

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

JOÃO GABRIEL DE OLIVEIRA PAINA

Geração de pentes de frequência para OFDM completamente óptica

São João da Boa Vista
2020

João Gabriel de Oliveira Paina

Geração de pentes de frequência para OFDM completamente óptica

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Prof^o Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

São João da Boa Vista

2020

P144g

Paina, João Gabriel de Oliveira

Geração de pentes de frequência para OFDM completamente óptica
/ João Gabriel de Oliveira Paina. -- São João da Boa Vista, 2020
36 p. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de
Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Câmpus
Experimental de São João da Boa Vista, São João da Boa Vista
Orientador: Ivan Aritz Aldaya Garde

1. Eletrônica. 2. Moduladores (Eletrônica). 3. Telecomunicações. I.
Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Câmpus
Experimental de São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

GERAÇÃO DE PENTES DE FREQUÊNCIA PARA PROCESSAMENTO ÓPTICO

Aluno: João Gabriel de Oliveira Paina
Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Banca Examinadora:

- Ivan Aritz Aldaya Garde (Orientador)
- Marcelo Luís Francisco Abbade (Examinador)
- José Augusto de Oliveira (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 27/2019)

São João da Boa Vista, 27 de novembro de 2020

*"Tudo já foi descoberto,
exceto como viver"
(Jean-Paul Sartre)*

AGRADECIMENTOS

Agradeço maiormente aos meus pais, Dolores e João, por terem me apoiado e acreditado no meu potencial em todos os momentos.

Aos meus professores, cuja a maior função não é simplesmente ensinar, mas sim mudar de forma profunda o rumo para qual a sociedade se desenvolve, tanto nos aspectos sociais quanto tecnológico e científico. Em especial, agradeço ao Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde, por ter pacientemente me orientado neste trabalho.

Aos meus amigos(as), Mariana, Rômulo, André José Carlos, Homero, João Pedro, Sílvio, Matheus Galli, Matheus Valério, Ricardo Michelim, Marcelo e a todos(as) cujo nome não citei, mas que foram de igual importância para meu desenvolvimento profissional e pessoal.

RESUMO

Os sistemas baseados em multiplexação por divisão em frequências ortogonais completamente óptica (AO-OFDM, do inglês *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 inferior à capacidade do sinal óptico modulado. Esta redução da frequência faz com que os diferentes componentes 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 expensor de frequências. Os resultados numéricos considerando um modelo mostram que o número de portadoras geradas é virtualmente independente da razão de extinção do modulador. Ao menos para tensões de alimentação práticas e razão de extinção maiores de 10 dB.

Palavras chave: Pente de frequências, Modulador, Mach-Zehnder, Fibra altamente não linear, Razão de extinção e análise numérica

ABSTRACT

Systems based on all-optical orthogonal frequency division multiplexing (AO-OFDM) have been proposed for the implementation of high capacity superchannels. In AO-OFDM, different carriers are generated in the optical domain, which allows the use of electronic devices and modulators with bandwidth significantly lesser compared to the modulated optical signal. That bandwidth reduction can allow the implementation of different components in integrated photonics, which can cause the cost and size reduction, making that modulation scheme a high potential alternative compared to a scheme based on one carrier. Sadly, integrated modulators generally have a relatively low extinction ratio. In this work, we have studied the impact due to low extinction ratio modulators in the frequency combs generation using Mach-Zehnder modulator with or without frequency expensor. The numeric results for a specific model show that the number of generated carriers is virtually independent of the extinction ratio of the modulator. At least for practical feeding tensions and extinction ratio higher than 10 dB.

Keywords: Frequency combs, Modulators, Mach-Zehnder, High nonlinear fiber, Extinction ratio and Numerical analysis

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Três principais técnicas para geração de pentes de frequência.	16
Figura 2	Esquemático do gerador de portadoras baseado no modulador Mach-Zehnder com expansor de pente de frequências a base de fibra altamente não linear.	20
Figura 3	Comparação dos espectros de saída gerados pelos modelos analítico (em azul) e numérico com $ER = \infty$ (em vermelho).	23
Figura 4	Procedimento para o cálculo de $A(L, T)$ usando o método <i>Split-step Fourier</i>	26
Figura 5	Dois tons (em azul) sendo aplicados na entrada de uma fibra altamente não linear e resultando em uma saída (em vermelho) espectralmente alargada.	27
Figura 6	Pentes de frequências ilustrativos com unidades arbitrárias.	28
Figura 7	Fluxograma simplificado para determinação do pente de frequências global.	29
Figura 8	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 A_1 , A_2 e ΔV_{DC} dados em volt.	30
Figura 9	Curva para representar o comportamento da quantidade de portadoras geradas e variância delas em função do parâmetro <i>Maximum driving voltage</i> (dado em volt) definido anteriormente. A linha contínua representa a curva de variância e a linha tracejada a curva com o número de portadoras geradas.	31
Figura 10	Melhor pente de frequências gerado usando somente o MZM.	32
Figura 11	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.	34

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- AoA - *Angle of arrival*
- AO-OFDM - *All optical OFDM*
- CW - *Continuous wave*
- DFG - *Difference frequency generation*
- DFT - *Discrete Fourier transform*
- DSP - *Digital signal processing*
- DWDM - *Dense wavelength-division multiplexing*
- EDFA - *Erbium doped fiber amplifiers*
- EOM - *Eletro-optic modulator*
- ER - *Extinction ratio*
- FSR - *Free spectral range*
- FWM - *Four-wave mixing*
- HNLF - *High non-linear fiber*
- MRR - *Micro ring resonator*
- MZM - *Mach-Zehnder modulator*
- OCPAA - *Optically controlled phased array antenna*
- OFC - *Optical frequency comb*
- OFDM - *Orthogonal frequency division multiplexing*
- OSNR - *Optical signal to noise ratio*
- PPLN - *Periodically poled Lithium Niobate*
- SOA - *Semiconductor optical amplifier*
- SFG - *Sum frequency generation*
- SHF - *Second harmonic generation*

SPM - *Self-phase modulation*

XGM - *Cross gain modulation*

XPM - *Cross-phase modulation*

LISTA DE SÍMBOLOS

- λ_{res} - Comprimento de onda de ressonância do ressonador em anel
- R - Raio do ressonador em anel
- ω_p - Frequência angular do sinal de bombeio
- ω_i - Frequência angular inferior
- ω_s - Frequência angular superior
- Ω - Diferença entre frequência superior e inferior com relação ao bombeio
- λ_{SFG} - Comprimento de onda gerado pelo efeito SFG
- λ_{SDF} - Comprimento de onda gerado pelo efeito SDF
- ER - *Extinction ratio* do modulador Mach-Zehnder
- A_1 - Amplitude da fonte alternada do modulador Mach-Zehnder
- A_2 - Amplitude da fonte alternada do modulador Mach-Zehnder
- V_{DC1} - Amplitude da fonte contínua do modulador Mach-Zehnder
- V_{DC2} - Amplitude da fonte contínua do modulador Mach-Zehnder
- L - Comprimento da fibra altamente não linear
- f_s - Frequência das fontes alternadas do modulador Mach-Zehnder
- γ - Fator de não linearidade da fibra
- E_{in} - Fator do campo elétrico de entrada
- A_o - Amplitude do campo elétrico do *laser* CW
- E_{out} - Fator do campo elétrico de saída
- ω_o - Frequência do *laser* CW
- h_{mzm} - Função resposta ao impulso do modulador Mach-Zehnder
- $\mathcal{F}\{\}$ - Transformada de Fourier
- $J_n(z)$ - Função de Bessel de primeira espécie e ordem n

H_{MZM} - Transformada de Fourier da resposta ao impulso do modulador Mach-Zehnder

k_{oe} - Constante eletro-óptica

ΔV_{DC} - Diferença entre as tensões contínuas do modulador Mach-Zehnder

\bar{V} - Média das tensões contínuas do modulador Mach-Zehnder

Δt - Passo de discretização do tempo

S_{ASE} - Densidade espectral do ruído de emissão espontânea

G - Ganho linear

n_{sp} - Fator de emissão espontânea

F_n - Figura de Ruído

P_{ASE} - Potência do ruído ASE

N_{ASE} - Espectro do ruído ASE

E - Vetor campo elétrico

P - Vetor polarização de dipolos elétricos

c - Velocidade da luz

μ_0 - Permissividade magnética no vácuo

P_L - Vetor polarização linear de dipolos elétricos

P_{NL} - Vetor polarização não linear de dipolos elétricos

$\chi^{(1)}$ - Tensor de susceptibilidade elétrica de primeira ordem

$\chi^{(3)}$ - Tensor de susceptibilidade elétrica de terceira ordem

ϵ_0 - Permissividade elétrica no vácuo

ϵ_{NL} - Permissividade elétrica não linear

\bar{n} - Índice de refração para meios não lineares

$\bar{\alpha}$ - Atenuação para meios não lineares

\bar{n}_2 - Índice de refração não linear

α_2 - Atenuação não linear

β_0 - Número de onda

β_1 - Dispersão cromática de primeira ordem

β_2 - Dispersão cromática de segunda ordem

$A(z, T)$ - Pulso propagante na fibra

A_{eff} - Área efetiva da fibra

\hat{D} - Operador diferencial de dispersão cromática

\hat{N} - Operador de não linearidades

h - Passo de discretização da fibra

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	14
1.2	Métodos para geração de pentes de frequência	15
1.2.1	Micro ressonadores em anel	16
1.2.2	Moduladores eletro-ópticos	17
1.2.3	Expansores de pente de frequências	17
1.3	Contribuição do trabalho	18
1.4	organização do documento	18
2	MÉTODO	20
2.1	Modelos e implementação numérica	21
2.1.1	Modulador Mach-Zehnder	21
2.1.2	Amplificador de fibra dopada com érbio	24
2.1.3	Fibra altamente não linear	24
2.2	Figura de mérito para determinação de um pente de frequências ótimo	27
3	RESULTADOS	30
3.1	Pente de frequência usando unicamente um modulador Mach-Zehnder	30
3.2	Pente de frequências usando o modulador Mach-Zehnder em conjunto com	
	fibra altamente não linear	33
4	CONCLUSÃO	35
	REFERÊNCIAS	36

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

A popularização das aplicações multimídia assim como a computação em nuvem estabeleceram um cenário com tendência em crescimento no consumo de dados (CISCO,). Para suprir essa demanda os provedores de serviço de rede estão buscando aumentar a capacidade e eficiência espectral das suas redes de fibra óptica. Nesse contexto, formatos de modulação coerente em sistemas de multiplexação densa em comprimento de onda (DWDM, do inglês *Dense wavelength-division multiplexing*) surgiram para alavancar os avanços no aumento das taxas. Entretanto, a comunicação coerente por fibra óptica sofre desafios como o limite da velocidade dos componentes eletrônicos existentes atualmente, razão sinal-ruído óptico (OSNR, do inglês *Optical signal to noise ratio*) requerida de acordo com o limite de canal estabelecido por Shannon e não linearidades intrínsecas da fibra óptica (SAUNDERS, 2011).

Sendo assim, para superar um desses desafios, a técnica CO-OFDM (do inglês *coherent optical orthogonal frequency division multiplexing*) tem sido proposta em sistemas de comunicação óptica e utilizada com o intuito de compensar os impedimentos não linearidades e atingir taxas de transmissão próximas ao limite de Shannon. Em sistemas ópticos baseados nessa técnica, tanto a modulação como demodulação são na maioria das vezes implementados no domínio elétrico e geralmente realizado por um processador digital de sinais (DSP, do inglês *Digital signal processing*) executando uma transformada rápida de Fourier (FFT, do inglês *fast Fourier transform*) (BUCHALI; DISCHLER; LIU, 2009). Contudo, implementar CO-OFDM com dispositivos eletrônicos 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 AO-OFDM, a qual vem sendo destacada como a chave para a implementação de supercanais com taxa de 6,885 Tbps (GENG et al., 2018).

A AO-OFDM se baseia em fontes multi-comprimento de onda (a qual é nada mais que uma adaptação ao domínio óptico da OFDM elétrica baseada em banco de osciladores) e tem como principal vantagem o potencial de se atingir taxas de transmissão extremamente altas com uma eletrônica de frequência baixa (tipicamente a taxa dos tributários). Esta alternativa é particularmente interessante pois permite ser implementada em fotônica integrada de forma mais eficiente. Por exemplo, usando moduladores em silício com taxas 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 fonte de portadoras não pode ser usada. A razão é, por um lado a instabilidade frequencial dos *lasers* e, por outro, o ruído de fase decorrente deles. Ambos efeitos, causariam 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 Gbps compatível com diferentes esquemas propostos para AO-OFDM (YONENAGA et al., 2009).

Até então, técnicas baseadas em *lasers* semicondutores, *fiber ring lasers*, *supercontinuum sources*, *mode locked lasers*, *gain switched lasers* e etc foram propostas como fonte de múltiplos comprimentos de onda (HOLLOWAY; KEATING; SAMPSON, 1997). 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 (SAKAMOTO; KAWANISHI; IZUTSU, 2007).

Com isso, o objetivo do trabalho é avaliar numericamente a técnica baseada no modulador Mach-Zehnder de forma a levar em consideração a razão de extinção (ER, do inglês *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 do ER é indispensável, uma vez que esse parâmetro é limitado nos moduladores integrados em fotônica sobre silício.

1.2 MÉTODOS PARA GERAÇÃO DE PENTES DE FREQUÊNCIA

Nesse trabalho trata-se da geração de pentes de frequência ópticos (OFC, do inglês *Optical frequency comb*). Com isso, a definição do termo e uma descrição, mesmo que sucinta, das várias técnicas utilizadas para OFC se faz necessário. Por definição, o gerador de OFC é uma fonte que contém uma série de componentes ópticas equidistantes. Já em relação aos métodos para geração de pentes de frequência, existem dois principais, sendo eles os baseados em micro ressonadores em anel (MRR, do inglês *Micro ring resonators*) e em moduladores eletro-ópticos (EOM, do inglês *Eletro-optic modulator*), como mostrado na Figura 1. Nessa seção serão tratados brevemente os quatro principais métodos.

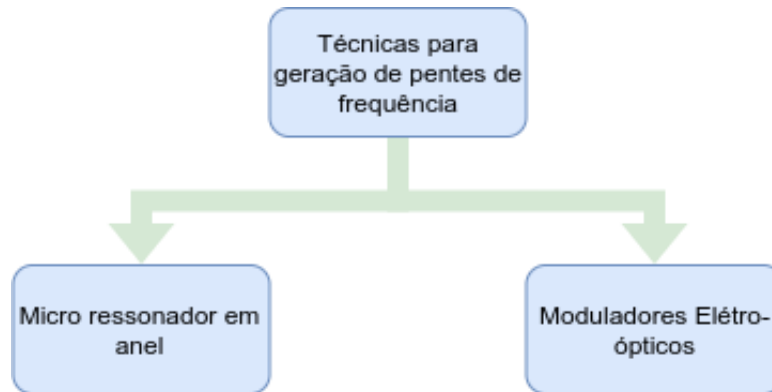


Figura 1 – Três principais técnicas para geração de pentes de frequência.

1.2.1 Micro ressonadores em anel

Ressonadores em anel funcionam com base no fenômeno *Whispering gallery*. Nesse fenômeno, somente certos comprimentos de onda podem se propagar ao entorno do anel. Tais comprimentos de onda sofrem um aumento da sua intensidade a cada volta completa por meio de interferências construtivas (IMRAN et al., 2018). Os comprimentos de ondas suportados (λ_{res}) por um anel de raio R são dados pela expressão 1.1

$$\lambda_{res}k = 2\pi R, \quad k \in \mathbb{Z}. \quad (1.1)$$

O processo de geração de pentes de frequência em um ressonador é baseado no efeito não linear de mistura de quatro ondas (FWM, do inglês *Four wave mixing*). Quando um ressonador é feito com um material não linear, o qual possui o índice de refração dependente da intensidade, ao ser bombeado por um *laser CW* dois fótons com frequência ω_p são destruídos para originar um novo par de fótons dado por 1.2.

$$2h\omega_p = h\omega_i + h\omega_s. \quad (1.2)$$

Em que h é a constante de Planck, ω_i e ω_s são as frequências geradas de forma a equidistar Ω do bombeio, conforme a equação 1.3.

$$\omega_i = \omega_p - \Omega \quad e \quad \omega_s = \omega_p + \Omega. \quad (1.3)$$

Sendo assim, caso as frequências geradas sejam modos permitidos do ressonador em anel, o efeito FWM é complementado com mais componentes, causando, assim, um FWM em cascata. Tal fenômeno é responsável por expandir as bandas laterais e gerar o pente de frequências (IMRAN et al., 2018).

1.2.2 Moduladores eletro-ópticos

O esquema geral para geração de pentes de frequência usando EOM se baseia na modulação externa de um *laser* CW e na resposta não linear de um modulador Mach-Zehnder (MZM). Isso pode ser concretizado usando um ou mais moduladores que atuam na fase, amplitude, polarização ou na combinação dos efeitos. Em todos esses esquemas é empregado um ou mais fontes de sinal elétrico que atuam como osciladores criando bandas laterais que constituem um OFC na saída do sistema óptico. Além do mais, tais sistemas são bastante flexíveis, haja vista que a distância entre cada componente espectral (FSR, do inglês *Free spectral range*) pode ser controlada variando-se a frequência do oscilador elétrico assim como a resposta total do sistema pode ser deslocado em frequência reajustando-se o comprimento de onda de operação do *laser*. Ademais, a quantidade de componentes da fonte pode ser aumentada cascadeando moduladores eletro-ópticos (IMRAN et al., 2018). Em relação as outras técnicas, mais especificamente a baseada em MZM, é a mais flexível haja vista que não depende da dinâmica do *laser* ou da condição de ressonância do anel.

1.2.3 Expansores de pente de frequências

Anteriormente foi dito que uma das maneiras expandir e aumentar a quantidade de componentes em um pente de frequências é cascadear EMO, por exemplo. Porém, há outras maneiras de conseguir tal resultado explorando as não linearidades de amplificadores ópticos de semicondutores (SOA, do inglês *Semiconductor optical amplifier*), *Periodically poled Lithium Niobate* (PPLN) e fibras altamente não lineares (HNLF, do inglês *High non linear fiber*).

De fato, como o SOA é conhecido por ser um dispositivos altamente não lineares, haja vista que a mudança na densidade de portadores do amplificador assim como FWM, modulação cruzada de fase (XPM, do inglês *Cross phase modulation*), auto modulação de fase (SPM, do inglês *Self phase modulation*) e modulação cruzada de ganho (XGM, do inglês *Cross gain modulation*) podem causar a geração e conversão de componentes de frequência (CONNELLY, 2007). Sendo assim, esses efeitos podem ser usados para expandir ainda mais o pente.

A expansão de pentes de frequência usando guias de onda PPLN são realizadas explorando-se os efeitos não lineares de geração de segunda harmônico (SHG, do inglês *Second harmonic generation*), geração de soma de frequências (SFG, do inglês *Sum frequency generation*) e geração de diferença de frequências (DFG, do inglês *Difference frequency generation*) (IMRAN et al., 2018). O efeito SHG é caracterizado pela geração de um terceiro fóton com a metade do comprimento de onda de dois fótons com o mesmo comprimento de onda entrando em um guia PPLN. Já no efeito SFG, se dois fótons com comprimentos de onda λ_P e λ_S são inseridos na entrada, então na saída é gerado um terceiro fóton com o comprimento de onda dado por 1.4

$$\frac{1}{\lambda_{SFG}} = \frac{1}{\lambda_P} + \frac{1}{\lambda_S}. \quad (1.4)$$

Em contrapartida, no efeito DFG se dois fótons com comprimentos de onda λ_P e λ_S são inseridos na entrada, na saída é gerado um terceiro fóton com comprimento de onda dado por [1.5](#)

$$\frac{1}{\lambda_{DFG}} = \frac{1}{\lambda_P} - \frac{1}{\lambda_S}. \quad (1.5)$$

Com isso, para expandir um pente de frequências com N componentes, o pente é acoplado na entrada do guia PPLN. A partir da interação não linear das componentes da fonte de entrada, efeitos SHG e SFG são induzidos gerando $2N - 1$ componentes de saída. Em seguida, um *laser* com o comprimento de onda adequado é acoplado na entrada para que as componentes geradas sejam deslocadas para uma posição desejada do espectro por meio do efeito SDF ([IMRAN et al., 2018](#)).

Não somente isso, mas fibras altamente não lineares possuem essa característica de gerar mais componentes de frequências e consequentemente expandir um pente. Isso se deve ao fenômeno da variação do índice de refração com a intensidade óptica, causando efeitos como FWM, SPM e XPM. Além do mais, como a variação do índice de refração acontece de forma distribuída, os efeitos não lineares são função da potência de entrada e do comprimento da fibra óptica ([AGRAWAL, 2013](#)), sendo possível controlar a quantidade de componentes geradas controlando tais parâmetros.

1.3 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

Neste trabalho é analisado a técnica de geração de um pente de frequências baseado no modulador Mach-Zehnder, considerando os efeitos do ER, sem e com a utilização de fibras altamente não lineares, a fim de obter de forma otimizada uma separação uniforme entre as componentes de frequência assim como parâmetros de operação para que o pente seja o mais amplo em termos de largura de banda bem como uma resposta o mais plana possível em amplitude.

Dos estudos feitos, observou-se que para o gerador de pentes usando unicamente o MZM a influência do ER na quantidade de portadoras contidas no pente é desprezível para valores mais baixos de tensão de operação. Indo além, mesmo para valores mais altos de tensão o ganho na quantidade de portadoras propiciado pela influência do ER é relativamente pequeno (cerca de duas componentes a mais). Já para o MZM com extensor baseado em HNLF, o ER parece não influenciar na quantidade de portadoras.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Este trabalho é dividido em quatro capítulos principais, sendo eles:

Capítulo 1: É tratado as aplicações e relevância da geração de pentes de frequência no domínio óptico, as principais técnicas utilizadas para esse fim assim como expansores de pentes de frequência baseados em SOA, PPLN e HNLF.

Capítulo 2: Nesse capítulo é tratado o equacionamento do modulador Mach-Zehnder de forma a considerar o ER, desenvolvido a equação de propagação de sinal em fibras não lineares assim como o método *Split-step fourier* para resolve-la. Além do mais, é tratado as figuras de mérito responsáveis por determinar a qualidade do pente de frequências gerado bem como todos os pormenores e considerações ao longo das simulações.

Capítulo 3: É apresentado os resultados para as simulações considerando o modulador Mach-Zehnder com e sem fibra altamente não linear. Além do mais, é discutido alguns problemas de tempo de simulação assim como é fornecido algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 4: É sintetizado os principais resultados bem como as sugestões para trabalhos futuros.

2 MÉTODO

O presente trabalho trata da avaliação numérica, considerando os efeitos do ER, da técnica baseada no modulador de Mach-zehnder bem como os efeitos da adição de HNLF na saída do modulador. Isso tudo, para se obter de forma otimizada uma separação uniforme entre as componentes de frequência assim como parâmetros de operação para que o pente seja o mais amplo em termos de largura de banda bem como possua uma resposta o mais plana possível em amplitude. Para tal, as simulações foram realizadas em duas etapas: considerando somente o modulador Mach-Zehnder e em seguida adicionando a fibra altamente não linear, conforme indicado na [Figura 2](#).

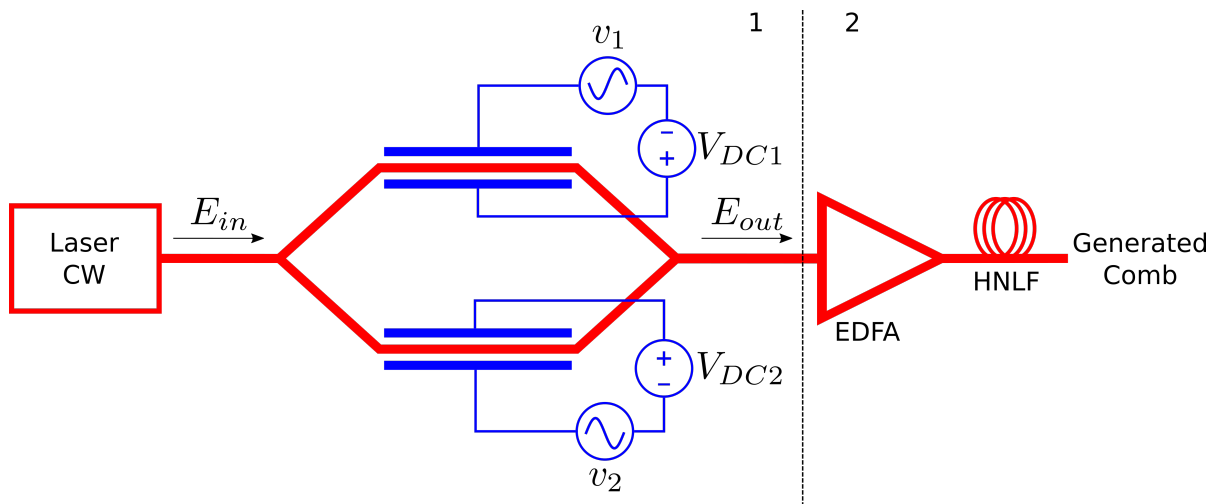


Figura 2 – Esquemático do gerador de portadoras baseado no modulador Mach-Zehnder com expansor de pente de frequências a base de fibra altamente não linear.

Os parâmetros de otimização são as amplitudes das fontes elétricas (A_1 , A_2 , V_{DC1} e V_{DC2}), potência de entrada na fibra (P) e comprimento da fibra (L). É importante ressaltar que o amplificador de fibra dopada a érbio (EDFA, do inglês *Erbium doped fiber amplifier*), adicionado a etapa 2 da [Figura 2](#), possui a função de excursionar a potência de entrada da HNLF. Dentre todos os parâmetros citados atrás, o espectro de saída do gerador de pentes de frequência é função delas. Sendo assim, o controle de tais parâmetros se torna importante para otimização na geração de portadoras.

Para as simulações, foram implementados modelos numéricos do modulador Mach-Zehnder, EDFA e HNLF usando ambiente 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 HNLF, adotou-se um alto valor do parâmetro não linear $\gamma = 2,1 \times 10^{-3}$ W⁻¹/m, uma dispersão de segunda ordem $\beta_2 = -5 \times 10^{-27}$ s²/m assim como uma atenuação linear de 0,2 dB/m ([AGRAWAL, 2013](#)). Por

fim, e não menos importante, o *laser* CW opera em 1550 nm.

Nas seções seguintes serão tratados os pormenores e cada consideração particular dos modelos implementados numericamente nas análises. Além do mais, será explanado em detalhes as figuras de mérito para determinar um pente de frequências ótimo.

2.1 MODELOS E IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA

2.1.1 Modulador Mach-Zehnder

Para simplificar, começou-se considerando um MZM ideal. Isto é, um dispositivo sem os efeitos do ER. Assumindo que a saída do *laser* CW é dada pelo fasor $\mathcal{E}_{in} = A_o e^{j\omega_o t}$ do campo elétrico, um sinal harmônico de frequência ω_o no domínio óptico, sabe-se que a saída do modulador é dado pela equação (AGRAWAL, 2012):

$$\mathcal{E}_{out} = \mathcal{E}_{in} \psi_{MZM}. \quad (2.1)$$

em que ψ_{MZM} é:

$$\psi_{MZM} = \frac{1}{2} [e^{j[A_1 \cos(\omega_s t) + V_{DC1}]k_{oe}} + e^{j[A_2 \cos(\omega_s t) + V_{DC2}]k_{oe}}]. \quad (2.2)$$

Sendo $V_{DC1,2}$ fontes de tensão contínua, $v_{1,2} = A_{1,2} \cos(\omega_s t)$ fontes de tensão cossenoidal, a uma dada frequência f_s , e $k_{oe} = \pi/V_\pi$ o coeficiente eletro-óptico. Note que a expressão 2.1 está no domínio do tempo, porém, é de interesse saber o conteúdo espectral da saída do modulador, uma vez que esse conteúdo é objeto de estudo na geração de pentes de frequência. Sendo assim, a transformada de Fourier da 2.1, lembrando que * representa a integral de convolução, é da por:

$$E_{out} = E_{in} * \Psi_{MZM}. \quad (2.3)$$

Para obter a transformada de ψ_{MZM} é necessário fazer uso da expansão de Jacobi-Anger (WEISSTEIN,), a qual é dada por:

$$e^{jz \cos(\theta)} = J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \cos(n\theta). \quad (2.4)$$

no qual $J_n(z)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem n.

Fazendo uso da expansão 2.4, a transformada de Fourier de h_{MZM} é dada por:

$$\Psi_{MZM} = u \left\{ v_0 \delta(f) + \sum_{n=1}^{\infty} j^n v_n [\delta(f + n f_s) + \delta(f - n f_s)] \right\}. \quad (2.5)$$

em que $v_n = J_n(A_1 k_{oe}) e^{-j \frac{\Delta V_{DC}}{2} k_{oe}} + J_n(A_2 k_{oe}) e^{j \frac{\Delta V_{DC}}{2} k_{oe}}$, $\Delta V_{DC} = V_{DC2} - V_{DC1}$, $\bar{V} = (V_{DC1} + V_{DC2})/2$ e $u = e^{j \bar{V} k_{oe}}/2$.

Sabendo que a transformada de Fourier de \mathcal{E}_{in} é $A_0\delta(f - f_0)$ e usando a integral de convolução, a expressão 2.3 é dada por:

$$E_{out} = A_0 \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_{MZM}(\tau) \delta(f - f_0 - \tau) d\tau. \quad (2.6)$$

Por fim, usando as propriedades da função Delta-dirac na integral da expressão 2.6, a resposta espectral da saída de um MZM ideal é dado por:

$$E_{out} = A_0 \Psi_{MZM}(f - f_0). \quad (2.7)$$

Para reduzir a complexidade das simulações numéricas, é possível reduzir o número de variáveis de otimização. Na etapa 1 do modelo da Figura 2 há quatro variáveis para serem otimizadas ($V_{DC1,2}$ e $A_{1,2}$). Dessas variáveis, observe que $V_{DC1,2}$ foram reescritas em termos de \bar{V} e ΔV_{DC} , conforme a equação 2.5. Sendo assim, observe que ao reescrever $\Psi_{MZM} = uQ$ e que $|u|^2 = 1/4$, o valor absoluto ao quadrado do espectro de saída da expressão 2.7 é dado por 2.8. Note que ao proceder dessa maneira a dependência de \bar{V} é removida, restando somente as variáveis $A_{1,2}$ e ΔV_{DC} para serem otimizadas.

$$|E_{out}|^2 = \frac{A_0^2}{4} |Q(f - f_0)|^2. \quad (2.8)$$

Recorde que a resposta espectral 2.8 foi obtida analiticamente assumindo uma simetria perfeita entre os dois braços do MZM, o que resulta em um ER infinito. Para considerar os efeitos do ER finito, é necessário avaliar a equação 2.9. Porém, isso é feito de forma numérica, uma vez que não há solução analítica para sua resposta espectral.

$$E_{out} = \frac{A_0}{2} \{ K_1 e^{j[A_1 \cos(\omega_s t) + \bar{V} - \frac{\Delta V_{DC}}{2}]k_{oe}} + K_2 e^{j[A_2 \cos(\omega_s t) + \bar{V} + \frac{\Delta V_{DC}}{2}]k_{oe}} \} e^{j\omega_0 t}. \quad (2.9)$$

Na expressão 2.9, as constantes K_1 e K_2 contabilizam a assimetria relacionada a atenuação dos dois braços do MZM. A partir de tais constantes pode ser definido o ER, sendo que ER é dado por:

$$ER = \frac{(K_1 + K_2)^2}{(K_1 - K_2)^2}. \quad (2.10)$$

em que pode ser desdobrado em:

$$K_2 = \frac{\sqrt{ER} - 1}{\sqrt{ER} + 1} K_1. \quad (2.11)$$

Ademais, da mesma forma que foi possível reduzir a quantidade de variáveis de otimização da

expressão [2.8](#), pode-se remover a dependência de \bar{V} da equação [2.9](#), conforme a expressão [2.12](#).

$$|E_{out}|^2 = \frac{A_o^2}{4} |FFT\{\{K_1 e^{j[A_1 \cos(\omega_s t) - \frac{\Delta V_{DC}}{2}]k_{oe}} + K_2 e^{j[A_2 \cos(\omega_s t) + \frac{\Delta V_{DC}}{2}]k_{oe}}\} e^{j\omega_0 t}\}|^2. \quad (2.12)$$

Repare que apesar de não se considerar os efeitos do ER na expressão [2.8](#), tal equação possui sua relevância, visto que por meio dela foi validado o código implementado a partir da expressão [2.12](#). Para validar o código foi adotado $ER = \infty$ no modelo [2.12](#), já que a saída ideal do modulador possui ER infinito.

Para implementar a equação [2.12](#), foi escolhido uma janela de tempo (T_w) a qual é múltipla do período da fonte elétrica modulante ($T_w = n(1/f_s)$, tal que $f_s = 10$ Hz), a fim de evitar vazamento espectral e diminuir o erro numérico ao usar o algoritmo da FFT. Não somente isso, discretizou-se o domínio do tempo com um determinado passo Δt tal que $\Delta t = T_w/N$, sendo N uma potência de 2, a fim de executar de forma mais rápida a FFT. Ademais, considerou-se $V_\pi = 5$ V, para o coeficiente eletro-óptico (k_{oe}), nas simulações.

Além disso, na [Figura 3](#) é apresentado o gráfico de comparação dos modelos analítico e numérico com $ER = \infty$. Note que o modelo numérico está bem implementado, uma vez seu espectro é idêntico ao analítico.

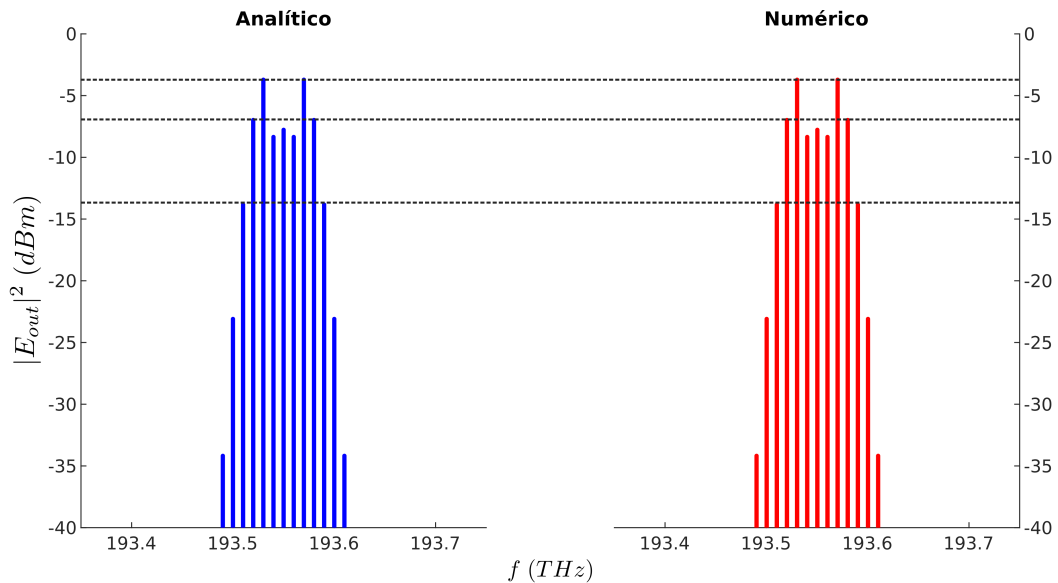


Figura 3 – Comparação dos espectros de saída gerados pelos modelos analítico (em azul) e numérico com $ER = \infty$ (em vermelho).

2.1.2 Amplificador de fibra dopada com érbio

O modelo numérico do EDFA considerado nesse trabalho consiste na aproximação para uma constante, da densidade espectral do ruído amplificado de emissão espontânea (ASE, do inglês *Amplified spontaneous emission*). Tomando essa consideração, a densidade espectral da ASE pode ser escrita como (AGRAWAL, 2012):

$$S_{ASE} = n_{sp} h f_0 (G - 1). \quad (2.13)$$

em que h é a constante de Planck, f_0 a frequência central de operação do sinal a ser amplificado, G o ganho linear do amplificador bem como n_{sp} o fator de emissão espontânea.

O fator poder ser obtido em função da figura de ruído (F_n) a partir da equação:

$$n_{sp} = \left(\frac{F_n}{2} - \frac{1}{G} \right) \left(1 - \frac{1}{G} \right)^{-1}. \quad (2.14)$$

Para obter o espectro de ruído na saída do amplificador é necessário obter a potência total do ruído a partir da densidade espectral 2.13. Sendo assim, a potência total de ruído na saída do amplificador é dada por:

$$P_{ASE} = S_{ASE} \Delta f. \quad (2.15)$$

em que Δf é a largura total do *span* de simulação.

Por fim, com base nas considerações feitas, o espectro de ruído na saída do amplificador é Gaussiano branco (AGRAWAL, 2012) e dado pela equação 2.16, em que \mathcal{N} é uma desatribuição gaussiana de média 0 e variância P_{ASE}

$$N_{ASE} = \mathcal{N}(0, P_{ASE}). \quad (2.16)$$

Sendo assim, dado que o espectro do sinal de entrada do amplificador é \tilde{E}_{in} o sinal de saída é obtido, com base na expressão 2.16, por:

$$\tilde{E}_{out} = \tilde{E}_{in} G + N_{ASE}. \quad (2.17)$$

É importante ressaltar que nas simulações foi adotado uma figura de ruído de $F_n=4$ dB.

2.1.3 Fibra altamente não linear

A equação que descreve a propagação de pulsos em fibra sob a ação de efeitos não lineares é de interesse particular desse trabalho, já que a propagação do sinal na fibra é obtida através da

solução numérica de tal equação nas simulações. Com base em (AGRAWAL, 2013) a equação de propagação do sinal em uma fibra sob tais efeitos é dado pela expressão:

$$j \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{j\alpha}{2} A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \gamma |A|^2 A = 0. \quad (2.18)$$

em que A é o 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 (AGRAWAL, 2013).

Na implementação, a equação 2.18 é 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. Dessa forma, como será mostrado adiante, o método *Split-step* Fourier se aproveita dessa propriedade para a solução da equação de propagação.

Para começar a descrever o equacionamento do método é conveniente reescrever 2.18 da seguinte forma (AGRAWAL, 2013):

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A \quad (2.19)$$

Na qual \hat{D} é um operador diferença que governa os efeitos de dispersão e \hat{N} é o operador que governa as não linearidades. Eles são dados por:

$$\hat{D} = -j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial T^2} - \frac{\alpha}{2} \quad (2.20)$$

$$\hat{N} = -j\gamma |A|^2 \quad (2.21)$$

Sendo assim, se cada seguimento da fibra possui uma distância de h , então $A(z+h, T)$ pode ser aproximado por 2.22 (AGRAWAL, 2013):

$$A(z+h, T) \approx e^{\frac{h}{2}\hat{D}} e^{\int_z^{z+h} \hat{N}(z') dz'} e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T) \quad (2.22)$$

Caso h seja bem pequeno, pode-se aproximar 2.22 para:

$$A(z+h, T) \approx e^{\frac{h}{2}\hat{D}} e^{h\hat{N}} e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(z, T) \quad (2.23)$$

Na equação 2.23, 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 4 ilustra a aplicação da expressão 2.23.

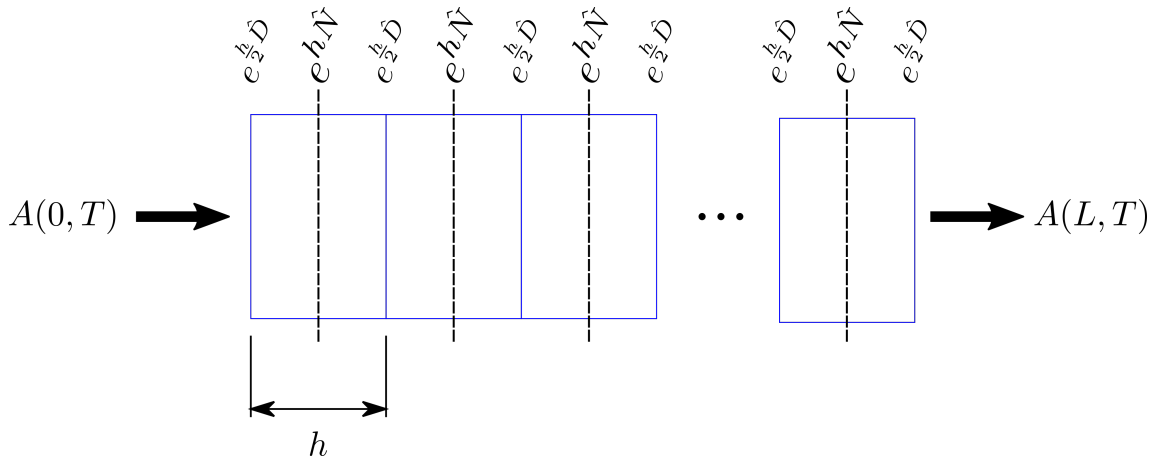


Figura 4 – Procedimento para o cálculo de $A(L, T)$ usando o método *Split-step Fourier*.

Dessa 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 [2.24](#) com base na [2.23](#) ([AGRAWAL, 2013](#)).

$$A(L, T) = e^{-\frac{h}{2}\hat{D}} \left(\prod_{m=1}^M e^{h\hat{N}} e^{h\hat{D}} \right) e^{\frac{h}{2}\hat{D}} A(0, T) \quad (2.24)$$

A implementação da equação [2.24](#) como está é relativamente complicada, haja vista que \hat{D} é um operador diferencial. Para tornar simples a implementação, os efeitos de dispersão são calculados 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 $(j\omega)^2$. Sendo assim, o código implementado com base na [2.24](#) utiliza a seguinte relação ([AGRAWAL, 2013](#)):

$$e^{h\hat{D}} A(z, T) = FFT^{-1} \{ e^{h\hat{D}(j\omega)} FFT \{ A(z, T) \} \} \quad (2.25)$$

Nas simulações da fibra, adotou-se uma dispersão de segunda ordem de $\beta_2 = -5 \times 10^{-27} \text{ s}^2/\text{m}$, atenuação linear de $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$ e um fator de não linearidades alto $\gamma = 2,1 \text{ W}^{-1}/\text{m}$, caracterizando assim uma fibra altamente não linear ([AGRAWAL, 2013](#)). Para a discretização da fibra óptica adotou-se um seguimento de $h = 100 \text{ m}$.

Além disso, ao realizar as simulações com a fibra é importante ressaltar que não é mais possível retirar a dependência de \bar{V} da equação [2.9](#), uma vez que o termo de fase u , definido na expressão [2.5](#), não pode ser desconsiderado ao implementar a equação [2.24](#).

Para exemplificar a implementação do código, ação dos efeitos não lineares assim como a criação de novas componentes ao longo da fibra, considere dois tons com uma separação de 10 GHz a uma potência total de 24 dBm aplicados na entrada da fibra. Resolvendo numericamente o exemplo, obteve-se como resultado a [Figura 5](#). Note que os efeitos não lineares na fibra atuaram no alargamento espectral dos dois tons de entrada, sendo exatamente esse efeito o responsável por alargar o pente de frequências.

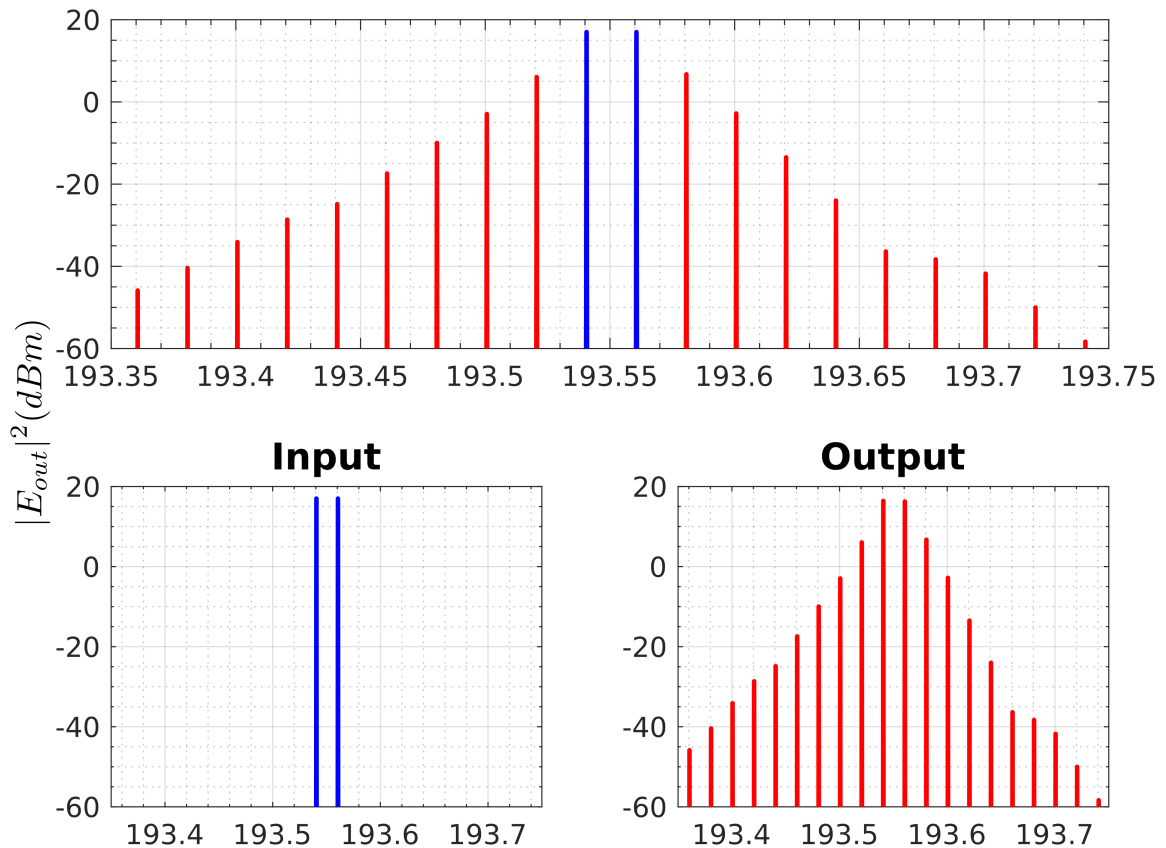


Figura 5 – Dois tons (em azul) sendo aplicados na entrada de uma fibra altamente não linear e resultando em uma saída (em vermelho) espectralmente alargada.

2.2 FIGURA DE MÉRITO PARA DETERMINAÇÃO DE UM PENTE DE FREQUÊNCIAS ÓTIMO

Tratado os pormenores em relação ao modelo numérico do MZM, amplificador e fibra altamente não linear, é necessário tratar de como é definido um pente de frequências e quais são as figuras de mérito que são responsáveis por determinar a qualidade do pente gerado.

Como mencionado anteriormente, um pente de frequências é definido como um conjunto de componentes espectrais as quais equidistam entre si e a diferença máxima entre as componente seja menor do que um valor definido. Sendo assim, dado que o sistema baseado na [Figura 2](#) está gerando componentes espectrais, com base nas características de operação do modulador e nas não linearidades geradas na fibra, o módulo do *script* responsável pelas figuras de mérito, identifica pentes de frequências e quais suas características. Dessa forma, como há a variação dos parâmetros do MZM, devido a simulação de otimização, o espectro de saída varia na sua forma e largura de banda, causando a ocorrência de vários pentes de frequência. Sendo assim, as

características de cada pente devem ser tomadas a fim de selecionar qual foi o melhor dentre os vários gerados.

Dessa maneira, os parâmetros usados para caracterizar um pente de frequências são a quantidade de componentes que o compõe e a variância entre elas. Não somente isso, mas é importante definir um critério para encontrar um pente na resposta espectral da fonte geradora, para garantir a planicidade de todas as componentes do pente. Isso, pois na saída do sistema responsável por gerar o pente pode haver componentes as quais possuem uma diferença muito grande de intensidade óptica entre elas, o que de maneira geral é ruim, uma vez que os sistemas que utilizam um pente de frequências, como citado no capítulo [1](#), necessitam que as componentes sejam o mais plana ou equalizadas possíveis.

Neste trabalho, apesar de possivelmente ser diferente para outras aplicações, o critério usado para encontrar um pente é a variação máxima das componentes ser menor ou igual a 3 dB. Considere o espectro de exemplo da [Figura 6](#). Nele, o critério utilizado foi o de 1 dB para facilitar a visualização. Note que há mais de um pente possível no espectro e que as componentes são equidistantes, o qual faz parte da definição do pente. Tal situação pode acontecer no espectro de saída do modelo da [Figura 2](#). Os vários pentes gerados no mesmo espectro de saída são chamados pentes locais.

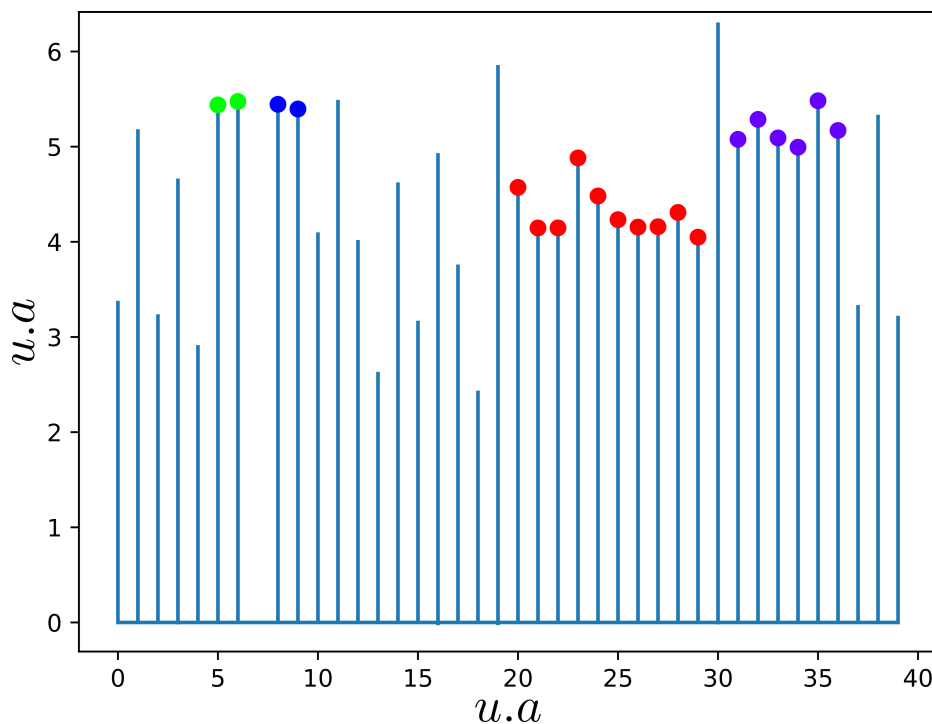


Figura 6 – Pentes de frequências ilustrativos com unidades arbitrárias.

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. Na [Figura 6](#), por exemplo,

o pente local selecionado seria o que está marcado em vermelho, uma vez que possui mais componentes que todos os outros.

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 amplificador dopado a érbio 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 [Figura 7](#) ilustra de forma simplificada o processo para se determinar o pente de frequências global.

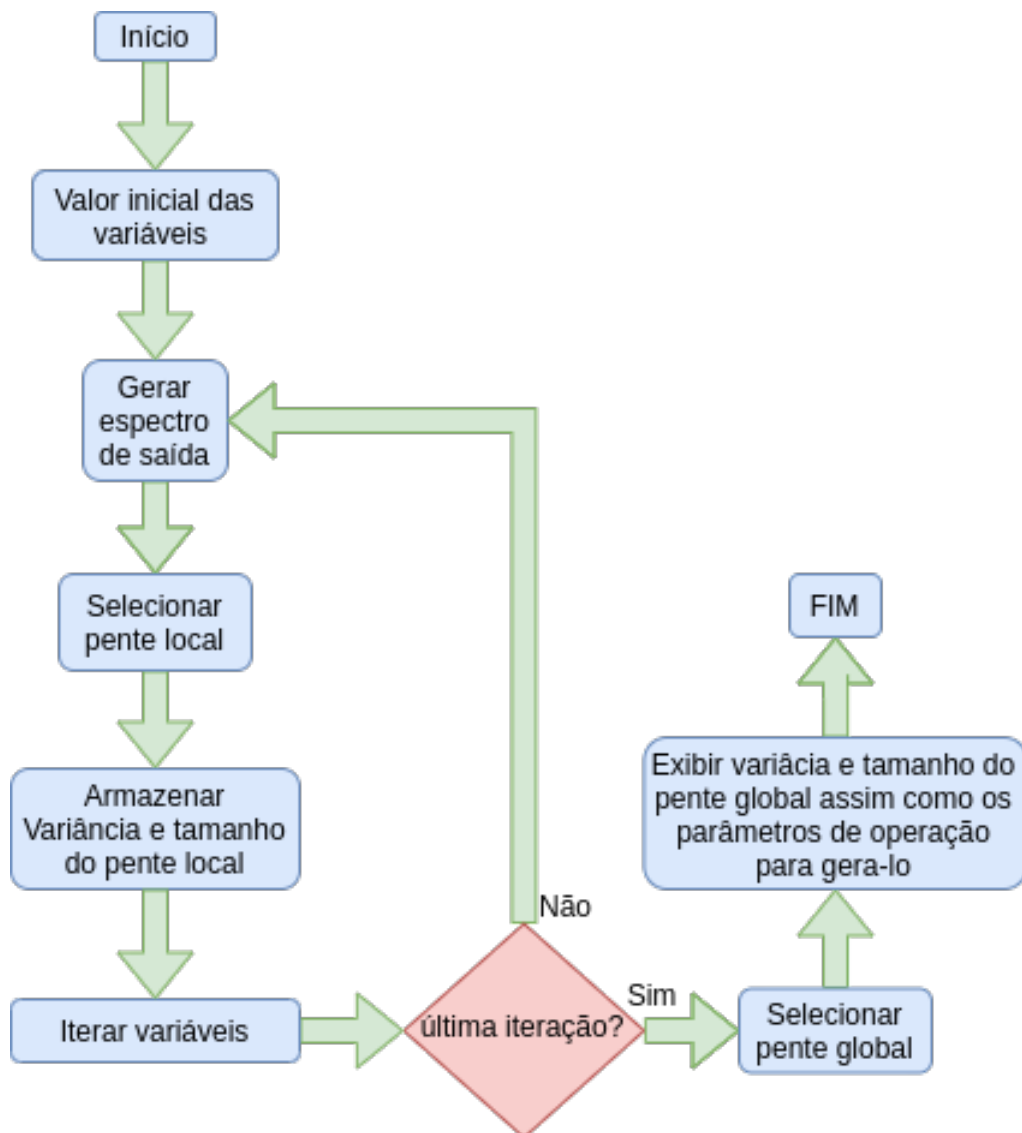


Figura 7 – Fluxograma simplificado para determinação do pente de frequências global.

3 RESULTADOS

3.1 PENTE DE FREQUÊNCIA USANDO UNICAMENTE UM MODULADOR MACH-ZEHNDER

O primeiro estudo realizado foi com a etapa 1 do modelo da [Figura 2](#). Como citado anteriormente, as variáveis iteradas ao longo das simulações foram A_1 , A_2 e ΔV_{DC} , sendo o ER mantido fixo. A figura [Figura 8](#) mostra um exemplo de simulação considerando $\{A_1, A_2 \mid -10 \leq A_1, A_2 \leq 10\}$, $\{\Delta V_{DC} \mid 0 \leq \Delta V_{DC} \leq 10\}$ volts e $ER=10$ dB. Na imagem, Cada ponto corresponde a uma configuração do MZM ($A_1, A_2, \Delta V_{DC}$), onde a cor indica o número de portadoras ópticas geradas.

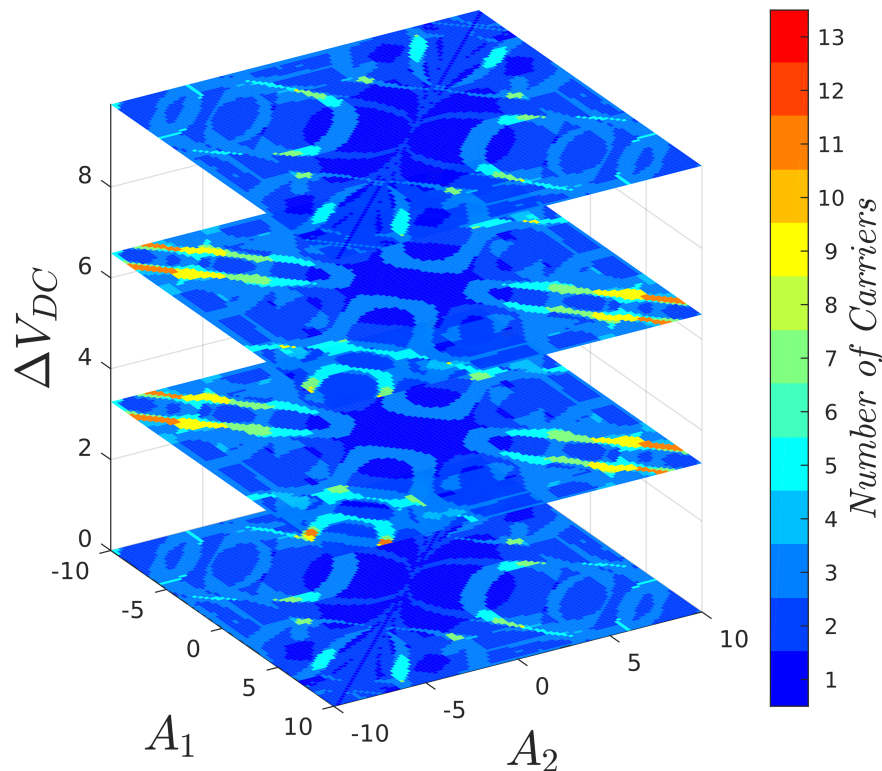


Figura 8 – Simulação variando os parâmetros de operação do MZM. No gráfico, o mapa de cores representa a quantidade de portadoras geradas para uma dada combinação de parâmetros, sendo A_1 , A_2 e ΔV_{DC} dados em volt.

Depois de várias simulações variando-se o valor do 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 A_1 ou A_2 . Sendo assim, para estudar melhor o comportamento do ER do modelo da [Figura 2](#), definiu-se o parâmetro chamado *Maximum driving voltage*, o qual é dado

por $Max(|A_1|, |A_2|)$. A partir disso, para estudar com mais detalhes o comportamento do ER , decidiu-se calcular o pente global para $\{A_1, A_2 \mid -C \leq A_1, A_2 \leq C\}$ tal que C é iterado de 1 até 10 V. Isto é, para cada valor de C é gerado um conjunto $(A_1, A_2, \Delta V_{DC})$ de combinações que resulta em pentes locais dos quais obtém-se o pente global. Fazendo esse procedimento, foi obtido o resultado da [Figura 9](#).

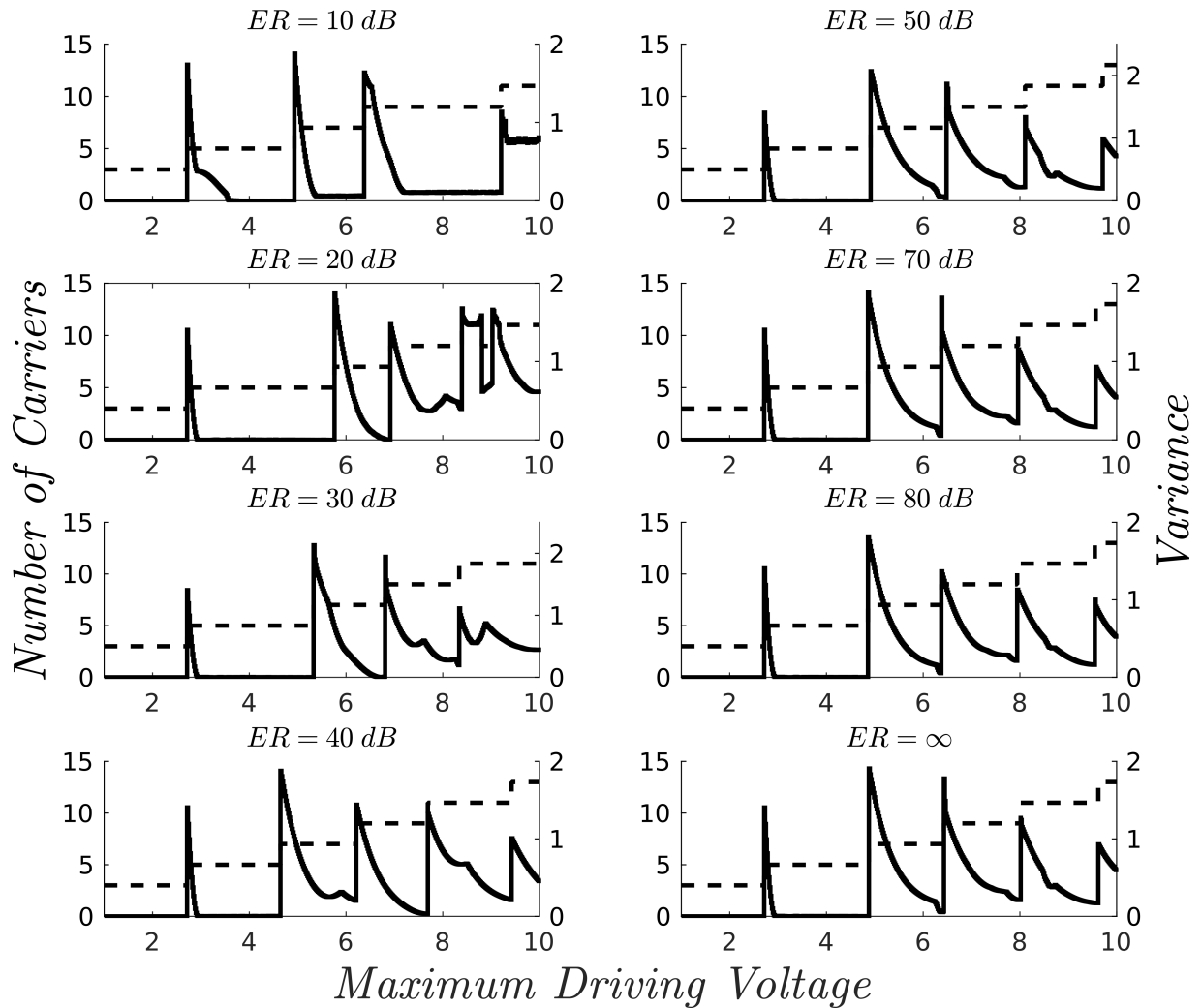


Figura 9 – Curva para representar o comportamento da quantidade de portadoras geradas e variância delas em função do parâmetro *Maximum driving voltage* (dado em volt) definido anteriormente. A linha contínua representa a curva de variância e a linha tracejada a curva com o número de portadoras geradas.

Na [Figura 9](#), para cada gráfico, o eixo vertical da lado esquerdo representa o número de componentes dos pentes globais, do lado direito a variância e no eixo horizontal a *Maximum driving voltage*.

Como citado anteriormente, um dos principais fatores limitantes da técnica que utiliza moduladores eletro-ópticos é o fato de ser necessário aplicar uma tensão alta de operação para se conseguir um número razoável de componentes no pente de frequências. Isso, em muitos casos,

torna essa técnica menos atrativa em relação as outras. Sendo assim, observando a figura [Figura 9](#) é possível notar que o ER não implica em um efeito considerável na redução das tensões de operação para se conseguir uma determinada quantidade de portadoras em um pente. Indo além, a influência do 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 um $ER = 40$ dB. Outro fato interessante sobre a [Figura 9](#) é o comportamento da variância em função da tensão de operação para um dado tamanho de pente. Observa-se que a variância tende a ser menor para tensões mais altas, dado um tamanho de pente. Por fim, para as simulações realizadas, considerando uma tensão de operação de no máximo até 10 V de magnitude, o maior pente, com 13 componentes, e a menor variância, 0,45, foi obtido para um $ER=40$ dB, como ilustrado na [Figura 10](#).

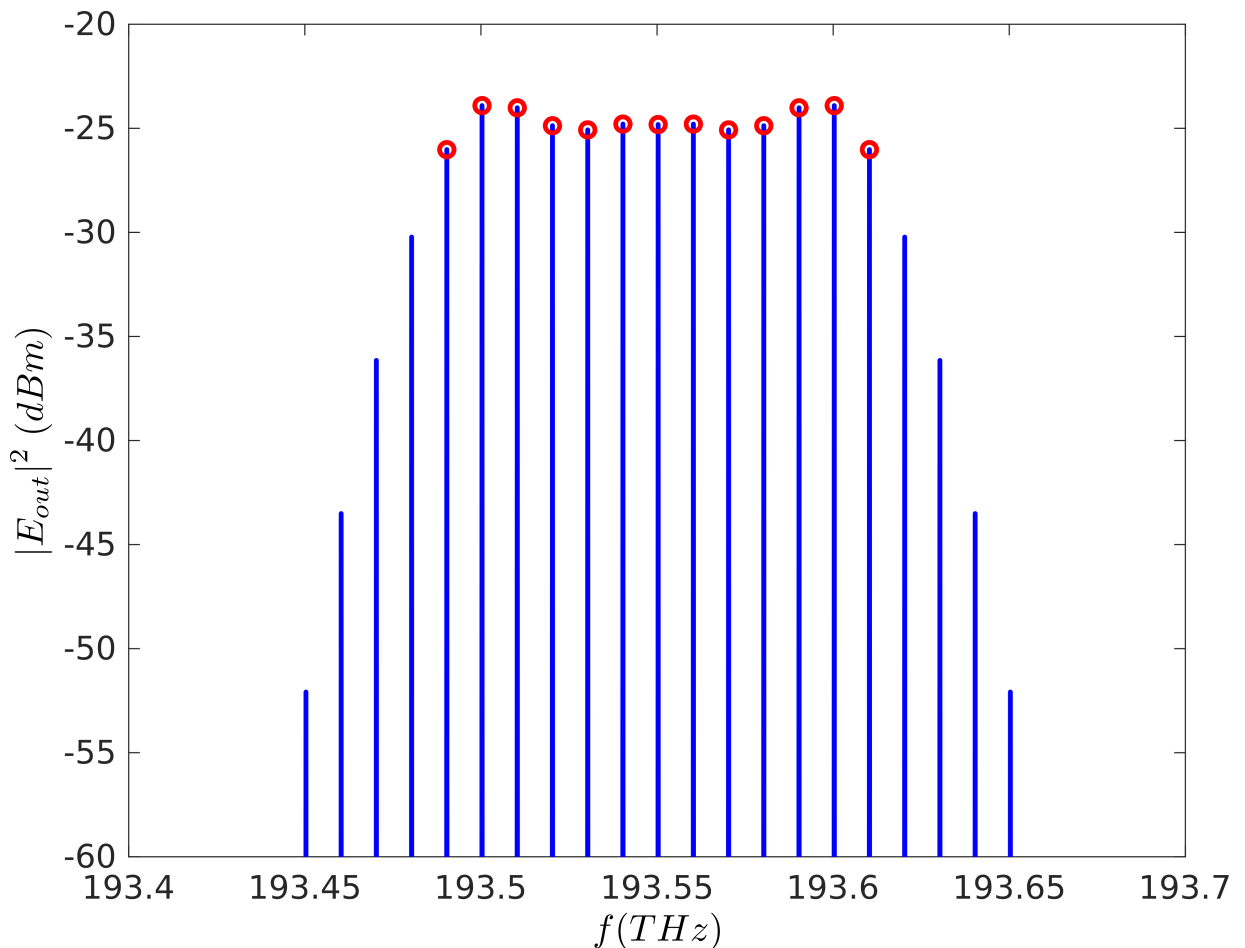


Figura 10 – Melhor pente de frequências gerado usando somente o MZM.

3.2 PENTE DE FREQUÊNCIAS USANDO O MODULADOR MACH-ZEHNDER EM CONJUNTO COM FIBRA ALTAMENTE NÃO LINEAR

As simulações realizadas na etapa 2 da [Figura 2](#) se mostraram mais desafiadoras que as da etapa 1. Para se ter uma ideia de valores, cada gráfico da [Figura 9](#) levou em média 24 horas para ser obtido ¹. Porém, estimando-se o tempo de execução, por meio de comandos internos do Matlab, obteve-se aproximadamente 270 dias ininterruptos de simulação, mesmo usando processamento paralelo, para gerar um dos gráficos da figura [Figura 9](#) usando o expansor de frequências baseado em HNLF.

A partir disso, fica evidente que é necessário usar outras ferramentas para diminuir esse tempo de simulação e conseguir realizar um estudo mais detalhado dos efeitos do *ER*. Uma das possíveis ferramentas para usar em trabalhos futuros são os algoritmos genéticos, os quais podem ser implementados usando a função que determina o pente global como a função de avaliação (ou *fitness function*) (GOLDBERG et al., 1989).

Mesmo com as adversidades citadas anteriormente, foram realizadas simulações mais simplificadas usando uma densidade de pontos bem menor. Nas simulações realizadas, obteve-se os melhores pentes de frequências para os ER testados. O ER foi testado 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 [Figura 11](#). Nas figuras o número de portadoras geradas para cada curva são 15.

Em relação aos parâmetros de operação para gerar os gráficos da [Figura 11](#), o comprimento L e potência de entrada da fibra P , A_1 , A_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, o *ER* parece não ter efeito na quantidade de pentes gerados.

¹ O computador usado possui um processador AMD Ryzen 5 1600, 6 núcleos físicos com 3,4GHz de *clock* e 8GB de memória RAM

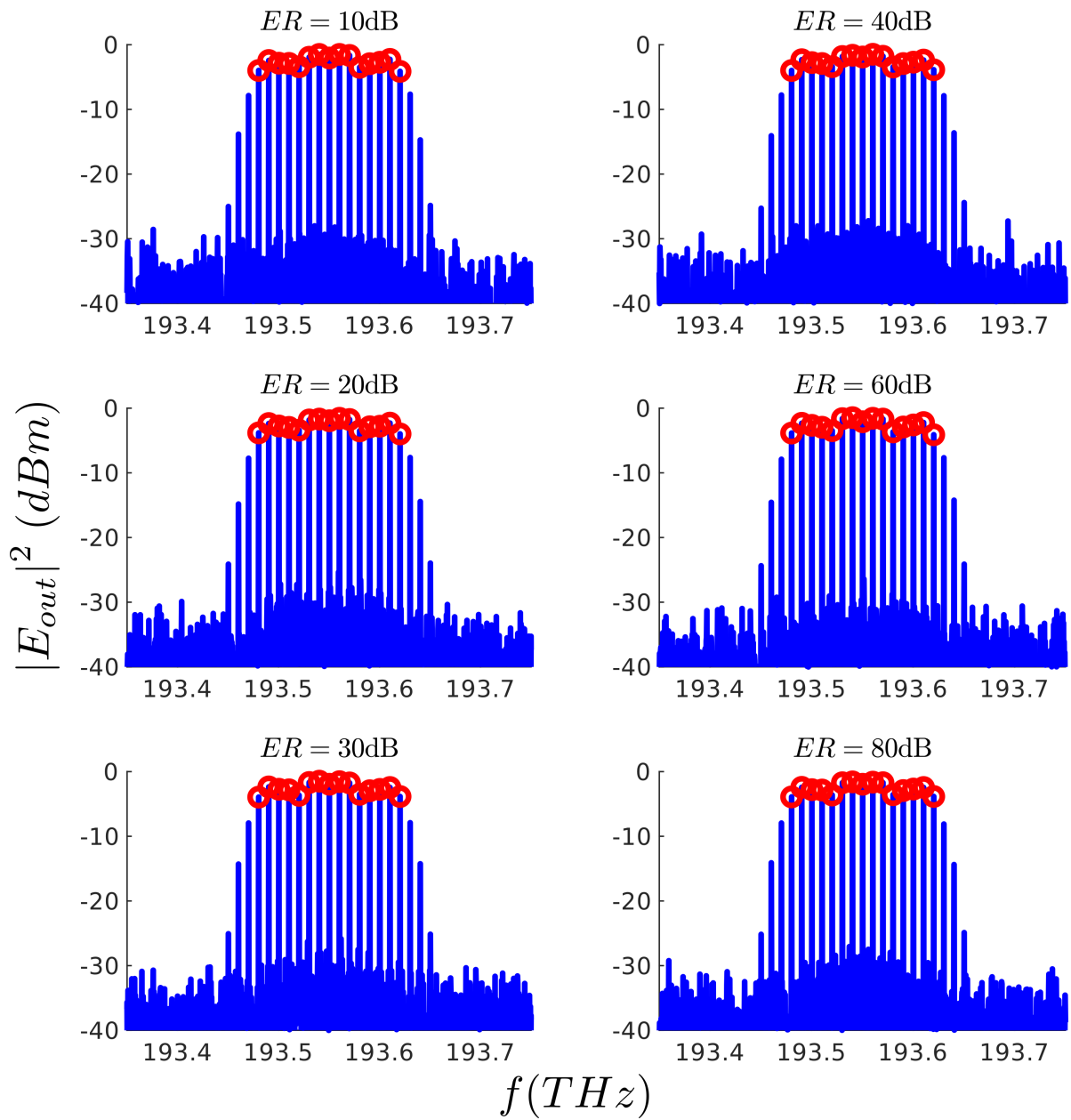


Figura 11 – Melhores resultados em termos de quantidade de portadoras geradas e variância mínima para cada valor de ER usando o expansor de frequências baseado em HNLFF em conjunto com o MZM.

4 CONCLUSÃO

Das simulações usando o MZM individualmente, etapa 1 da [Figura 2](#), conseguiu-se o pente de frequências mais amplo e com variância mínima, para testes realizados no intervalo $\{A_1, A_2 \mid -10 \leq A_1, A_2 \leq 10\}$ e $\{\Delta V_{DC} \mid 0 \leq \Delta V_{DC} \leq 10\}$ volts, com um $ER=40$ dB, variância de 0,45 e 13 componentes de frequência. Além do mais, notou-se que a influência do ER na quantidade de componentes do pente não é tão substancial, sendo a tensão de operação o fator mais decisivo ([Figura 9](#)) para se conseguir pentes de frequência maiores.

Ademais, quando foi considerado um expensor de frequências baseado em fibra altamente não linear, etapa 2 da [Figura 2](#), 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 do ER parece não ter influência na quantidade de componentes geradas ([Figura 11](#)). Não somente isso, mas para fazer estudos mais detalhados com a adição do expensor baseado em HNLF, parece necessário fazer a implementação de algoritmos genéticos, dado que o tempo de simulação é demasiadamente grande.

REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, G. P. **Fiber-optic communication systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- AGRAWAL, G. P. **Nonlinear fiber optics**. Oxford: Academic, 2013.
- BUCHALI, F.; DISCHLER, R.; LIU, X. optical ofdm: a promising high-speed optical transport technology. **Bell Labs Technical Journal**, v. 14, n. 1, p. 125–146, 2009.
- 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.
- CONNELLY, M. J. **Semiconductor Optical Amplifiers**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- GENG, Y. et al. Terabit optical ofdm superchannel transmission via coherent carriers of a hybrid chip-scale soliton frequency comb. **Opt. Lett.**, OSA, v. 43, n. 10, p. 2406–2409, Maio 2018.
- GOLDBERG, D. E. et al. **Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning**. [S.l.]: Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- HOLLOWAY, W. T.; KEATING, A. J.; SAMPSON, D. D. Multiwavelength source for spectrum-sliced wdm access networks and lan's. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 9, n. 7, p. 1014–1016, julho 1997.
- IMRAN, M. et al. A survey of optical carrier generation techniques for terabit capacity elastic optical networks. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 20, n. 1, p. 211–263, 2018.
- SAKAMOTO, T.; KAWANISHI, T.; IZUTSU, M. Asymptotic formalism for ultraflat optical frequency comb generation using a mach-zehnder modulator. **Opt. Lett.**, OSA, v. 32, n. 11, p. 1515–1517, Junho 2007.
- SAUNDERS, R. Coherent DWDM technology for high speed optical communications. **Optical Fiber Technology**, v. 17, n. 5, p. 445–451, 2011.
- WEISSTEIN, E. W. Text, **Jacobi-Anger Expansion**. Acessado em: 12 Oct. 2020. Disponível em: <https://mathworld.wolfram.com/Jacobi-AngerExpansion.html>.
- YONENAGA, K. et al. 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**. [S.l.]: Optical Society of America, 2009. p. OWM1.