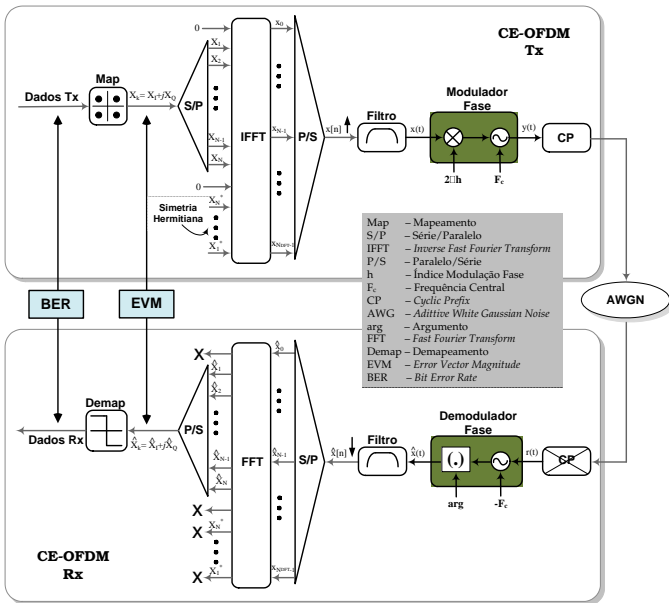


Fig. 1. Modelo do sistema CE-OFDM simulado.

Conforme ilustrado na Figura 1, ao conjunto de subportadoras X_k previamente mapeadas em um diagrama de constelação de $M = 2^n$ níveis; para n a quantidade de bits por subportadora; é aplicado a simetria Hermitiana para a geração de um sinal OFDM convencional com coeficientes reais na saída do modulador e/ou multiplexador IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). Na entrada do modulador de fase analógico é concebido o sinal real $x(t)$ proveniente do enjanelamento do sinal serializado e superamostrado $x[n]$, por um filtro conformador do tipo cosseno levantado. Este sinal modula a fase de uma portadora centrada em f_c , gerando assim o sinal

OFDM com envelope constante $y(t)$, ao qual adiciona-se ruído Gaussiano branco (AWGN) depois da inserção do prefixo cíclico CP (*Cyclic Prefix*). O resgate do sinal OFDM $\hat{x}(t)$ é realizado por um demodulador de fase mediante aplicação do operador arcotangente $\arg(\cdot)$ no argumento da versão em banda base e reamostrada do sinal $r(t)$. Ambiguidades de fase gerados pelo canal são minimizados pelo função *unwrap*¹ do *software* de simulação Matlab. A demodulação OFDM convencional efetua a detecção das subportadoras de informação \hat{X}_k transmitidas.

A. Relação de Compromisso induzido pelo Índice de Modulação de fase h

O papel do índice de modulação de fase h no compromisso entre largura de banda de sinal e desempenho de sistema é de suma importância em sistemas CE-OFDM. A expressão matemática que melhor exprime a largura de banda do sinal CE-OFDM da equação (1) é a definida pelo valor quadrático médio RMS (*root-mean-square*)

$$B_{RMS} = \max(2\pi h, 1)B_W, \quad (2)$$

a qual contabiliza no mínimo 90% da potência do sinal e onde B_W é a largura de banda do sinal OFDM convencional [12]. Conclui-se portanto que, a largura de banda de um sinal CE-OFDM deve ser no mínimo igual à largura de banda do sinal OFDM que o gerou. A dependência da largura de banda com o índice de modulação de fase h é ilustrada na Figura 2, onde também está representada o espectro de potência de um sinal OFDM convencional. Observa-se na Figura 2 que o aumento

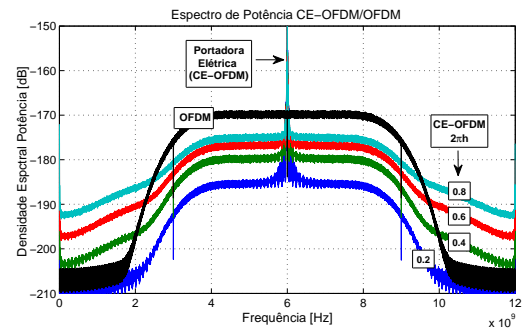


Fig. 2. Espectros de potência de sinais CE-OFDM ($2\pi h = 0.2, 0.4, 0.6, 0.8$).

do parâmetro h conduz a um espalhamento espectral que pode causar interferência entre canais adjacentes.

A transmissão de sinais OFDM com envelope constante em um canal com ruído AWGN foi simulada para averiguar o desempenho de sistemas CE-OFDM perante variações do parâmetro h . A Figura 3 mostra o resultado de simulações do sistema proposto para diferentes valores de índice de modulação de fase h para $SNR = 10, 12$ e 15 dB. Para tal, um *frame* de 1000 símbolos CE-OFDM de $N_{FFT} + N_{CP} = 1024 + 64 = 1088$ pontos cada foi transmitido, contendo cada símbolo $N = (N_{FFT}/2) - 1 = 511$ subportadoras, sendo

¹Não representado no diagrama por motivos de simplificação.

$N_s = 384$ de informação e as restantes zeradas por motivos de superamostragem. A frequência central da portadora, a largura de banda, a taxa de amostragem e a taxa de transmissão do sistema são respectivamente, $f_c = 1.7$ GHz, $B_w = 3.5$ GHz, $F_s = 14$ GHz e $R_b = 10$ Gb/s. A medição da magnitude do vetor de erro EVM (*Error Vector Magnitude*) foi efetuada conforme descrição realizada em [14].

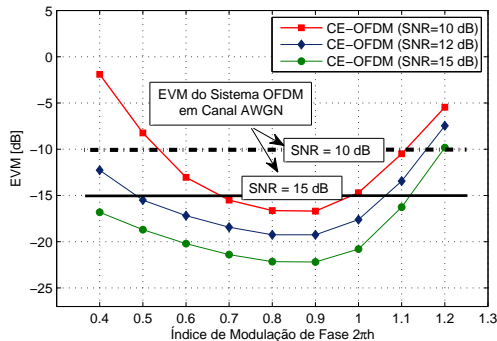


Fig. 3. Desempenho BER versus h e EVM versus h do sistema CE-OFDM em um canal com ruído AWGN para $SNR = 10, 12, 15$ dB.

Observa-se pela Figura 3 que o desempenho do sistema aumenta com a SNR. O mesmo não acontece com o aumento do parâmetro $2\pi h$. Em todos os valores de SNR considerados o ponto de mínimo EVM ocorre em $2\pi h = 0.8$. A penalidade registrada nos valores abaixo do mínimo é justificada pelo fato do desempenho ser limitado pela SNR enquanto que para valores acima deste a justificativa é dada pela inserção de ruídos de fase não lineares inerentes à modulação de fase analógica. Os valores de EVM para o desempenho de um sistema OFDM convencional em canais AWGN são mostrados na Figura 3 a título de comparação.

III. TRANSMISSÃO DE SINAIS CE-OFDM EM SISTEMAS ÓPTICOS IMDD

O transceptor CE-OFDM para sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta (DDO-CE-OFDM) aqui proposto é praticamente o mesmo da Figura 1. A pequena diferença reside na inserção do bloco FDE (*Frequency Domain Equalizer*) que, após a remoção do CP, corrige desvios de fase introduzidos no sistema. Através de sinais CE-OFDM conhecidos no receptor, este efetua a multiplicação no domínio da frequência entre os sinais CE-OFDM e um conjunto de coeficientes de um atraso (*one tap*) obtidos com o auxílio da sequência de treinamento. Na configuração *back-to-back*, o sistema emprega um filtro óptico na concepção de um sinal CE-OFDM óptico de banda lateral única. O ruído AWGN é inserido para auxiliar na geração de resultados que dele dependem, tais como a EVM.

A problemática que aqui se levanta é referente à polarização do modulador óptico Mach-Zehnder. Este é um fator deveras impactante no compromisso que envolve as distorções não lineares do próprio MZM e a sensibilidade no receptor em sistemas DDO-OFDM [18]. A função de transferência de potência de um modulador óptico de um "braço" para diferentes pontos de polarização é mostrada na Figura 4. A região

central de polarização do MZM compreende os pontos da função característica no intervalo $\frac{V_\pi}{2} \leq V_{bias} \leq V_\pi$.

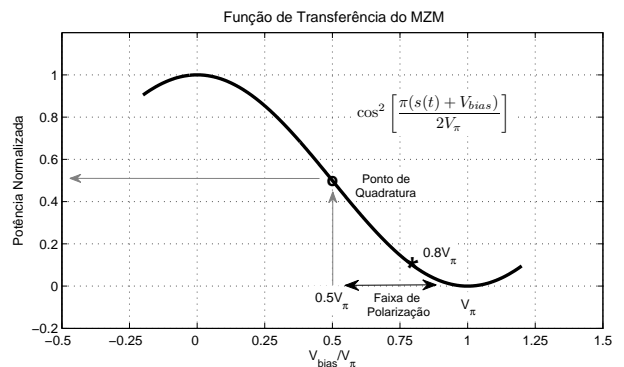


Fig. 4. Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder.

Percebe-se pela Figura 4 que a polarização no ponto de quadratura $V_{bias} = V_\pi/2$, para V_π a tensão de chaveamento do MZM, explora a máxima linearidade do modulador sob o desperdício de potência em uma portadora óptica. Reduz-se a potência da portadora² polarizando o MZM em $V_{bias} > V_\pi/2$, com a adversidade da inserção de não linearidades no sinal óptico pelo próprio MZM.

Aliada à polarização está a amplitude do sinal OFDM na entrada do MZM, normalmente parametrizado pelo índice OMI (*Optical Modulation Index*) dado por $OMI = (V_{in})_{RMS}/V_\pi$, onde $(V_{in})_{RMS}$ define o valor quadrático médio RMS (*root-mean-square*) do próprio sinal elétrico. Quanto maior, maiores serão a sensibilidade no receptor e as distorções não lineares inseridos pelo modulador óptico. Em contrapartida, o predomínio da portadora no sinal óptico na saída do MZM (baixa sensibilidade no receptor) faz-se presente em baixos valores de OMI. A otimização deste compromisso diretamente relacionado ao PAPR torna-se então necessária.

IV. ANÁLISE E DISCUSSÃO DE RESULTADOS

Para avaliar a capacidade do sistema DDO-CE-OFDM em reduzir os efeitos das distorções IMD inseridos pelo MZM, simulações numéricas foram realizadas. O desempenho do sistema foi medido pela Figura de mérito EVM variando-se o índice de modulação de fase elétrica h e o índice de modulação óptica OMI, mediante a transmissão de 100 sinais CE-OFDM ($100 \cdot N \cdot n = 307200$ bits) parametrizados conforme Tabela I.

A. Impacto do índice h no desempenho do sistema

A Figura 5 ilustra os resultados do desempenho do sistema perante a variação do parâmetro h considerando-se os efeitos do ruído de emissão espontânea ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) inseridos por amplificadores ópticos para valores da relação entre a potência do sinal e do ruído ópticos $OSNR = 12, 16$ e 20 dB.

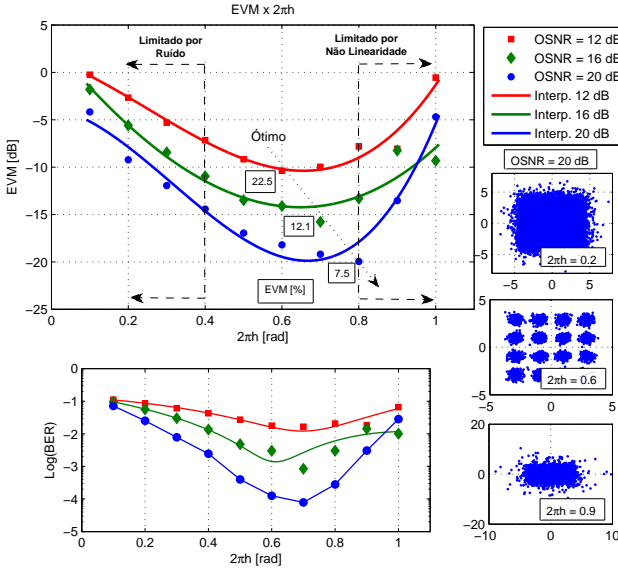
Pelas curvas de desempenho da Figura 5 consegue-se delimitar regiões onde o sistema é limitado por ruído e regiões onde

²Indispensável em sistemas IMDD, embora não carregue informação.

Parâmetros OFDM		
Grandeza	Parâmetro	Valor
Taxa de Transmissão	R_b	10 Gbps
Tamanho da IFFT/FFT	N_{FFT}	2048
Diagrama de Constelação	M	16-QAM
Prefixo Cíclico	CP	$\frac{1}{16}$
Quantidade de Subport.	$N_s = \frac{N_{FFT}-2}{2}$	1023
Subport. de informação	$N = 0.75 \cdot N_s$	768
Largura de Banda Total	$B_{Wt} = \frac{R_b \cdot N_s \cdot (1+IG)}{N \cdot \log_2(M)}$	3.54 GHz
Espaçamento entre Subport.	$\Delta_f = \frac{B_{Wt}}{N_{FFT}}$	1.73 MHz
Duração do Símbolo	$T_u = (\Delta_f)^{-1}$	57.88 μs
Duração do Prefixo Cíclico	$T_g = \frac{1}{16} \cdot T_u$	36.18 μs
Parâmetros do Modulador de Fase Elétrica		
Frequência Central	$F_c = \frac{B_{Wt}}{2}$	1.77 GHz
Fator de Reamostragem	J	8
Taxa de Amostragem	$F_s = J \cdot F_c$	14.15 GSps
Amplitude sinal CE-OFDM	A	1

TABELA I

PARÂMETROS DOS SINAIS CE-OFDM USADOS NAS SIMULAÇÕES.

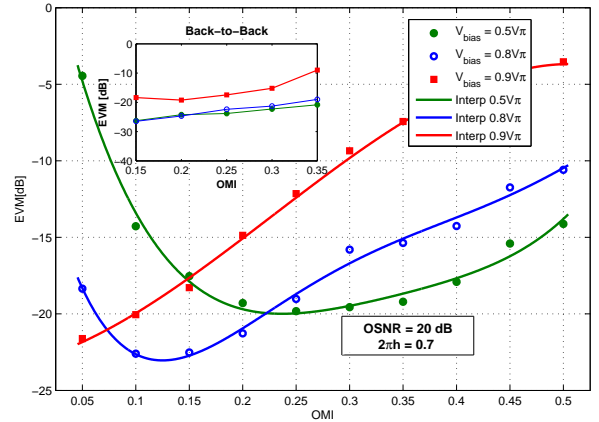
Fig. 5. Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação de fase h do sistema DDO-CE-OFDM com ruído AWGN simulando o efeito ASE.

a limitação ocorre devido às não linearidades do modulador de fase elétrica e do modulador óptico MZM. As constelações ilustradas comprovam este compromisso entre o ruído de emissão espontânea ASE e a não linearidade para $2\pi h = 0.2, 0.6$ e 0.9 e $OSNR = 20$ dB. Nota-se na Figura 5 um deslocamento do índice ótimo em função do ruído, que de $2\pi h = 0.6$ mudou para 0.8 para $OSNR = 12$ e 20 dB respectivamente. Já nas curvas de taxa de erro de bits BER³ (*Bit Error Rate*) por $OSNR$, este índice manteve-se em $2\pi h = 0.7$, o que justifica a escolha deste valor como índice de modulação de fase elétrica. É importante informar que o índice de modulação óptico dos sinais CE-OFDM na entrada do óptico MZM utilizado nestas simulações foi $OMI = 0.08$.

³Obtida pela contagem direta de erros entre os bits transmitidos e recebidos.

B. Relação Polarização do MZM e o Índice OMI

A intensidade da portadora óptica inerente aos sistemas IMDD; através do parâmetro razão de potência entre a portadora e o sinal $CSPR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_p}{P_s} \right)$, para P_p a potência da portadora e P_s a potência do sinal OFDM óptico SSB; reveste-se de prima importância no desempenho do sistema DDO-CE-OFDM. A predominância do portadora óptica no sinal para altos valores de CSPR (*Carrier-to-Signal Power Ratio*) conduzem à baixa sensibilidade no receptor, enquanto que baixos CSPR's provocam distorções não lineares provenientes da curva característica do MZM. Em sistemas DDO-OFDM convencionais, este deve ser fixado em 0 dB mediante polarização do MZM no ponto de quadratura $V_{bias} = V_\pi/2$, [18]. Entretanto, a literatura recomenda polarizar o modulador óptico em $V_{bias} > V_\pi/2$ conforme ilustrado na Figura 4 [7]. Assim, a igualdade das potências da portadora óptica e do sinal OFDM só é alcançada com adequada escolha do valor RMS do sinal OFDM óptico pelo parâmetro OMI. É com o objetivo de otimizar este compromisso entre não linearidade do MZM e sensibilidade no receptor que avaliações de desempenho do sistema proposto foram realizadas para diversos pontos de polarização do modulador e índices de modulação óptico OMI. Os resultados da Figura 6 foram obtidos em simulações do sistema DDO-CE-OFDM parametrizado conforme Tabela I para $OSNR = 20$ dB e $2\pi h = 0.7$.

Fig. 6. Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação óptico OMI do sistema DDO-CE-OFDM proposto, para diferentes polarizações do MZM. A Figura interna mostra o desempenho EVM por OMI na configuração *back-to-back* óptico para $OSNR = 20$ dB e $2\pi h = 0.7$.

A Figura 6 mostra que o ponto de melhor desempenho do sistema proposto depende da polarização e do OMI aplicado ao sinal de entrada do MZM. Nas curvas de $V_{bias} = 0.9V_\pi, 0.8V_\pi$ e $0.5V_\pi$, os valores ótimos foram encontrados em $OMI = 0.05, 0.1$ e 0.25 respectivamente. Observa-se pela Figura 6 que o desempenho do sistema diminui drasticamente com o aumento do OMI em ambas as curvas de polarização $V_{bias} = 0.8V_\pi$ e $V_{bias} = 0.9V_\pi$, sendo que na última, isto acontece nos valores $OMI \geq 0.15$. Esta queda é mais acentuada a partir do $OMI = 0.35$ quando o MZM é polarizado em $V_{bias} = 0.5V_\pi$. As não linearidades aqui citadas explicam

este decréscimo, enquanto que a sensibilidade do receptor justifica a limitação da capacidade do DDO-CE-OFDM na região da curva $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ para $OMI \leq 0.25$.

Os resultados mostrados na Figura 7 ilustram uma comparação do desempenho EVM por OMI entre os sistemas DDO-OFDM⁴ e DDO-CE-OFDM sendo ambos parametrizados conforme Tabela I e com $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ e $OSNR = 15$ dB.

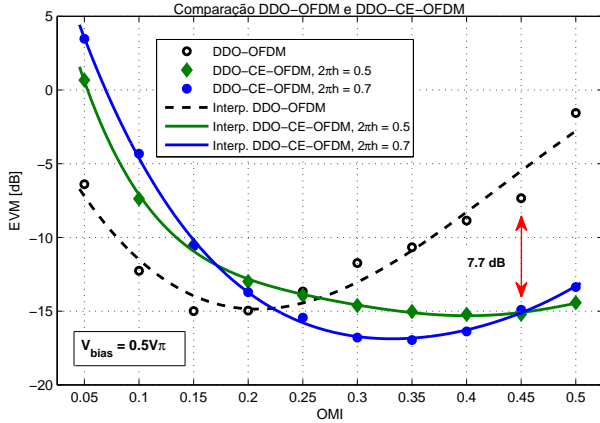


Fig. 7. Comparação dos desempenhos EVM e BER por OMI dos sistemas DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM para $OSNR = 15$ dB e $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$.

Nota-se pela Figura 7 que a tolerância às não linearidades inseridas pelo MZM do sistema proposto é maior que o DDO-OFDM convencional, podendo alcançar 7 dB nas curvas EVM por OMI, para $OMI = 0.45$. Isto deve-se principalmente pela reduzida PAPR de sinais característicos do sistema DDO-CE-OFDM, uma vez que sinais moduladores com $PAPR = 3$ dB permitem explorar melhor a região linear do MZM, que aqueles cujo $PAPR \geq 11$ dB. Esta justificativa pode ser melhor esclarecida pelas equações,

$$I_{el}(t) = RP(t) = RP(t) \cdot \frac{2P_m}{2P_m} = 2RP_m \cdot \frac{P(t)}{2P_m} \quad (3)$$

$$P_{el} = \varepsilon [I_{el}^2(t)] = 4R^2 P_m^2 OMI^2 \quad (4)$$

$$P_{el} = 4R^2 P_m^2 \cdot \frac{V_{\pi}^2}{(V_p^2 \cdot PAPR)} \quad (5)$$

$$P_{el} = \frac{R^2 P_m^2}{PAPR} \quad (6)$$

obtidas em [16], que relacionam a potência média do sinal elétrico na recepção P_{el} e corrente no fotodetector I_{el} com as potências óptica média P_m e recebida $P(t)$ e com o $OMI = (V_{in})_{RMS}/V_{\pi} = P(t)/(2P_m)$ e o $PAPR = V_p^2/(V_{in})_{RMS}^2 = V_p^2/(OMI^2 V_{\pi}^2)$, para R e $V_p = V_{\pi}/2$, a repositividade do fotodetector e o valor de pico do sinal de entrada do modulador óptico, respectivamente. É evidente que a sensibilidade no receptor do sistema proposto é maior que a do sistema DDO-OFDM convencional, pois seu $PAPR = 3$ dB fixa a potência recebida da relação (15) em $P_{el} = R^2 P_m^2 / 2$, maior que aquela do sistema convencional cujo $PAPR$ normalmente ultrapassa os 11 dB.

⁴Os blocos de um sistema DDO-OFDM convencional são todos aqueles representados antes do filtro de transmissão e depois do filtro de recepção do diagrama ilustrado na Figura 1.

V. CONCLUSÕES

Um sistema DDO-CE-OFDM que fixa em 3 dB a PAPR de um sinal OFDM com envelope constante para ser usado pelo modulador óptico externo Mach-Zehnder com o objetivo de combater não linearidades inseridas pelo próprio MZM em sistemas DDO-OFDM convencionais foi proposto neste artigo. Resultados de simulação do sistema a 10 Gb/s em uma largura de banda igual a 3.54 GHz, composta de 768 subportadoras mapeadas em 16-QAM demonstraram a capacidade do mesmo em amenizar o compromisso entre a polarização do MZM e a sensibilidade no receptor, polarizando o modulador óptico em quadratura com os sinais OFDM com envelope constante, ampliando assim a faixa de variação do índice de modulação óptica OMI de sistemas DDO-OFDM comuns.

REFERÊNCIAS

- [1] L. Hanzo, W. Webb, T. Keller, *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley and Sons, 2000.
- [2] S. Hara, R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, 2003.
- [3] W. Shieh, I. Djordjevic, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*, Elsevier, 2010.
- [4] W. Shieh, C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing", *Electron. Lett.*, v. 42, pp 587–589, 2006.
- [5] A. J. Lowery, J. Armstrong, "Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation", in *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf. Paper OTuA4*, 2007.
- [6] S. L. Jansen, I. Morita, N. Takeda, H. Tanaka, "20-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation," in *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf. Paper PDP15*, 2007.
- [7] A. Ali, J. Leibrich, W. Rosenkranz, "Spectrally efficient OFDM-transmission over single-mode fiber using direct detection", in *Proceedings of the 13th International OFDM-Workshop*, pp 1–5, 2008.
- [8] S. H. Han, J. H. Lee, "An Overview of Peak-To-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission," *IEEE Wireless Communications*, 2005.
- [9] A. N. D'Andrea, V. Lottici, R. Reggiannini, "Nonlinear predistortion of OFDM signals over frequency-selective fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, v. 5, pp 837–43, 2001.
- [10] S. C. Thompson, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, "Constant envelope binary OFDM phase modulation," *IEEE Milcom*, v. 1, pp 621–26, 2003.
- [11] S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, "Constant envelope binary OFDM phase modulation: Spectral Containment, signal space properties and performance," *IEEE Milcom*, v. 2, pp 1129–1135, 2004.
- [12] S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, M. J. Geile, "Constant Envelope OFDM," *IEEE Transactions on Communications*, v. 8, 2008.
- [13] Jair A. L. Silva, Tiago Alves, Adolfo Cartaxo Marcelo E. V. Segatto, "Experimental Demonstration of a Direct-Detection Optical Constant Envelope OFDM system," *SPPCOM2010 Signal Processing Photonic Communication*, Germany, 2010.
- [14] SILVA J. A. L., Segatto M. E. V., "Avaliação de efeitos Não Lineares em Sistemas OFDM pela Figura de Mérito EVM", *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Blumenau/SC, 2009.
- [15] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, J. Armstrong, "Experimental Demonstrations of Electronic Dispersion Compensation for Long-Haul Transmission Using Direct-Detection Optical OFDM," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, no 1, 2008.
- [16] W. Peng, X. Wui, V. Arbab, K. Feng, B. Shamee, L. Christen, J. Yang, A. Willner, S. Chi "Theoretical and Experimental Investigations of Direct-Detected RF-Tone-Assisted Optical OFDM Systems," *IEEE Journal Lightwave Technology*, v. 27, no 10, 2009.
- [17] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, H. Tanaka, "121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission With 2-b/s/Hz Spectral Efficiency Over 1000-km of SSMF," *IEEE Journal Lightwave Technology*, v. 27, no 3, 2009.
- [18] J. Leibrich, A. Ali, H. Paul, W. Rosenkranz, K. Kammeyer, "Impact of Modulator Bias on the OSNR Requirement of Direct-Detection Optical OFDM," *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, no 15, 2009.