

Geração de pentes de frequência para OFDM completamente óptica utilizando moduladores Mach-Zehnder com relação de extinção finita

João Gabriel Paina, Rafael Abrantes Penchel e Ivan Aldaya

Abstract—Os sistemas baseados em multiplexação por divisão em frequências ortogonais completamente óptica (AO-OFDM, *all-optical orthogonal frequency division multiplexing*) tem sido propostos para a implementação de supercanais de alta capacidade. Em AO-OFDM, as diferentes portadoras são geradas no domínio óptico, o qual permite fazer uso de eletrônica e de moduladores de banda muito inferiores àquela do sinal óptico modulado. Esta redução da banda dos moduladores faz com que estes possam ser implementados em fotônica integrada, o que acarreta uma redução tanto de custo como de tamanho, fazendo deste esquema de modulação uma alternativa de alto potencial aos esquemas baseados em portadora única. Infelizmente, os moduladores integrados geralmente apresentam uma razão de extinção relativamente baixa. Neste trabalho estudamos o impacto de usar moduladores com razão de extinção baixa na geração de pentes de frequência utilizando um modulador Mach-Zehnder com e sem expansor de frequências baseado em fibra. Os resultados numéricos mostram que o número de portadoras geradas é virtualmente independente da razão de extinção do modulador para tensões de polarização práticas e razão de extinção maiores de 10 dB.

Keywords—Pente de frequências; Modulador Mach-Zehnder; Fibra altamente não linear; Razão de extinção.

I. INTRODUÇÃO

A popularização das aplicações multimídia assim como a computação em nuvem estabeleceram um cenário com tendência em crescimento no consumo de dados [1]. Para suprir essa demanda, os provedores de serviço de rede precisam aumentar a capacidade das suas infraestruturas de fibra óptica utilizando formatos de modulação de alta eficiência espectral. Nesse contexto, foram desenvolvidos os sistemas de comunicações ópticos coerentes digitais, nos quais, a informação pode ser codificada não somente na intensidade mas também na fase e na polarização da onda lumínica. Além do incremento de capacidade, a possibilidade de recuperar a informação da fase do sinal permite adotar técnicas de compensação de efeitos lineares mais efetivas [2], alcançando capacidades próximas ao limite não linear de Shannon [3].

Um dos formatos de modulação propostos para a implementação de supercanais é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais coerente óptica (CO-OFDM, *coherent-optical orthogonal frequency division multiplexing*). Devido à sua natureza multiportadora, este formato de modulação apresenta uma grande robustez a efeitos de dispersão, incluindo a dispersão cromática e a dispersão por modo de

polarização. Em sistemas ópticos baseados nessa técnica, tanto a modulação como a demodulação são geralmente implementadas no domínio elétrico utilizando um processador digital de sinais (DSP, *Digital signal processing*) executando uma transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast fourier transform*) [4] [5]. Contudo, implementar sistemas CO-OFDM no domínio elétrico limita a taxa de transmissão de dados devido a capacidade de processamento do DSP, pois um incremento de frequência no DSP acarreta não só um incremento de custo no dispositivo mas também um consumo elevado de energia durante a operação. Nesse cenário, técnicas que transpõem o limite da eletrônica, a fim de aprimorar a técnica CO-OFDM e superar mais um dos desafios de sistemas coerentes em fibra óptica, são necessárias. Uma delas é a multiplexação por divisão em frequências ortogonais completamente óptica (AO-OFDM), a qual vem sendo destacada como uma solução para a implementação de supercanais com taxa de 6,885 Tbps [6].

A AO-OFDM se baseia em fontes multi-comprimento de onda, a qual pode ser interpretada como o equivalente no domínio óptico da OFDM elétrica baseada em banco de osciladores. Esta técnica tem como principal vantagem o potencial de se atingir taxas de transmissão extremamente altas com uma eletrônica de frequência baixa. A AO-OFDM é particularmente interessante pois permite ser implementada em fotônica integrada de forma mais eficiente. Por exemplo, usando moduladores em silício com bandas de 10 GHz, pode-se conseguir taxas agregadas que excedem várias centenas de Gbps. Entretanto, o fato do limite da eletrônica ser transposto por tal técnica não a torna menos desafiadora que a sua contraparte CO-OFDM, uma vez que no processamento óptico a geração de múltiplas portadoras é indispensável. A princípio, pode-se pensar no uso de um banco de *lasers* independentes para gerar as diferentes portadoras da técnica AO-OFDM. Entretanto, tal alternativa é difícil de ser usada devido, por um lado, a instabilidade frequencial dos *lasers* e, por outro, o ruído de fase decorrente deles. Ambos efeitos causam uma quebra de ortogonalidade entre as subportadoras no período de símbolo, resultando em uma interferência inter-portadora. Assim, neste trabalho, nos centraremos no estudo de fontes multi-comprimento de onda com uma separação frequencial de 10 GHz compatível com diferentes esquemas propostos para AO-OFDM [7].

Diferentes técnicas tem sido propostas para a geração de pentes de frequências, entre as quais podem-se mencionar as técnicas baseadas em dinâmica de *lasers* semicondutores, *fiber ring lasers*, *supercontinuum sources*, *mode locked lasers*, *gain*

switched lasers [8]. Porém, com o aumento da largura de banda e diminuição das tensões de operação, moduladores eletro-ópticos, como o Mach-Zehnder, por exemplo, estão ganhando notoriedade na geração de múltiplos comprimentos de onda [9].

Com isso, o objetivo do presente trabalho é avaliar numericamente a técnica baseada no modulador Mach-Zehnder (MZM) de forma a levar em consideração a razão de extinção (ER, *extinction ratio*) de maneira a gerar um pente de frequências com separação uniforme, variância mínima de intensidade, bem como o maior número possível de componentes satisfazendo a condição de estarem entre a intensidade máxima e 3 dB abaixo dela. É importante ressaltar que a consideração da ER é indispensável, uma vez que esse parâmetro é limitado nos moduladores integrados em fotônica integrada.

II. MÉTODO E MODELO DE SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas em duas etapas: considerando somente o MZM e em seguida adicionando uma fibra altamente não linear (HNLF, *highly-nonlinear fiber*), conforme indicado na Fig. 1.

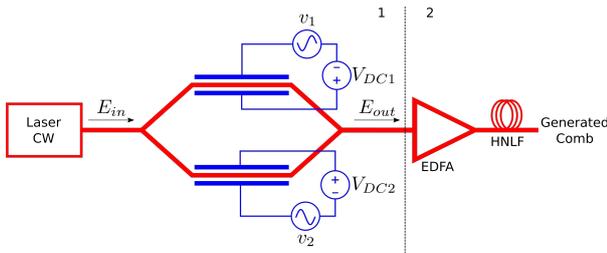


Fig. 1. Diagrama de blocos do esquemático do gerador de portadoras baseado no modulador Mach-Zehnder com expansor de pente de frequências a base de fibra altamente não linear.

Os parâmetros de otimização são as amplitudes das fontes elétricas (v_1 , v_2 , V_{DC1} e V_{DC2}), potência de entrada na fibra (P) e comprimento da fibra (L). É importante ressaltar que o amplificador à fibra dopada com érbio (EDFA, *Erbium doped fiber amplifier*), adicionado à etapa 2 da Fig. 1, possui a função de aumentar a potência de entrada da HNFL. Desta forma, o espectro de saída do gerador de pentes de frequência é função de todos os parâmetros mencionados e, conseqüentemente, o controle de tais parâmetros se torna importante para otimização na geração de portadoras.

Para as simulações, foram implementados modelos numéricos do MZM, EDFA e HNFL usando Matlab. Para o MZM, foi adotado um $V_\pi = 5$ V e $f_s = 10$ GHz. Já para o amplificador, adotou-se uma figura de ruído de 4 dB. Em relação a HNFL, adotou-se um alto valor do parâmetro não linear, $\gamma = 2,1 \times 10^{-3} \text{ W}^{-1}/\text{m}$, uma dispersão de segunda ordem $\beta_2 = -5 \times 10^{-27} \text{ s}^2/\text{m}$ assim como uma atenuação linear de 0,2 dB/km [10]. Por fim, e não menos importante, o *laser* CW opera em 1550 nm.

A. Modulador Mach-Zehnder

Considerando uma portadora óptica operando a frequência angular ω_0 com amplitude de campo A_0 e um MZM com

coeficientes de transmissão em campo K_1 e K_2 , o fasor associado ao campo na saída do MZM pode ser descrito por [11]:

$$E_{out} = \frac{A_0}{2} \{ K_1 e^{j[v_1 \cos(\omega_s t) + \bar{V} - \frac{\Delta V_{DC}}{2}]} k_{oe} + K_2 e^{j[v_2 \cos(\omega_s t) + \bar{V} + \frac{\Delta V_{DC}}{2}]} k_{oe} \} e^{j\omega_0 t}, \quad (1)$$

sendo v_1 e v_2 as amplitudes e ω_s a frequência angular dos sinais modulantes. Por outro lado, \bar{V} e ΔV_{DC} estão relacionadas com as tensões de polarização V_{DC1} e V_{DC2} por meio de $\bar{V} = (V_{DC1} + V_{DC2})/2$ e $\Delta V_{DC} = (V_{DC1} - V_{DC2})/2$. Finalmente, k_{oe} é o coeficiente do efeito Pockel, o qual está relacionado com a tensão V_π conforme a $k_{oe} = \pi/V_\pi$. No caso de polarização no ponto de quadratura, pode-se remover a dependência de \bar{V} da Eq. 1, obtendo uma expressão para a norma quadrada do campo dada por:

$$|E_{out}|^2 = \frac{A_0^2}{4} | \{ K_1 e^{j[v_1 \cos(\omega_s t) - \frac{\Delta V_{DC}}{2}]} k_{oe} + K_2 e^{j[v_2 \cos(\omega_s t) + \frac{\Delta V_{DC}}{2}]} k_{oe} \} e^{j\omega_0 t} |^2. \quad (2)$$

Na Eq. 1, as constantes K_1 e K_2 contabilizam a assimetria relacionada à atenuação dos dois braços do MZM. A partir de tais constantes pode ser definido a ER, sendo que ER é dado por:

$$ER = \frac{(K_1 + K_2)^2}{(K_1 - K_2)^2}. \quad (3)$$

B. Amplificador à fibra dopada com érbio

O modelo numérico do EDFA considerado nesse trabalho considera constante a densidade espectral do ruído amplificado de emissão espontânea (ASE, *amplified spontaneous emission*). Tomando essa consideração, a densidade espectral da ASE pode ser escrita como [12]:

$$S_{ASE} = n_{sp} \hbar \omega_0 (G - 1). \quad (4)$$

em que \hbar é a constante de Planck reduzida, ω_0 é a frequência central de operação do sinal a ser amplificado e G é o ganho linear do amplificador. n_{sp} representa o fator de emissão espontânea que pode ser obtido a partir da figura de ruído (F_n) mediante:

$$n_{sp} = \left(\frac{F_n}{2} - \frac{1}{G} \right) \left(1 - \frac{1}{G} \right)^{-1}. \quad (5)$$

Sendo assim, a potência total de ruído na saída do amplificador é dada por:

$$P_{ASE} = S_{ASE} \Delta f. \quad (6)$$

em que Δf é a banda total de simulação. Desta forma, o ruído gerado pelo EDFA pode ser simulado mediante um sinal complexo, n_{ASE} , em que as componentes em fase e quadratura correspondem a processos estocásticos brancos com distribuição de amplitude gaussianas e desvio padrão $\sqrt{P_{ASE}}$. Sendo assim, o fasor associado ao campo de saída

do EDFA, \tilde{E}_{out} , pode se escrever em termos de G , de n_{ASE} e do fasor do campo de entrada como:

$$\tilde{E}_{out} = \tilde{E}_{in}G + n_{ASE}. \quad (7)$$

C. Fibra altamente não linear

Com base em [10] a equação de propagação do sinal em uma fibra sob efeitos não lineares pode ser descrito pela expressão:

$$j \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{j\alpha}{2} A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \gamma |A|^2 A = 0. \quad (8)$$

em que A é a amplitude do pulso propagante, α a atenuação característica da fibra, β_2 o coeficiente de dispersão de segunda ordem e γ o parâmetro que contabiliza as não linearidades da fibra, como é descrito com mais detalhes em [10]. A Eq. 8 é geralmente resolvida numericamente usando o método *Split-step* Fourier. Na fibra, sabe-se que os efeitos não lineares e de dispersão agem em conjunto e de forma distribuída ao longo dela. Porém, se a fibra for segmentada de tal forma que os segmentos sejam suficientemente pequenos, o cálculo dos efeitos dispersivos e não linearidades pode ser realizado de forma separada. É conveniente reescrever a Eq. 8 da seguinte forma [10]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A, \quad (9)$$

na qual \hat{D} é um operador diferencial que descreve os efeitos de dispersão e \hat{N} é o operador que considera as não linearidades. Eles são dados por:

$$\hat{D} = -j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} \quad \text{e} \quad \hat{N} = -j\gamma |A|^2. \quad (10)$$

Sendo assim, se cada segmento da fibra possui uma distância h , então $A(z+h, T)$ pode ser aproximado por [10]:

$$A(z+h, T) \approx e^{\frac{h}{2}\hat{D}} e^{\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz'} e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T). \quad (11)$$

Caso h seja pequeno, pode-se aproximar ainda mais, obtendo:

$$A(z+h, T) \approx e^{\frac{h}{2}\hat{D}} e^{h\hat{N}} e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T). \quad (12)$$

Na Eq. 12, os efeitos de dispersão são calculados para a primeira metade de h na interface inicial, os efeitos não lineares totais ao longo de h são contabilizados na metade do seguimento e por fim o restante dos efeitos dispersivos da segunda metade de h são tomados na interface final do segmento. A Figura 2 ilustra a aplicação da Eq. 12. Dessa

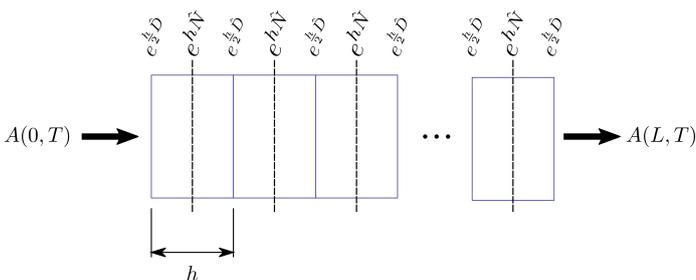


Fig. 2. Procedimento para o cálculo de $A(L, T)$ usando o método *Split-step* Fourier.

forma, o pulso $A(z, T)$ na saída de um trecho de fibra de comprimento L e que foi seccionado em M elementos h , é dado por :

$$A(L, T) = e^{-\frac{L}{2}\hat{D}} \left(\prod_{m=1}^M e^{h\hat{N}} e^{h\hat{D}} \right) e^{\frac{L}{2}\hat{D}} A(0, T). \quad (13)$$

A integração da Eq. 13, na presente forma, é relativamente complicada, haja vista que \hat{D} é um operador diferencial. Para tornar a implementação simples, os efeitos de dispersão são implementados no domínio frequencial usando a transformada de Fourier do operador \hat{D} (representada por $\hat{D}(j\omega)$) em que $\partial^2/(\partial T)^2$ é substituído por $(j\omega)^2$. Por outro lado, os efeitos não lineares são simulados no domínio temporal. Sendo assim, o código implementado com base na Eq. 13 utiliza a seguinte relação [10]:

$$e^{h\hat{D}} A(z, T) = FFT^{-1} \{ e^{h\hat{D}(j\omega)} FFT \{ A(z, T) \} \}. \quad (14)$$

III. FIGURA DE MÉRITO PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE UM PENTE DE FREQUÊNCIAS

Um pente de frequências é definido como um conjunto de componentes espectrais com separação frequencial uniforme e amplitudes dentro de um determinado intervalo. A partir desta definição é possível desenvolver uma figura de mérito, da qualidade de um pente de frequências, a qual pode ser usada como critério de avaliação durante o processo de otimização das variáveis do gerador. Neste trabalho, o critério usado para otimizar um pente de frequências é o número de componentes frequenciais significativas contíguas com uma variação máxima de 3 dB (estritamente, este critério é dependente da aplicação, no nosso caso consideramos 3 dB como caso geral). Denominamos os vários pentes gerados no mesmo espectro de saída como pentes locais.

Para selecionar o melhor pente local escolhe-se o que possui a maior quantidade de componentes. Porém, pode haver pentes de tamanhos iguais para o mesmo espectro. Nessa situação, escolhe-se o que possui a menor variância entre as componentes. Depois de selecionar o melhor pente local, é necessário compará-lo com os melhores pentes locais encontrados em espectros diferentes, os quais foram gerados variando-se as variáveis de otimização do MZM, o ganho do EDFA e o comprimento da fibra altamente não linear. Sendo assim, dado um conjunto de valores para cada variável responsável por modificar o espectro de saída e calculando o espectro para todas as combinações possíveis obtém-se o melhor pente de todos, seguindo o mesmo processo de determinação do pente local. O melhor pente de todas as combinações dos parâmetros é denominado pente global ou pente ótimo. A Fig. 3 ilustra de forma simplificada o processo para se determinar o pente de frequências global.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

A. Pente de frequência usando unicamente um modulador Mach-Zehnder

A Fig. 4 mostra um exemplo de simulação considerando $-10 \text{ V} \leq (v_1, v_2) \leq 10 \text{ V}$, $0 \text{ V} \leq \Delta V_{DC} \leq 10 \text{ V}$ e $ER=10 \text{ dB}$.

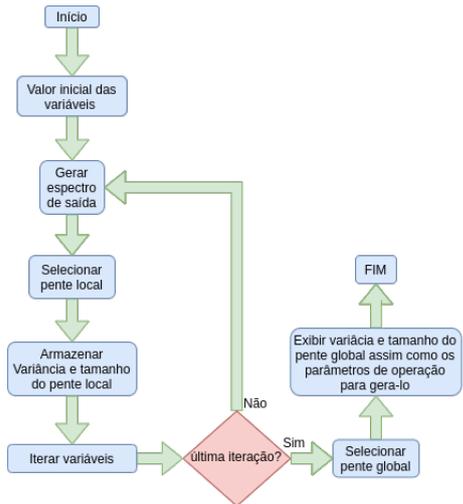


Fig. 3. Fluxograma simplificado para determinação do pente de frequências global.

Na imagem, cada ponto corresponde a uma configuração do MZM ($v_1, v_2, \Delta V_{DC}$), onde a cor indica o número de portadoras geradas. Depois de várias simulações variando-se o

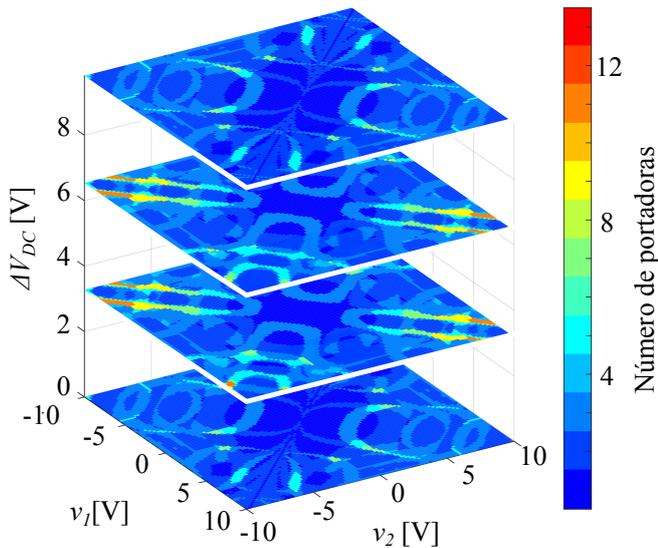


Fig. 4. Simulação variando os parâmetros de operação do MZM. No gráfico, o mapa de cores representa a quantidade de portadoras geradas para uma dada combinação de parâmetros, sendo v_1, v_2 e ΔV_{DC} dados em volt. Afim de facilitar a visualização, diagramas de contorno para valores de ΔV_{DC} de 0 V, 3,5 V, 6,5 V e 9 V, porém cabe mencionar que a varredura em ΔV_{DC} foi feita com um passo de 0,5 V.

valor da ER e observando a distribuição das cores no gráfico, notou-se que o pente de frequências global sempre é gerado para um valor alto do módulo de v_1 ou v_2 . Sendo assim, para estudar melhor o comportamento da ER do modelo da Fig. 1, definiu-se o parâmetro chamado *Maximum driving voltage*, o qual é dado por $Max(|v_1|, |v_2|)$. A partir disso, decidiu-se calcular o pente global para $-C \leq v_1, v_2 \leq C$ tal que C é iterado de 1 até 10 V. Isto é, para cada valor de C é gerado

um conjunto $(v_1, v_2, \Delta V_{DC})$ de combinações que resulta em pentes locais dos quais obtém-se o pente global. Fazendo esse procedimento, foi obtido o resultado mostrado na Fig. 5.

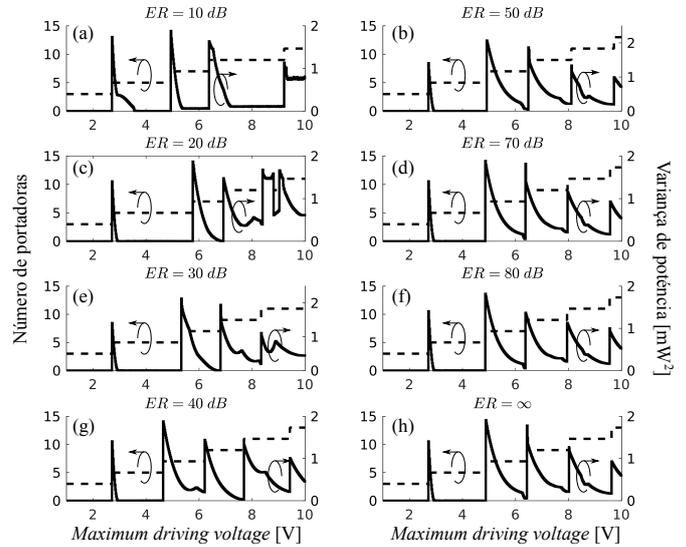


Fig. 5. Quantidade de portadoras geradas e variância de potência delas em função do parâmetro *Maximum driving voltage*. A linha contínua representa a curva de variância e a linha tracejada o número de portadoras geradas.

Na Fig. 5, para cada gráfico, o eixo vertical do lado esquerdo representa o número de componentes dos pentes globais, enquanto que do lado direito é mostrada a variância das componentes geradas. Ambas métricas são representadas em termos do *Maximum driving voltage*, representado no eixo horizontal. Observando a Fig. 5 é possível notar que a ER não causa um efeito considerável na redução das tensões de operação para se conseguir uma determinada quantidade de portadoras em um pente. Indo além, a influência da ER parece não ser significativa para se conseguir pentes com mais portadoras. Nota-se, também, que o maior pente, com 13 componentes, para a menor tensão de operação foi obtido em torno de 9,4 V para uma $ER = 40$ dB. Outro fato interessante sobre a Fig. 5 é o comportamento da variância em função da tensão de operação para um dado tamanho de pente. Observa-se que dado um tamanho de pente, a variância tende a ser menor para tensões mais altas. Por fim, para as simulações realizadas, considerando uma tensão de operação de no máximo 10 V de magnitude, o maior pente, com 13 componentes, e a menor variância, 0,45, foi obtido para uma $ER=40$ dB, como ilustrado na Fig. 6.

B. Pente de frequências usando modulador Mach-Zehnder em conjunto com fibra altamente não linear

As simulações realizadas na etapa 2 da Fig. 1 se mostraram mais desafiadoras que as da etapa 1. O tempo de execução requerido para se obter as curvas equivalentes àquelas mostradas na Fig. 5 foi estimado em 270 dias no computador usado. A partir disso, fica evidente que é necessário usar outras ferramentas para diminuir esse tempo de simulação. Uma das possíveis ferramentas para usar em trabalhos futuros são os algoritmos genéticos.

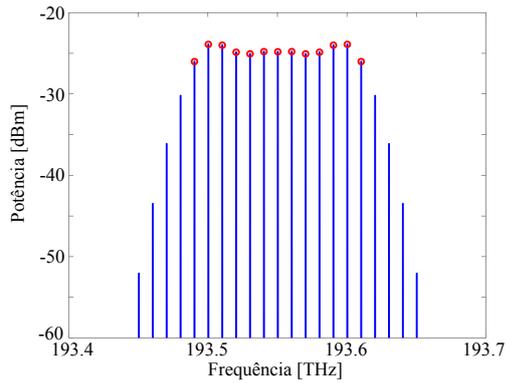


Fig. 6. Melhor pente de frequências gerado usando somente o MZM.

Mesmo com as adversidades citadas anteriormente, foram realizadas simulações mais simplificadas usando um menor número de combinações. Nas simulações realizadas, obteve-se os melhores pentes de frequências para as ER testadas. A ER foi testada para os valores de 10, 20, 30, 40, 60 e 80 dB para fibras com comprimentos de 10, 20 e 30 km com uma potência de entrada na HNLF de 11, 15, 18 e 20 dBm. Os melhores resultados em termos de tamanho do pente e variância mínima para cada valor de ER simulado, estão apresentados na Fig. 7.

Em relação aos parâmetros de operação para gerar os gráficos da Fig. 7, o comprimento L e potência de entrada da fibra P , v_1 , v_2 , V_{DC1} , V_{DC2} , variância e tamanho dos pentes foram exatamente iguais para cada curva. Respectivamente, os valores foram 10 km, 11 dBm, -10 V, -10 V, $-1,11$ V, $-7,78$ V, 0,63 e 15 portadoras. Com isso, a ER parece não ter efeito na quantidade de pentes gerados.

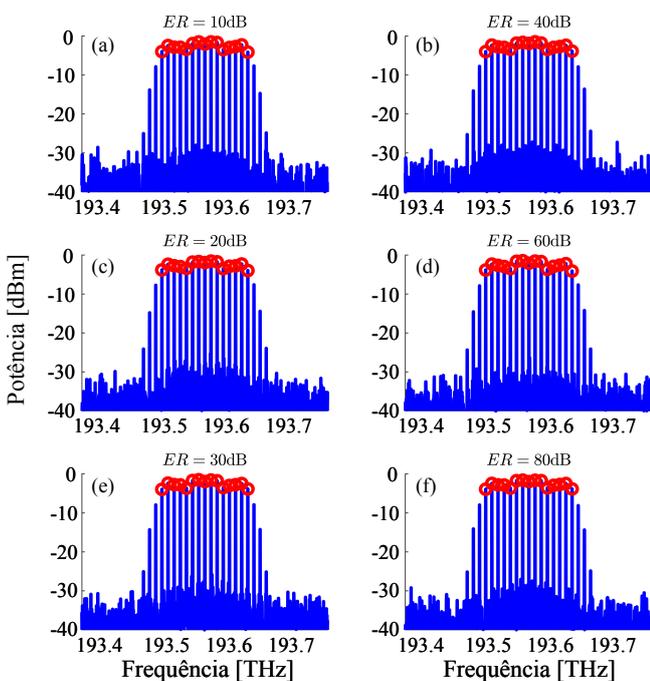


Fig. 7. Melhores resultados em termos de quantidade de portadoras geradas e variância mínima para cada valor de ER usando o expansor de frequências baseado em HNLF em conjunto com o MZM.

V. CONCLUSÃO

Das simulações usando o MZM individualmente, etapa 1 da Fig. 1, conseguiu-se o pente de frequências com mais quantidade de componentes e menor variância (Fig. 6), para testes realizados no intervalo $-10 \text{ V} \leq v_1, v_2 \leq 10 \text{ V}$ e $0 \text{ V} \leq \Delta V_{DC} \leq 10 \text{ V}$, para uma $ER=40$ dB, variância de 0,45 e 13 componentes de frequência. Além do mais, notou-se que a influência da ER na quantidade de componentes do pente não é tão substancial, sendo a tensão de operação o fator mais decisivo para se conseguir pentes de frequência de banda mais cumprida (Fig. 5). Quando foi considerado um expansor de frequências baseado em HNLF, etapa 2 da Fig. 1, conseguiu-se um máximo de 15 componentes com variância de 0,63 para o mesmo intervalo de simulação da etapa 1. Além disso, foi observado que o valor da ER parece não ter influência na quantidade de componentes geradas (Fig. 7). Não somente isso, mas para fazer estudos mais detalhados com a adição do expansor baseado em HNLF, parece necessário fazer a implementação de algoritmos genéticos, dado que o tempo de simulação é demasiadamente grande.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico (processos 432303/2018-9 e 311035/2018-3) e à Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo (processos 2015/24517-8 e 2018/25339-4).

REFERENCES

- [1] Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022," Disponível em: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.html>, acesso em: 14 Out. 2020.
- [2] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804–817, 2008.
- [3] R. Saunders, "Coherent DWDM technology for high speed optical communications," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 445–451, 2011.
- [4] F. Buchali, R. Discher, and X. Liu, "optical OFDM: a promising high-speed optical transport technology," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 125–146, 2009.
- [5] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, 2009.
- [6] Y. Geng, X. Huang, W. Cui, Y. Ling, B. Xu, J. Zhang, X. Yi, B. Wu, S.-W. Huang, K. Qiu, C. W. Wong, and H. Zhou, "Terabit optical OFDM superchannel transmission via coherent carriers of a hybrid chip-scale soliton frequency comb," *Optics Letters*, vol. 43, no. 10, pp. 2406–2409, Maio 2018.
- [7] K. Yonenaga, F. Inuzuka, S. Yamamoto, H. Takara, B. Kozicki, T. Yoshimatsu, A. Takada, and M. Jinno, "Bit-rate-flexible all-optical OFDM transceiver using variable multi-carrier source and DQPSK/DPSK mixed multiplexing," in *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Optical Society of America, 2009, p. OWM1.
- [8] W. T. Holloway, A. J. Keating, and D. D. Sampson, "Multiwavelength source for spectrum-sliced WDM access networks and LAN's," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 1014–1016, julho 1997.
- [9] T. Sakamoto, T. Kawanishi, and M. Izutsu, "Asymptotic formalism for ultraflat optical frequency comb generation using a Mach-Zehnder modulator," *Optics Letters*, vol. 32, no. 11, pp. 1515–1517, Junho 2007.
- [10] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*. Academic, 2013.
- [11] —, *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 222.
- [12] —, *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, 2012.