

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

Escola de Engenharia de São Carlos

Estudo de transmissores ópticos sintonizáveis para o fronthaul WDM-PON em redes móveis 5G/6G

Caio Luiz Machado Pereira Plazas

**Caio Luiz Machado Pereira Plazas**

**Estudo de transmissores ópticos sintonizáveis para o  
fronthaul WDM-PON em redes móveis 5G/6G**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Mestre em Ciências - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Murilo Araujo Romero

**São Carlos**

**2023**

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,  
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS  
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da  
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

M149e Machado Pereira Plazas, Caio Luiz  
Estudo de transmissores ópticos sintonizáveis  
para o fronthaul WDM-PON em redes móveis 5G/6G / Caio  
Luiz Machado Pereira Plazas; orientador Murilo Araujo  
Romero. São Carlos, 2023.

Dissertação (Mestrado) - Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de  
Concentração em Telecomunicações -- Escola de  
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,  
2023.

1. Redes móveis 5G. 2. Redes ópticas passivas. 3.  
Multiplexação em comprimento de onda. 4. Lasers  
sintonizáveis. 5. Auto-alimentação. 6. Rádio-sobre-  
fibra analógico. I. Título.

## FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **CAIO LUIZ MACHADO PEREIRA PLAZAS**.

Título da dissertação: "Estudo de transmissores ópticos sintonizáveis para o fronthaul WDM-PON em redes móveis 5G/6G".

Data da defesa: 14/04/2023.

### Comissão Julgadora

### Resultado

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**  
**(Orientador)**

**Aprovado**

(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

Prof. Dr. **Danilo Henrique Spadoti**

**Aprovado**

(Universidade Federal de Itajubá/UNIFEI)

Prof. Dr. **Adolfo Fernandes Herbster**

**Aprovado**

(Universidade Federal de Campinas Grande/UFCG)

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Associado **Marcelo Andrade da Costa Vieira**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Carlos De Marqui Junior**



*À memória de Balu e Sofia.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a todos que me apoiaram nesta jornada.

Aos meus amigos e familiares por estarem sempre ao meu lado durante um difícil período pandêmico.

Ao professor Murilo, pela paciência e tutoria ao longo do trabalho.

Ao meu colega Daniel, por estar sempre pronto para ajudar e por expandir meus horizontes.

Por último, agradeço ao meu colega e mentor Adécio. Não há palavras para descrever o quanto aprendi e cresci com o seu apoio. Sou extremamente grato ao seu constante incentivo e, acima de tudo, à parceria ao longo destes anos. Sem ele, este trabalho não chegaria ao que é hoje.

*Scientia vinces.*

## RESUMO

Plazas, C. L. M. P. **Estudo de transmissores ópticos sintonizáveis para o fronthaul WDM-PON em redes móveis 5G/6G**. 2023. 136p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

A conexão de fronthaul para dar suporte à operação das redes móveis 5G e 6G é um dos maiores motivadores por trás do desenvolvimento de novos padrões de redes ópticas passivas (PON) como o 50-Gigabit PON (50G-PON). A multiplexação por comprimento de onda (WDM-PON), graças à sua capacidade de estabelecer conexões ponto-a-ponto lógicas para cada célula, é apontada como uma das mais promissoras tecnologias para a efetivação do fronthaul óptico. No entanto, um dos empecilhos para a implementação do WDM-PON é a necessidade de manter um par de lasers em estoque para cada canal em operação. Para se tornar um candidato viável para os futuros padrões de redes ópticas de acesso, o WDM-PON deve reduzir seus custos de operação e resolver seu problema de estoque. A solução é a adoção de fontes ópticas *colorless*, onde o mesmo hardware pode ser utilizado para gerar qualquer comprimento de onda requerido pela rede. Neste trabalho, dois transmissores *colorless* são propostos e comparados em termos de sua performance de descida e impacto na subida. O primeiro é uma versão otimizada da técnica de auto-alimentação trabalhada previamente por nosso grupo na EESC/USP. O segundo é baseado em um *vertical cavity surface emitting laser* (VCSEL) sintonizável recentemente demonstrado na literatura científica. Ambas as topologias utilizam o mesmo transmissor de subida baseado na técnica de reuso de portadora com *reflective semiconductor optical amplifiers* (RSOAs). As configurações são validadas com base em comparações com resultados experimentais e sua performance em transmissão de dados em banda-base é avaliada computacionalmente. O fronthaul é avaliado com base nas transmissões de dados com taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps em 3,5 GHz e 26 GHz, respectivamente, em um enlace de 20 km. Os resultados da transmissão em radio-sobre-fibra analógico (ARoF) superam os requisitos mínimos impostos pelo 3<sup>rd</sup> *generation partnership project* (3GPP) para ambas as topologias. No entanto, o VCSEL apresenta largura de linha de 42 MHz, contra 7 GHz da auto-alimentação e maior coerência da portadora. Em ARoF foram obtidos valores de *error vector magnitude* (EVM) de 4,6% no VCSEL e 7,2% na auto-alimentação em 26 GHz e 64QAM. Uma variação de até 1% e 7% no EVM entre os resultados dos diferentes formatos de modulação é introduzida pelos efeitos não-lineares no VCSEL e na auto-alimentação, respectivamente. Os resultados deste trabalho confirmam que o VCSEL é o candidato superior para a implementação de um sistema WDM-PON.

**Palavras-chave:** Redes móveis 5G. Redes ópticas passivas. Multiplexação em comprimento de onda. Lasers sintonizáveis. Auto-alimentação. Rádio-sobre-fibra analógico.

## ABSTRACT

Plazas, C. L. M. P. **Comparison study between tunable optical transmitters for WDM-PON fronthaul in 5G/6G mobile networks.** 2023. 136p. - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

The fronthaul link for 5G and 6G mobile networks is one of the main drivers for the rising of new passive optical network (PON) standards such as 50-gigabit PON (50G-PON). Wavelength-division multiplexing PON (WDM-PON) is considered one of the most promising technologies to support an optical fronthaul due to its capability to establish logical point-to-point optical links to each cell site. One of the impairments for WDM-PON is the need to keep an inventory with a pair of lasers for each channel operated. The WDM-PON configuration must offer reduced costs and solve its inventory problems to be considered a viable candidate for the future standards of optical access networks. One of the solutions is the adoption of colorless optical sources, in which the same optical hardware can be used to generate any wavelength required by the network. In this work, two colorless WDM-PON transmitters are proposed and compared for their downlink performance and impact on the uplink. The first is an optimized self-seeding technique based on the previous work of our group at EESC/USP. The second is based on a recently demonstrated tunable vertical cavity surface emitting laser (VCSEL). Both topologies employ the same uplink transmitter based on the carrier reuse scheme with reflective semiconductor optical amplifiers (RSOAs). The simulation setup of both techniques are validated by direct comparison against available experimental results, and their base-band performance is evaluated in a simulation environment. The fronthaul performance is numerically evaluated when transmitting 1.25 Gbps at 3.5 GHz and 10 Gbps at 26 GHz over a 20 km optical link. The obtained results for analog radio-over-fiber (ARoF) transmission fall within the 3<sup>rd</sup> generation partnership project (3GPP) requirements, demonstrating that both topologies are suitable candidates for a future fronthaul standard. However, the VCSEL configuration has a highly coherent signal, with a linewidth of 42 MHz, against 7 GHz for the self-seeding. These characteristics results in an error vector magnitude (EVM) of 4,6% in 64QAM at 26 GHz for the VCSEL and 7,2% for the self-seeding. The non-linear effects in the transmitters add up to 7% of variation in the EVM for different modulation formats in the worst-case scenario for the self-seeding, against 1% for the VCSEL. The results in this work confirm that the VCSEL is a higher performance candidate for the implementation of a WDM-PON system in the context of an ARoF fronthaul.

**Keywords:** 5G mobile communications. Passive optical networks. Wavelength division multiplexing. Tunable lasers. Self-seeding. Analog radio-over-fiber.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Projeção do aumento do tráfego de dados em redes 5G, 4G e legadas até 2027, gráfico reproduzido de [1]. . . . .	24
Figura 2 – Divisão de células do 5G. . . . .	26
Figura 3 – Esquemático simplificado de uma arquitetura de rede 5G. . . . .	28
Figura 4 – Esquemático de uma topologia simplificada de uma PON. . . . .	30
Figura 5 – Topologia de uma rede óptica de acesso baseada em TDM. . . . .	31
Figura 6 – Topologia de uma rede de acesso baseada em TWDM. . . . .	31
Figura 7 – Topologia de uma rede óptica de acesso baseada em WDM. . . . .	33
Figura 8 – Arquitetura de uma rede óptica passiva com fontes ópticas operando em modo WDM para acesso de redes 5G e corporativa, em conjunto com uma rede de acesso doméstico operando com uma fonte óptica em modo TDM [40]. . . . .	33
Figura 9 – Exemplo de uma constelação detectada no plano IQ ilustrando as distâncias entre os símbolos para o cálculo do EVM. . . . .	38
Figura 10 – Estrutura de camadas simplificada de um VCSEL. . . . .	43
Figura 11 – Corte dos dispositivos que compõe o MEMS-VCSEL construído por [53].	45
Figura 12 – Estrutura de camadas do MEMS-VCSEL construído por [53]. . . . .	46
Figura 13 – Faixa de sintonia para uma amostra de dispositivos MEMS-VCSEL fabricados por [53]. . . . .	46
Figura 14 – Evolução da ASE ao longo dos vários percursos de ida-e-volta ( <i>round-trips</i> ) na cavidade. . . . .	48
Figura 15 – Primeira implementação da topologia de auto-alimentação apresentada por Wong [79]. . . . .	48
Figura 16 – Topologia de auto-alimentação proposta por Presi e colaboradores [81].	49
Figura 17 – Processo de supressão da razão de extinção (ER) de um sinal incidindo em um RSOA operando na região de saturação. . . . .	50
Figura 18 – Topologia de auto-alimentação proposta por Duarte [44]. . . . .	51
Figura 19 – Topologia de auto-alimentação proposta por Celino [43]. . . . .	52
Figura 20 – Processo de controle de polarização na topologia de auto-alimentação proposta por Celino [43]. . . . .	53
Figura 21 – Validação do modelo experimental do RSOA utilizado por Celino [43].	58
Figura 22 – Validação do modelo experimental do RSOA utilizado por Celino [43].	59
Figura 23 – Curva VI caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL em operação. . . . .	64
Figura 24 – Curva LI caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL trabalhado. . . . .	64

Figura 25 – Resposta em frequência caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL trabalhado. . . . .	66
Figura 26 – Resultado do processo de <i>subtracted IM response</i> fornecida pelo software Optisystem após a simulação do MEMS-VCSEL. . . . .	67
Figura 27 – Comparação entre o resultado experimental e o comportamento em frequência fornecido pelo software Optisystem a partir da entrada da curva de <i>subtracted IM response</i> apresentada na Figura 26. . . . .	68
Figura 28 – Comparação entre o resultado experimental e o comportamento em frequência fornecido pelo software Optisystem utilizando os parâmetros Y e Z extraídos pelo Matlab. . . . .	69
Figura 29 – (a) função de transferência do filtro elétrico implementado e (b) resposta do VCSEL com e sem o filtro elétrico em relação à resposta obtida experimentalmente por [75]. . . . .	69
Figura 30 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL simulado operando em modo CW. . . . .	71
Figura 31 – Comparação entre as curvas LI obtidas experimentalmente por [53] e simuladas pelo software Optisystem. . . . .	71
Figura 32 – (a) comparação entre as curvas VI e (b) largura de linha em relação a dados obtidos experimentalmente por [53] e simuladas pelo software OptiSystem. . . . .	72
Figura 33 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL para transmissão back-to-back e modulação direta. . . . .	72
Figura 34 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL para transmissão em fibra monomodo e modulação direta. . . . .	72
Figura 35 – Validação do resultado de simulação das curvas de BER, comparando teoria e experimento para o MEMS-VCSEL modulado diretamente, com comprimento de onda central de 1550 nm e correntes de polarização de 22 mA e 25 mA, respectivamente. . . . .	74
Figura 36 – Validação da curva de potência recebida para obter uma BER de $10^{-9}$ em função do comprimento do trecho de SMF em que a transmissão é feita. . . . .	74
Figura 37 – Efeito do <i>chirp</i> nos bits 0 e 1 em modulação direta no MEMS-VCSEL. . . . .	75
Figura 38 – Efeito do <i>chirp</i> no MEMS-VCSEL em modulação direta. . . . .	76
Figura 39 – Curva de caracterização do EAM implementado experimentalmente por [54]. . . . .	77
Figura 40 – Topologia de transmissão do sinal de descida de dados em banda-base utilizando auto-alimentação. . . . .	80
Figura 41 – Diagramas de olho obtidos nas configurações de auto-alimentação com modulação direta de dados de descida e taxa de 1,25 Gbps. . . . .	80

Figura 42 – Dependência da BER com a potência óptica recebida. Transmissão de sinal de descida na topologia de auto-alimentação e taxa de transmissão de 1,25 Gbps. . . . .	81
Figura 43 – Topologia de transmissão do sinal de subida de dados em banda-base a partir de um sinal de descida da auto-alimentação. . . . .	83
Figura 44 – Diagramas de olho obtidos nas configurações de auto-alimentação com modulação direta de dados de subida e taxa de 1,25 Gbps. . . . .	84
Figura 45 – Dependência da BER com a potência óptica recebida para as configurações estudadas na topologia de auto-alimentação transmitindo um sinal de subida de 1,25 Gbps e modulação direta. . . . .	85
Figura 46 – Topologia de transmissão do sinal de descida de dados em banda-base utilizando um MEMS-VCSEL. . . . .	86
Figura 47 – Diagramas de olho obtidos para as configurações de transmissão de dados de descida e taxa de 1,25 Gbps utilizando o MEMS-VCSEL como transmissor. . . . .	87
Figura 48 – Diagramas de olho obtidos para as configurações de transmissão de dados de descida e taxa de 10 Gbps utilizando o MEMS-VCSEL como transmissor. . . . .	88
Figura 49 – Relação entre a BER e a potência recebida para as configurações de interesse na topologia baseada em MEMS-VCSEL transmitindo um sinal de descida de 1,25 Gbps e modulação direta. . . . .	88
Figura 50 – Relação entre a BER e a potência recebida para as configurações de interesse na topologia baseada em MEMS-VCSEL transmitindo um sinal de descida de 10 Gbps e modulação direta. . . . .	89
Figura 51 – Topologia de transmissão do sinal de subida de dados em banda-base a partir do sinal de um MEMS-VCSEL. . . . .	91
Figura 52 – Diagramas de olho extraídos dos resultados das simulações para as configurações de transmissão de dados de subida e taxa de 1,25 Gbps por meio do reuso de portadora. . . . .	91
Figura 53 – Dependência da BER em função da potência óptica recebida, para a transmissão de sinal de subida da topologia baseada em reuso de portadora do sinal de descida de um MEMS-VCSEL. . . . .	92
Figura 54 – Desempenho das curvas de BER em função da potência óptica recebida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de descida e taxa de 1,25 Gbps. . . . .	93
Figura 55 – Desempenho da BER da potência óptica recebida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de subida e taxa de 1,25 Gbps. . . . .	96



Figura 56 – Topologia de transmissão do sinal de descida de dados ARoF utilizando um transmissor baseado em auto-alimentação. . . . .	98
Figura 57 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. . . . .	99
Figura 58 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. . . . .	100
Figura 59 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	101
Figura 60 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	102
Figura 61 – Topologia de transmissão do sinal de subida por meio do apagamento dos dados de descida da auto-alimentação e remodulação de portadora. . . . .	103
Figura 62 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. . . . .	103
Figura 63 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. . . . .	104
Figura 64 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	105
Figura 65 – Comparação entre o espectro do sinal de ARoF com frequência de RF centralizada em 26 GHz e taxa de transmissão de 10 Gbps. . . . .	106
Figura 66 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	106
Figura 67 – Topologia de transmissão do sinal de descida de dados ARoF utilizando um MEMS-VCSEL. . . . .	108
Figura 68 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. . . . .	109
Figura 69 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centrada em 3,5 GHz. . . . .	109

Figura 70 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	110
Figura 71 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. . . . .	111
Figura 72 – Topologia de transmissão de dados de subida por meio do apagamento dos dados de descida de um MEMS-VCSEL e remodulação de portadora.	112
Figura 73 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL. . . . .	113
Figura 74 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL. . . . .	113
Figura 75 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL. . . . .	114
Figura 76 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL . . . . .	115
Figura 77 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para o MEMS-VCSEL. . . . .	116
Figura 78 – Desempenho das curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL . . . . .	117
Figura 79 – Desempenho das curvas de EVM em função da potência óptica recebida, para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. . . . .	118
Figura 80 – Comparação entre os resultados para as curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. . . . .	119
Figura 81 – Comparação entre os resultados para as curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. . . . .	120

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Principais tipos de <i>fronthaul</i> considerados para a conexão utilizando fibra óptica. Tabela adaptada de [18]. . . . .	27
Tabela 2 – Métodos de sintonia típicos em lasers sintonizáveis. Tabela adaptada de [59]. . . . .	40
Tabela 3 – Parâmetros gerais utilizados nas simulações deste capítulo. . . . .	56
Tabela 4 – Parâmetros de simulação do RSOA. Tabela adaptada de [43] . . . . .	57
Tabela 5 – Parâmetros de simulação do fotodetector PIN implementado na topologia de auto-alimentação. . . . .	57
Tabela 6 – Valores dos coeficientes $b_0$ e $c_n$ extraídos com base na Equação 3.9, a partir da curva apresentada na Figura 23 . . . . .	63
Tabela 7 – Valores dos coeficientes $\eta$ , $I_{tho}$ e $a_n$ extraídos com base na Equação 3.10, a partir da curva apresentada pela Figura 24 . . . . .	65
Tabela 8 – Valor do termo $R_{th}$ , extraído a partir da Equação 3.8. . . . .	65
Tabela 9 – Parâmetros físicos empregados pelo software Optisystem ao simular o VCSEL com os dados de entrada descritos nesta seção. . . . .	70
Tabela 10 – Parâmetros de simulação do fotodetector PIN implementado. . . . .	73
Tabela 11 – Configurações simuladas das topologias baseadas em auto-alimentação e MEMS-VCSEL, para a transmissão de sinais em banda-base. . . . .	78
Tabela 12 – Potência óptica medida no fotodetector PIN para o sinal de descida em cada configuração implementada. . . . .	79
Tabela 13 – Margem de potência para a transmissão de dados de descida em banda-base utilizando o esquema de auto-alimentação. . . . .	82
Tabela 14 – Potência óptica medida na entrada do RSOA Aux, na saída do RSOA TX e no fotodetector PIN de subida nas configurações de interesse. . . . .	84
Tabela 15 – Potência óptica medida no fotodetector PIN de descida para as configurações estudadas. . . . .	86
Tabela 16 – Margem de potência para a transmissão de dados de descida utilizando um MEMS-VCSEL. . . . .	89
Tabela 17 – Potência óptica medida na entrada do RSOA Aux, na saída do RSOA Tx e no fotodetector PIN de subida para a topologia baseada em reuso de portadora do sinal de descida de um MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps. . . . .	90
Tabela 18 – Margem de potência para a transmissão de dados de subida utilizando um MEMS-VCSEL. . . . .	92

Tabela 19 – Comparação entre a potência recebida pelo detector de sinal de descida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps. . . . .	93
Tabela 20 – Margem de potência para a transmissão de dados de descida para as topologias baseadas em auto-alimentação e MEMS-VCSEL. . . . .	94
Tabela 21 – Comparação da potência recebida pelo RSOA Aux para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps. . . . .	94
Tabela 22 – Comparação da potência recebida pelo detector de sinal de subida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps. . . . .	95
Tabela 23 – Valores máximos de EVM estipulados pelo 3GPP [83] para cada formato de modulação utilizado na análise da transmissão de sinal ARoF desta seção. . . . .	96

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

10G PON	<i>10 Gigabit Passive Optical Network</i>
16QAM	<i>16 Quadrature Amplitude Modulation</i>
4G	Quarta Geração
3GPP	<i>3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project</i>
5G	Quinta Geração
50G-PON	<i>50-Gigabit Passive Optical Network</i>
6G	Sexta Geração
64QAM	<i>64 Quadrature Amplitude Modulation</i>
ARoF	Radio-sobre-fibra analógico ( <i>Analog Radio-over-Fiber</i> )
ASE	Ruído de Emissão Espontânea ( <i>Amplified Spontaneous Emission</i> )
Aux	Auxiliar
AWG	<i>Arrayed Waveguide Grating</i>
BBU	<i>Base Band Unit</i>
BER	Taxa de Erro de Bits ( <i>Bit Error Rate</i> )
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTJ	<i>Buried Tunnel Junction</i>
C-RAN	<i>Centralized/Cloud Radio Access Network</i>
CO	Escritório Central ( <i>Central Office</i> )
CPRI	<i>Common Public Radio Interface</i>
CW	Onda Contínua ( <i>Continuous Wave</i> )
CWDM	<i>Coarse Wavelength Division Multiplexing</i>
D-RoF	<i>Digital Radio over Fiber</i>
DBR	<i>Distributed Bragg Reflector</i>

DCF	Fibra Óptica Compensadora de Dispersão ( <i>Dispersion Compensating Fiber</i> )
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i>
DMT	<i>Discrete Multitone Modulation</i>
DOCSIS	<i>Data Over Cable Service Interface Specification</i>
EAM	<i>Electro-Absorption Modulator</i>
ECL	Lasers de Cavidade Externa ( <i>External Cavity Lasers</i> )
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>
EESC	Escola de Engenharia de São Carlos
ER	Razão de Extinção ( <i>Extinction Ratio</i> )
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FEC	<i>Código de correção de erros (Forward Error Correction)</i>
FP-LD	Laser Fabry-Perot ( <i>Fabry-Perot Laser Diode</i> )
FRM	<i>Faraday Rotator Mirror</i>
FS	<i>Functional Split</i>
FSO	Óptica em Espaço Livre ( <i>Free Space Optics</i> )
FSR	<i>Free Spectral Range</i>
FTTB	<i>Fiber-to-the-building</i>
FTTC	<i>Fiber-to-the-curb</i>
FTTH	<i>Fiber-to-the-home</i>
FTTx	<i>Fiber-to-the-x</i>
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i>
GPON	<i>Gigabit Passive Optical Network</i>
HCG	<i>High-Contrast Grating</i>
HFC	<i>Hybrid Fiber-Coaxial</i>

HWP	Placa de Meia Onda ( <i>Half-Wave Plate</i> )
IM	<i>Intensity Modulation</i>
IMT-2020	<i>International Mobile Telecommunications - 2020</i>
IoT	Internet das Coisas ( <i>Internet of Things</i> )
IP	<i>Internet Protocol</i>
ITU-T	<i>International Telecommunications Union - Telecommunications</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>Long Term Evolution - Advanced</i>
M2M	Máquina-Máquina ( <i>Machine-to-Machine</i> )
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i>
MLA	<i>Multi Laser Array</i>
mmWave	Ondas Milimétricas ( <i>Milimeter Waves</i> )
MQW	<i>Multi-Quantum Wells</i>
NGPON	<i>Next Generation Passive Optical Network</i>
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>
OBPF	Filtro Passa-Faixa ( <i>Optical Bandpass Filter</i> )
OLT	<i>Optical Line Terminal</i>
OM4	<i>Optical Multi-Mode 4</i>
ONT	<i>Optical Network Terminal</i>
ONU	<i>Optical Network Unit</i>
PBS	Divisor de Polarização de Feixe ( <i>Polarizing Beam Splitters</i> )
PDG	Ganho Dependente de Polarização ( <i>Polarization Dependent Gain</i> )
PF	Filtro de Polarização ( <i>Polarizing Filter</i> )
PON	Redes Ópticas Passivas ( <i>Passive Optical Networks</i> )
PRBS	Gerador de Sequência Pseudoaleatória de Bits ( <i>Pseudorandom Bit Sequence</i> )

PSK	Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase Shift Keying</i> )
PtP	Ponto-a-ponto ( <i>Point-to-Point</i> )
QAM	Modulação por amplitude em quadratura ( <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> )
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RAN	<i>Radio Access Network</i>
RF	Radiofrequência
RN	Nó Remoto ( <i>Remote Node</i> )
RRH	<i>Remote Radio Head</i>
RRU	<i>Remote Radio Unit</i>
RSOA	<i>Reflective Semiconductor Optical Amplifiers</i>
RX	Receptor
SMF	Fibra Óptica Monomodo ( <i>Single Mode Fiber</i> )
SNR	Relação Sinal Ruído ( <i>Signal to Noise Ratio</i> )
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>
SoP	Estado de Polarização ( <i>State of Polarization</i> )
TDM	Multiplexação no Tempo ( <i>Time Division Multiplexing</i> )
TEC	Resfriamento Termoelétrico ( <i>Thermoelectric Cooler</i> )
TIA	Amplificador de Transimpedância ( <i>Transimpedance Amplifier</i> )
TWDM	Multiplexação no Tempo e Comprimento de Onda ( <i>Time and Wavelength Division Multiplexing</i> )
TX	Transmissão
USP	Universidade de São Paulo
VCSEL	<i>Vertical Cavity Surface Emitting Laser</i>
VoLTE	Voz-sobre-LTE ( <i>Voice over LTE</i> )
WDM-PON	Redes ópticas passivas por divisão de comprimento de onda ( <i>Wavelength Division Multiplexing - Passive Optical Networks</i> )
xDSL	x <i>Digital Subscriber Line</i>



## SUMÁRIO

	<b>Publicações em periódicos e congressos</b> . . . . .	<b>23</b>
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>24</b>
<b>1.1</b>	<b>Redes móveis 5G</b> . . . . .	<b>25</b>
1.1.1	O conceito de Fronthaul . . . . .	27
<b>1.2</b>	<b>Redes ópticas passivas</b> . . . . .	<b>29</b>
<b>1.3</b>	<b>WDM-PON</b> . . . . .	<b>32</b>
1.3.1	Fontes colorless . . . . .	34
<b>1.4</b>	<b>Proposta do trabalho</b> . . . . .	<b>35</b>
1.4.1	Ferramentas computacionais e métodos utilizados . . . . .	36
1.4.2	Simulações e comparações feitas . . . . .	36
1.4.2.1	Transmissão de sinal banda-base . . . . .	36
1.4.2.2	Transmissão de dados ARoF . . . . .	37
1.4.3	Estrutura do trabalho . . . . .	38
<b>2</b>	<b>FONTES ÓPTICAS COLORLESS</b> . . . . .	<b>39</b>
<b>2.1</b>	<b>Revisão da Literatura em Lasers Sintonizáveis</b> . . . . .	<b>40</b>
2.1.1	Lasers sintonizáveis eletronicamente . . . . .	40
2.1.2	Lasers sintonizáveis termicamente . . . . .	42
2.1.3	Lasers sintonizáveis mecanicamente . . . . .	42
<b>2.2</b>	<b>VCSELS</b> . . . . .	<b>43</b>
2.2.1	MEMS-VCSEL . . . . .	44
<b>2.3</b>	<b>Dispositivo MEMS-VCSEL modelado</b> . . . . .	<b>45</b>
<b>2.4</b>	<b>Auto-alimentação</b> . . . . .	<b>47</b>
<b>3</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO DOS DISPOSITIVOS EM AMBIENTE DE SIMULAÇÃO</b> . . . . .	<b>55</b>
<b>3.1</b>	<b>Configuração da simulação</b> . . . . .	<b>55</b>
<b>3.2</b>	<b>Auto-alimentação</b> . . . . .	<b>57</b>
3.2.1	Validação do modelo do RSOA e trabalhos anteriores . . . . .	57
<b>3.3</b>	<b>MEMS-VCSEL</b> . . . . .	<b>60</b>
3.3.1	Modelo adotado . . . . .	61
3.3.2	Extração de parâmetros . . . . .	63
3.3.3	Validação do modelo . . . . .	70
<b>3.4</b>	<b>Modulador externo EAM</b> . . . . .	<b>76</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> . . . . .	<b>78</b>

<b>4.1</b>	<b>Banda-base</b>	<b>78</b>
4.1.1	Auto-alimentação	78
4.1.1.1	Descida	79
4.1.1.2	Subida	82
4.1.2	MEMS-VCSEL	85
4.1.2.1	Descida	85
4.1.2.2	Subida	89
4.1.3	Comparação	92
4.1.3.1	Descida	92
4.1.3.2	Subida	94
<b>4.2</b>	<b>Radio-sobre-fibra analógico</b>	<b>96</b>
4.2.1	Auto-alimentação	97
4.2.1.1	Descida	98
4.2.1.2	Subida	102
4.2.2	MEMS-VCSEL	107
4.2.2.1	Descida	107
4.2.2.2	Subida	110
4.2.2.3	Transmissão multicanal	115
4.2.3	Comparação	116
4.2.3.1	Descida	117
4.2.3.2	Subida	119
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>121</b>
<b>5.1</b>	<b>Transmissão de dados em banda-base</b>	<b>121</b>
<b>5.2</b>	<b>Radio-sobre-fibra analógico</b>	<b>122</b>
<b>5.3</b>	<b>Considerações finais</b>	<b>123</b>
	<b>Referências</b>	<b>126</b>

## PUBLICAÇÕES EM PERIÓDICOS E CONGRESSOS

Esta seção apresenta todas as publicações feitas em periódicos científicos e congressos, com autoria e coautoria do autor desta dissertação.

- [1] C. L. M. P. Plazas, A. M. d. Souza, D. R. Celino e M. A. Romero, “Optimization of arrayed waveguide grating-filtering response for efficient analog radio-over-fiber fronthaul over a wavelength-division multiplexing passive optical network”, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, v. 32, n. 1, e4113, 2021.
- [2] C. Plazas, A. de Souza, D. Celino e M. Romero, “Colorless WDM-PON employing Tunable VCSELs and Carrier Reuse as a 5G Analog Fronthaul”, em *2021 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, out. de 2021, pp. 1–3.
- [3] D. R. Celino, A. M. de Souza, C. L. M. P. Plazas, R. Ragi e M. A. Romero, “Fully Analytical Compact Model for the I-V Characteristics of Resonant Tunneling Diodes”, em *2021 35th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, ago. de 2021, pp. 1–4.
- [4] D. R. Celino, A. M. d. Souza, C. L. M. P. Plazas, R. Ragi e M. A. Romero, “A physics based RTD model accounting for space charge and phonon scattering effects”, *Journal of Integrated Circuits and Systems*, v. 17, n. 1, pp. 1–8, 30 de abr. de 2022.
- [5] A. M. de Souza, C. L. M. P. Plazas, D. R. Celino e M. A. Romero, “Double-RSOA colorless WDM-PON for 5G fronthaul applications”, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, v. 34, n. 2, e4694, 2023.
- [6] C. L. M. P. Plazas, A. M. de Souza, D. R. Celino e M. A. Romero, “Colorless WDM-PON fronthaul topology for beyond 5G C-RAN architectures”, *Optical Fiber Technology*, v. 76, p. 103 244, 1 de mar. de 2023.

## 1 INTRODUÇÃO

As redes celulares apresentaram uma evolução considerável nas últimas décadas. A infraestrutura, que inicialmente foi construída com o intuito de transmitir voz, passou a ter que lidar com o aumento exponencial do tráfego de dados IP e, hoje, a maior parte da capacidade da rede é utilizada para esse tipo de tráfego. Segundo o *Mobility Report* [1], publicado pela empresa Ericsson em Julho de 2022, a tendência é que o crescimento continue pelo menos até 2027. Nesse mesmo relatório é possível ver que no mercado predominam as redes móveis de quarta geração (4G), com os padrões *Long Term Evolution* (LTE) e sua evolução *LTE Advanced* (LTE-A) amplamente implementados. No entanto, a previsão é que o movimento de expansão das redes móveis passe a se concentrar nas novas tecnologias de quinta geração (5G) [1]. A Figura 1 apresenta as previsões feitas pela Ericsson [1] para a tendência do crescimento do número de assinaturas em redes 5G, 4G e legadas até o ano de 2027.

A empresa estima em seu relatório que as tecnologias de quinta geração representarão 60% do tráfego de dados móveis em 2027 [1]. A categoria de vídeo lidera entre os principais tipos de tráfego, devido ao crescente mercado de compartilhamento, vídeo-sob-demanda em alta resolução e os emergentes formatos de realidade aumentada e virtual. O aumento das taxas de transmissão apresentadas pelo 4G pode ser considerado um dos motivadores para o surgimento desse mercado. É esperado que esse tipo de mídia se consolide com o 5G, chegando a 79% do tráfego de dados mensal [1] em 2027. Parte do crescimento do tráfego de dados também é atribuído à popularização das linhas de

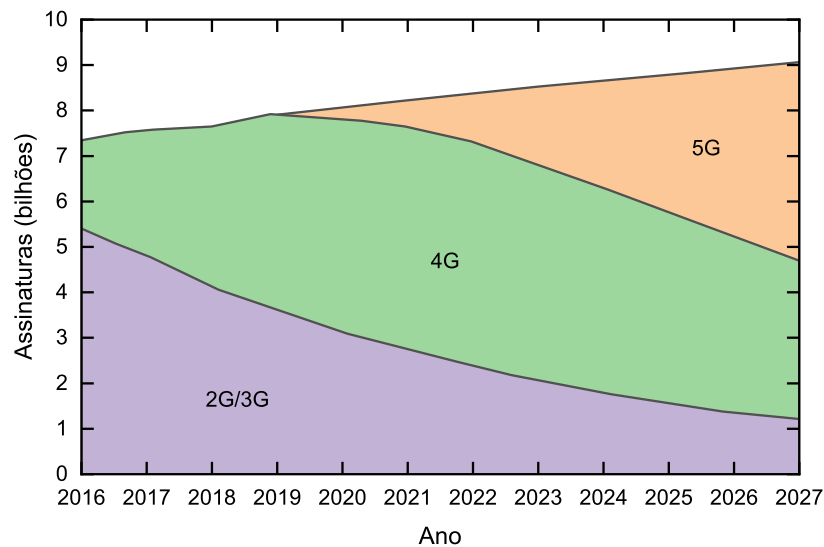


Figura 1 – Projeção do aumento do tráfego de dados em redes 5G, 4G e legadas até 2027, gráfico reproduzido de [1].

---

voz baseadas em voz-sobre-LTE (VoLTE). Estima-se que cerca de 90% das assinaturas de linhas de quarta e quinta geração em 2027 passem a priorizar o tráfego de voz em formato IP [1].

O 5G surgiu para substituir as redes de quarta geração, que são incapazes de acompanhar o crescimento das novas demandas de desempenho, em termos de taxa de transmissão, vazão da rede e latência. Um dos pilares da tecnologia é o aumento da capacidade da rede, essencial para atender grandes centros urbanos e locais com alta concentração de pessoas, de forma que todos os dispositivos conectados sejam capazes de acessar e consumir conteúdo na internet.

Mesmo com o 5G em estágio inicial de implementação no mundo, diversos grupos passaram a trabalhar no desenvolvimento da sexta geração (6G) de redes móveis [2] [3] [4] e em novas redes ópticas passivas (PON) de alta capacidade [5] [6] para se adequar ao 5G e além. Nos últimos anos as PON se tornaram alvo de interesse com o objetivo de utilizá-las como parte da estrutura de redes móveis [7].

Em âmbito geral, este trabalho de mestrado tem como objetivo investigar os desenvolvimentos recentes de redes PON e comparar dois transmissores em topologias voltadas à aplicação como estrutura de redes 5G/6G. Este estudo é feito através de simulações em ambiente computacional, em que se abrange a validação dos modelos computacionais e simulação das topologias em diferentes cenários. Ao longo deste capítulo são apresentadas as motivações para o trabalho, com uma breve introdução às redes móveis e a importância da PON no contexto do 5G/6G. Ao final, é apresentada a proposta de trabalho, como ele é estruturado e como foi realizado.

## 1.1 Redes móveis 5G

Durante a expansão do 4G, em meados de 2018, o *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) passou a focar no desenvolvimento da quinta geração de redes móveis. O 5G é capaz de não apenas entregar altas taxas de transmissão de dados, mas também diminuir substancialmente a latência da rede. Essa redução vem de um impulso dado principalmente pela indústria, com o interesse por tecnologias como internet das coisas (IoT) [8], comunicação máquina-máquina (M2M) [9], *smart grids* [10] etc.

Um dos maiores desafios do 5G é atingir as elevadas taxas de transmissão propostas na região espectral entre 700 MHz e 2,5 GHz, ocupada pelas atuais redes celulares. Apesar dos avanços em aumento da eficiência espectral, foi necessário explorar novas regiões para atingir maiores taxas de transmissão. Foi proposto a divisão do espectro em três partes [11] [12]: regiões sub GHz, chamadas de *low-band*, as *mid-band*, que estão acima de 1 GHz e abaixo de 6 GHz e a *high-band*, composta por ondas milimétricas (mmWave), em dezenas de GHz.

O maior destaque é dado às ondas milimétricas, uma porção do espectro pouco explorada e capaz de prover a alta capacidade de rede prevista. Algumas regiões e países, como os EUA, adotam a frequência de 28 GHz, licenciada em 2019 pela FCC e com planos de licenciamento para as bandas de 37, 39 e 47 GHz. Na Europa, a frequência de 26 GHz foi definida como a pioneira para uso comercial das ondas milimétricas, com as bandas de 700 MHz e 3,6 GHz para a *low-band* e *mid-band* respectivamente [13]. No Brasil, a Anatel realizou as licitações e leilões para disponibilizar as faixas de 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz [14].

Uma das maiores limitações da operação com ondas milimétricas está na dificuldade em ultrapassar obstáculos. Objetos e pequenas barreiras, como as próprias mãos segurando os smartphones, são capazes de atenuar o sinal e limitar a conexão com o aparelho. Em um cenário urbano é necessário considerar fatores como a concentração de pessoas, veículos, animais e construções. Esse tipo de situação requer modelos complexos, mas a tendência é resolver o problema com a instalação de um número maior de antenas de transmissão pelas ruas e dentro de edifícios, formando uma malha densa de células. Assim, transmissores nas faixas de frequências baixas e intermediárias formam as macrocélulas, que são utilizadas para transmissão em longa distância e que encontram obstáculos. As ondas milimétricas são reservadas para locais de alta concentração de dispositivos, formando as chamadas picocélulas, com menor alcance e maior capacidade de rede. A Figura 2 ilustra como essa divisão pode ser utilizada.

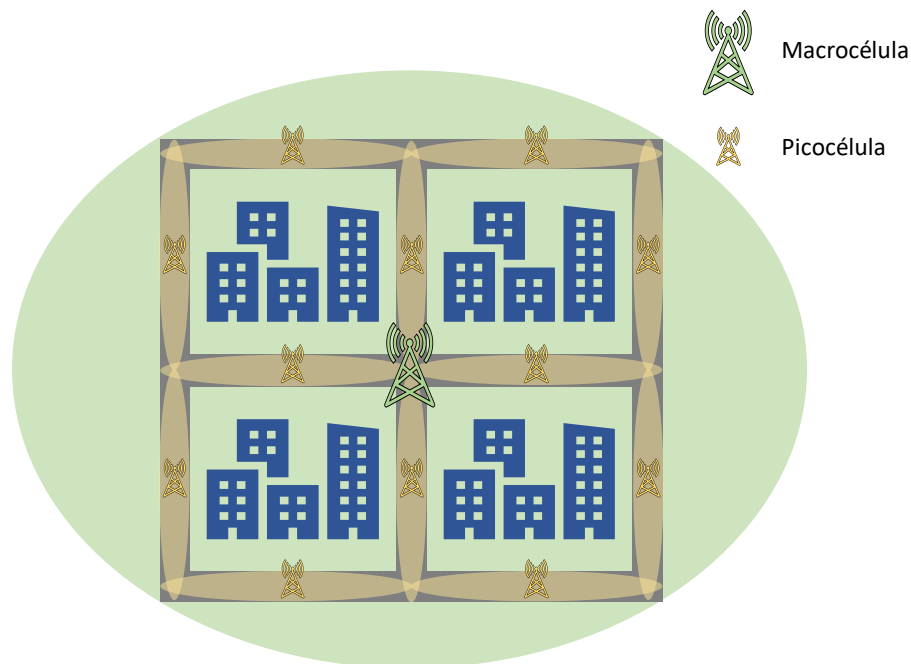


Figura 2 – Divisão de células do 5G. As picocélulas são utilizadas para cobrir pequenas áreas de alta concentração de dispositivos e com poucos obstáculos, enquanto macrocélulas cobrem uma grande área e atravessam obstáculos.

Além das questões de transmissão via ar, há também o desafio de evoluir a infraestrutura da rede. O 5G é padronizado no *International Mobile Telecommunications - 2020* (IMT-2020) pelo ITU-T [15]. As redes baseadas em 5G devem ser capazes de lidar com processamento de sinal em altas frequências e também trabalhar com um grande número de células [16]. A estrutura *radio access network* (RAN) do 4G conta com a distribuição do processamento do sinal, com a *base band unit* (BBU) e o *remote radio head* (RRH) responsáveis, respectivamente, pelo processamento em banda base e de sinal em radiofrequência (RF). As características do 5G de alta densidade de células, com centenas de antenas operando em ondas-milimétricas e tráfego de baixa latência demandam uma mudança nessa estrutura de rede.

Uma estrutura centralizada, também conhecida como *cloud/centralized radio access network* (C-RAN) é vista como a forma de estabelecer uma estrutura eficiente, escalável, flexível e de alto custo-benefício [17]. A proposta C-RAN consiste em migrar parte do processamento do sinal para o escritório central (CO), integrar as BBUs e formar um BBU *pool*, onde os recursos são concentrados, com essa entidade se conectando diretamente ao *backhaul* da rede e às *remote radio unit* (RRU). A RRU é uma simplificação da *remote radio head*, em que há apenas a instalação de componentes de radiofrequência (RF), evitando qualquer processamento digital.

### 1.1.1 O conceito de Fronthaul

A mudança na arquitetura da rede levou ao surgimento do chamado *fronthaul*, que consiste na conexão entre o CO e o RRU. A ligação formada pelo fronthaul é tipicamente construída utilizando uma estrutura de fibra óptica, no entanto, micro-ondas, ondas milimétricas e óptica em espaço livre (FSO) também podem ser utilizados [17]. A implementação do *fronthaul* pode ser realizada de diversas formas. A Tabela 1 apresenta os tipos de *fronthaul* baseados em fibra óptica, explorados pela indústria e pesquisadores [18].

No padrão 4G *long term evolution*, o protocolo common public radio interface (CPRI), uma forma digital de rádio sobre fibra (D-RoF), é utilizado na camada de dados e atinge taxas de transmissão que chegam a 24 Gbps. Isso significa que o *fronthaul* do 4G depende da digitalização dos sinais RF para transporte na rede óptica. No caso do 5G, isso resultaria na necessidade de uma conexão CPRI com taxa de transmissão de 2 Tbps,

<b>Tipo de fronthaul</b>
<i>Common public radio interface</i>
<i>Functional split</i>
<i>Analog radio over fiber</i>

Tabela 1 – Principais tipos de *fronthaul* considerados para a conexão utilizando fibra óptica. Tabela adaptada de [18].

conforme estimado por [19]. Por essa razão, várias técnicas foram investigadas com intuito de se reduzir esses requisitos [20].

Há duas técnicas que vão além de reduzir as necessidades de largura de banda do CPRI e são consideradas as principais alternativas para a implementação do *fronthaul*: o *functional split* (FS) e o *analog radio-over-fiber* (ARoF). A primeira busca relaxar os requisitos do D-RoF através da divisão de funções entre a BBU e o RRH [21], o que resulta em uma certa redução da descentralização da C-RAN. Por outro lado, o ARoF propõe o transporte dos sinais de RF em seu formato espectral original, sem a necessidade de conversão de analógico para digital. O ARoF tem diversas vantagens, como manter a estrutura centralizada, menor complexidade de implementação, maior eficiência espectral [22] [23] redução de custos [18], um ponto chave em um sistema denso como proposto pelo 5G.

Apesar de suas vantagens, o ARoF apresenta algumas desvantagens, como a falta de padronização para aplicações comerciais e maior susceptibilidade a efeitos que ocorrem na transmissão em fibra óptica, como não-linearidades [24] e *power fading* causado pela dispersão cromática [25]. Alguns grupos trabalham com como evitar e corrigir os problemas do ARoF, por exemplo [26], que demonstra uma técnica de compensação de dispersão, útil para mitigar problemas associados durante a transmissão de ondas milimétricas em *fronthaul* analógico. Em [27] e [28] são propostas soluções para a redução do ruído de fase. Outros estudos apontam o ARoF como uma solução de excelente custo-benefício [18][29][30][31]. Em 2018, as Olimpíadas de inverno em Seul, Coreia do Sul, foram um exemplo marcante de implementação do ARoF dentro de uma rede 5G em um cenário pré-comercial [32].

Independente do tipo de *fronthaul* escolhido, é necessária uma estrutura para a transmissão feita entre a BBU e o RRH. A Figura 3 apresenta a arquitetura de uma rede 5G com a conexão feita através de fibra óptica, tipicamente na configuração de rede óptica passiva, já amplamente usada para atender usuários de redes de acesso óptico residenciais e empresariais.



Figura 3 – Esquemático simplificado de uma arquitetura de rede 5G.



## 1.2 Redes ópticas passivas

Até o final dos anos 1990 e início de 2000 a última milha era tipicamente servida por companhias de telecomunicações utilizando par trançado de cobre. Neles eram transmitidos sinais de voz e dados, esse último por meio de tecnologias da família *digital subscriber line* (xDSL). Em paralelo, provedoras de TV por assinatura instalaram uma infraestrutura de cabos coaxiais para seus serviços. Com a demanda por maiores taxas de transmissão, parte das redes de acesso também passou a utilizar fibras ópticas.

Nessa tecnologia, a fibra óptica é utilizada para transportar sinais até nós remotos próximos aos usuários, de onde partem cabos coaxiais que conectam o usuário, estrutura conhecida como *hybrid fiber-coaxial* (HFC). O padrão *data over cable service interface specification* (DOCSIS) é utilizado para o transporte de dados. Sua versão mais recente, padronizada em 2019 pelo ITU-T como norma J.224 [33] e conhecida como DOCSIS 3.1 *full duplex*, é capaz de taxas simétricas nominais de 10 Gbps. Devido ao meio compartilhado, muitas companhias de telecomunicação passaram a conectar usuários diretamente à fibra óptica, facilitado pela crescente proximidade dela. Tecnologias baseadas em cabos coaxiais tendem a servir como método de acesso em locais com baixa difusão de malha de fibras ópticas.

Comparadas a cabos metálicos, fibras ópticas permitem a transmissão de sinais por maiores distâncias devido à menor atenuação. Isso permitiu que as redes sejam passivas, posto que não há elementos ativos entre a central de distribuição e o usuário final, reduzindo custos de operação e manutenção. Companhias de telecomunicações passaram a implementar acesso por fibra óptica utilizando o conceito de *fiber-to-the-x* (FTTx), em que o x significa *home* (FTTH), *building* (FTTB) e *curb* (FTTC).

Os padrões de PON se diferenciam em aspectos como comprimento de onda utilizado, tipo de transmissores e receptores, formas de multiplexação de sinal etc. No entanto, apesar de serem diversos, é possível definir uma estrutura básica contendo os elementos da Figura 4 e descritos abaixo.

- Escritório central – central que faz a conexão entre o núcleo da rede e os assinantes
- *Optical line terminal* (OLT) – localizado dentro do escritório central, contém os dispositivos ativos necessários para transmissão e modulação do sinal
- Fibra de alimentação – conecta o escritório central com o nó remoto
- Nó remoto (RN) – possui equipamentos responsáveis por distribuir o sinal de descida aos usuários e de coletar os de subida
- Fibra de distribuição – conecta o nó remoto ao usuário final ou outros pontos terminais

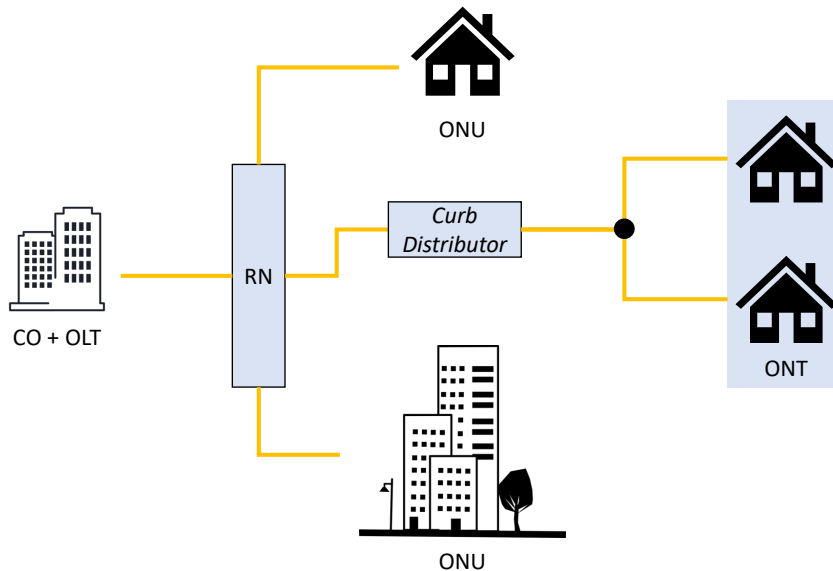


Figura 4 – Esquemático de uma topologia simplificada de uma PON.

- *Optical network unit* (ONU) – transreceptor localizado em algum local próximo ao usuário, onde o sinal pode ser distribuído por rede cabeada ou sem fio
- *Optical network terminal* (ONT) – transreceptor localizado no usuário final

O Gigabit PON (GPON), G.984 [34], formalizado pelo ITU-T em 2003, é reconhecido como dominante em redes de FTTx. Com a crescente demanda por maiores taxas de transmissão o ITU-T definiu o padrão G.987 [35] em 2010, também conhecido como 10G PON, XG-PON ou NGPON1. Essa evolução do G-PON se mostrou capaz de realizar transmissões de 10 Gbps de descida e 2,5 Gbps de subida.

Alguns anos depois, o ecossistema de operadoras de telecomunicações passou a focar também em usuários corporativos, que necessitam operação simétrica [36][37]. O XGS-PON, oficializado como G.9807.1 [38] pelo ITU-T, foi apresentado como uma topologia capaz de atingir a transmissão simétrica nominal de 10 Gbps.

Todos os padrões que foram discutidos são baseados na multiplexação por tempo (TDM) para transmissão de dados e *coarse wavelength division multiplexing* (CWDM) para a separação do tráfego de descida e subida. O TDM apresenta uma limitação de taxa de transmissão disponível para os usuários, uma vez que a largura de banda total é dividida entre os usuários. A Figura 5 apresenta uma topologia TDM-PON. É possível observar que o nó remoto é um divisor de potência (*splitter*) para tráfego de descida, funcionando como agregador para os dados de subida, que são encaixados em sua respectiva janela temporal.

Em 2015 o ITU-T anunciou o padrão G.989 [39], conhecido como NG-PON2. Foi escolhida a combinação das técnicas de multiplexação em tempo e comprimento de onda (TWDM), sistema que utiliza múltiplos canais multiplexados em comprimento de onda,

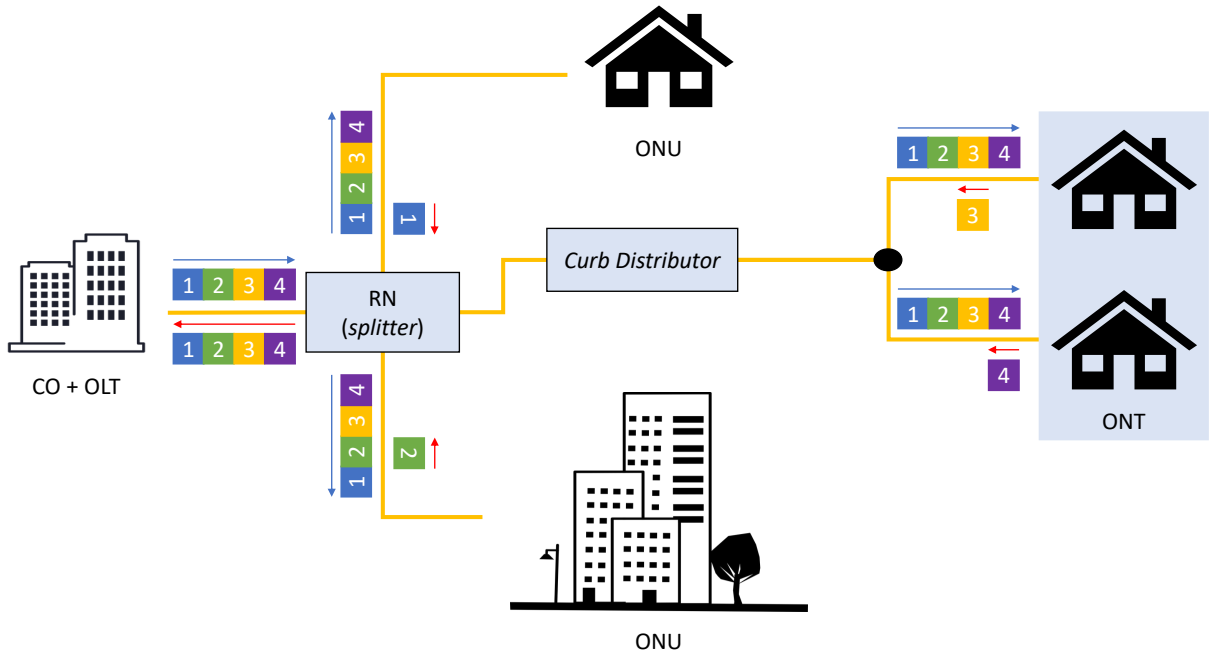


Figura 5 – Topologia de uma rede óptica de acesso baseada em TDM.

que trabalham independentemente em TDM. O uso desse padrão permitiu que as taxas de transmissão nominais de descida e subida chegassem a 40 Gbps e 10 Gbps respectivamente. A Figura 6 apresenta um sistema baseado em NG-PON2.

Com o crescente interesse por redes móveis de acesso, as atenções passaram a se voltar para PON capazes de suportar a comunicação realizada no *fronthaul*. Com a

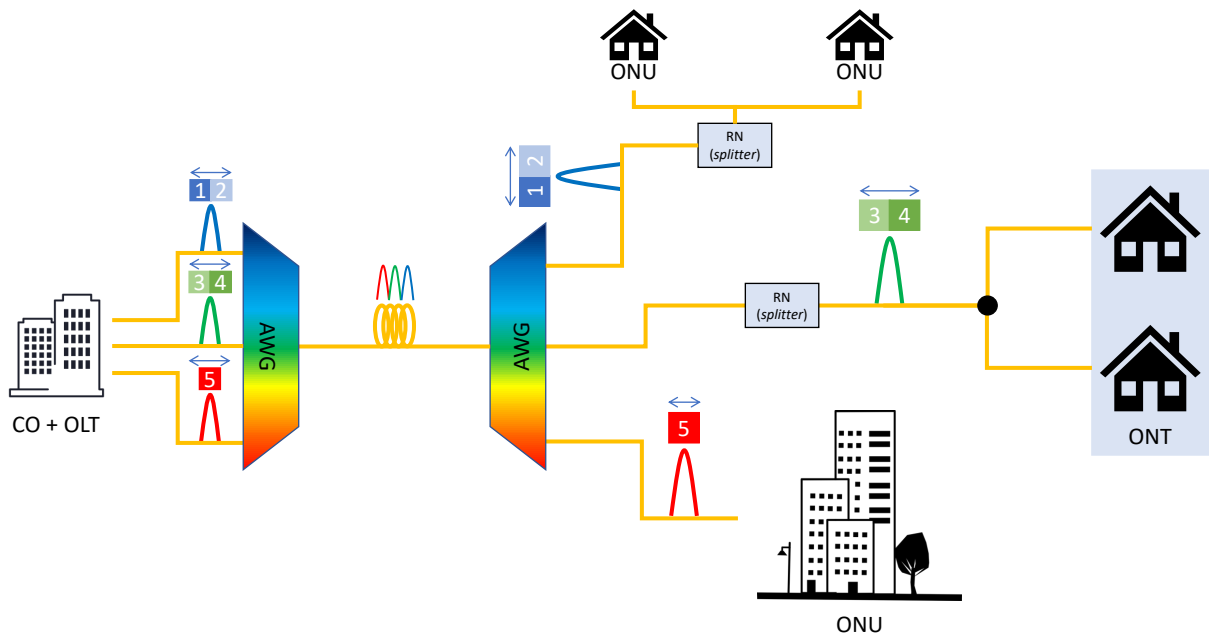


Figura 6 – Topologia de uma rede de acesso baseada em TWDM.

possibilidade de se adicionar uma camada de conexões ponto-a-ponto WDM (PtP WDM), o NG-PON2 é um dos possíveis candidatos para esse tipo de aplicação [37]. Outros grupos, em conjunto com o ITU-T, investigam e buscam consolidar o padrão 50-gigabit PON (50G-PON) [5] [6]. Seu principal estímulo para mudança é a aplicação em *fronthaul* de 5G e além [7], no entanto, o 50G-PON mantém a multiplexação em tempo para os diferentes clientes atendidos. Por outro lado, o WDM-PON é um forte candidato para topologias de Fronthaul, uma vez que apresenta vantagens em comparação com esquemas baseados em TDM-PON, como uma conexão lógica ponto-a-ponto, maior largura de banda para cada ONT e transmissão de dados de subida que não requer aguardar por uma janela temporal.

### 1.3 WDM-PON

Um sistema baseado em WDM apresenta a vantagem de alocar um comprimento de onda para cada usuário, formando uma conexão lógica PtP, sem a necessidade de processamento no domínio do tempo. Com isso, o sistema apresenta latência reduzida se comparada a redes TDM. Uma das limitações do WDM-PON está na capacidade de operar em conjunto com padrões anteriores. Ele requer uma rede de distribuição diferente, quando comparado com os padrões baseados em TDM-PON. A maior diferença está no uso de *arrayed waveguide gratings* (AWGs) no nó remoto. Esses AWGs funcionam como filtros e agregadores de comprimentos de onda, dependendo da entrada utilizada. Com eles é possível transmitir comprimentos de ondas de diversas fontes por um trecho de fibra óptica e distribuí-los às ONT ou ONU sem grandes perdas de potência, se comparado com os divisores de potência utilizados em redes baseadas em TDM. A Figura 7 ilustra essa arquitetura.

Apesar da aparente limitação de coexistência com padrões anteriores, Kurbatska e colaboradores [40] apresentaram uma proposta de arquitetura em que é feita a coexistência entre as redes, conforme apresentados pela Figura 8. Nessa proposta de integração, o WDM-PON é utilizado como *fronthaul* e em acesso doméstico por meio de fontes ópticas que transmitem sinais em modo TDM.

O WDM-PON funciona por meio da alocação de comprimentos de onda específicos para cada ONU/ONT. Essa exclusividade permite que toda a largura de banda seja aproveitada e que a subida seja feita de forma independente dos outros usuários, sem a necessidade de aguardar pela alocação de janela temporal. Em contexto do 5G essa rede seria capaz de trabalhar com a capacidade prevista, taxas de transmissões elevadas e garantir que a latência proveniente do acesso óptica seja reduzida ao mínimo.

Apesar de sua excelente capacidade de acompanhar a demanda, baixo atraso e altas taxas de transmissão, o WDM-PON apresenta um grande problema em sua implementação. Pela natureza do WDM-PON, há a necessidade de fontes ópticas que devem emitir em diferentes comprimentos de onda, que são multiplexados e transmitidos

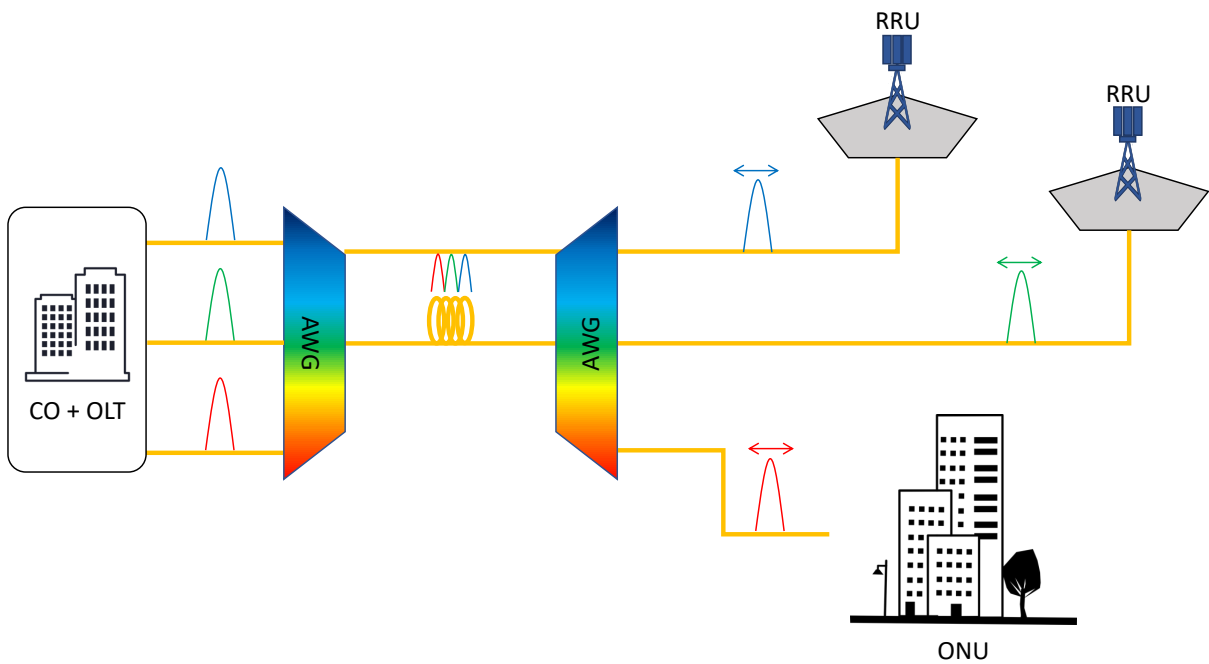


Figura 7 – Topologia de uma rede óptica de acesso baseada em WDM.

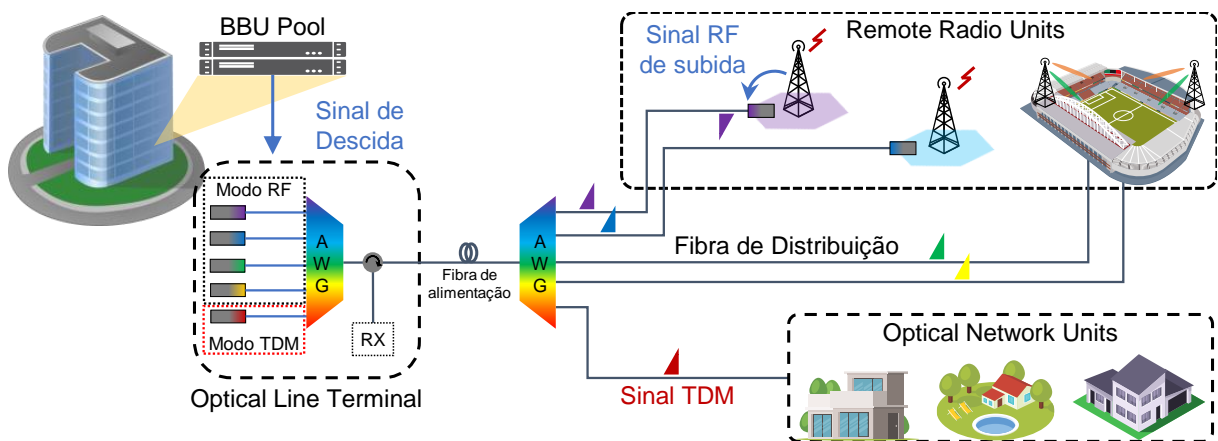


Figura 8 – Arquitetura de uma rede óptica passiva com fontes ópticas operando em modo WDM para acesso de redes 5G e corporativa, em conjunto com uma rede de acesso doméstico operando com uma fonte óptica em modo TDM [40].

---

aos usuários. Isso significa que, usando lasers convencionais, é necessário ter um estoque de equipamentos para cada um dos comprimentos de onda utilizados pela rede, algo que aumenta substancialmente o custo operacional. Por isso, é necessário o uso de uma fonte *colorless*, ou seja, uma fonte na qual o mesmo hardware é capaz de sintonizar em uma faixa larga de comprimentos de onda. Dessa forma, a mesma fonte pode ser utilizada para todos os canais do sistema, trazendo redução do custo operacional em comparação com lasers tradicionais.

### 1.3.1 Fontes colorless

O problema de disponibilização uma fonte *colorless* seria facilmente solucionado com uso de lasers sintonizáveis. No entanto, até alguns anos atrás, os transmissores disponíveis apresentavam diversos problemas, como faixa de sintonia tipicamente abaixo de 10 nm [41], instabilidade e dificuldades operacionais que incluem alto custo e a necessidade de controle de temperatura.

A busca por uma fonte *colorless* de baixo custo e de operação simples se dividiu em várias linhas de pesquisa. Alguns grupos se dedicam a desenvolver um laser sintonizável que supere as dificuldades apresentadas pelos que já existem e outros buscam técnicas alternativas que não utilizem lasers. De modo geral, essas últimas técnicas podem ser consideradas paliativas, uma vez que lasers sintonizáveis apresentam vantagens como alta potência de transmissão e largura de linha estreita.

Tanto lasers sintonizáveis como suas alternativas avançaram significativamente nos últimos anos, conforme descrito no trabalho de revisão escrito por Cikan e colaboradores [55]. Os principais esquemas de fontes *colorless* já estudados para o WDM-PON são discutidos com maior detalhe no Capítulo 2.

Dentre essas técnicas destaca-se a de auto-alimentação, apresentada inicialmente em 2005 [42] e desenvolvida desde então, com avanços recentes sendo feitos por nosso grupo na Escola de Engenharia de São Carlos (EESC/USP) [43]. Topologias de auto-alimentação são bem consolidadas e o principal dispositivo utilizado é o *reflective semiconductor optical amplifier* (RSOA), que apresenta baixo custo e processo de fabricação amadurecido.

Nosso grupo teve diversos sucessos na implementação de topologias de auto-alimentação, com a publicação de diversos trabalhos. Duarte e colaboradores fizeram a implementação experimental de uma topologia de auto-alimentação [44][45][46], enquanto Celino e colaboradores trabalharam na implementação de um modelo computacional do RSOA para simulação do sistema com duplo apagamento de portadora [43]. Souza e colegas propuseram a implementação de transmissão de rádio-sobre-fibra analógico [47]. O autor desta dissertação trabalhou na otimização da topologia [48]. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação da topologia de auto-alimentação e outros transmissores *colorless*.

Em paralelo, em 2016, um grupo da Universidade de Darmstadt, na Alemanha, apresentou um *microelectromechanical system vertical cavity surface emitting laser* (MEMS-VCSEL), capaz de sintonia em toda a banda C, trabalhando em uma larga faixa de temperatura [49]. Esse VCSEL representa um avanço em lasers sintonizáveis e forte candidato a uso em sistemas WDM-PON.

O uso de VCSELs não é algo novo em comunicações ópticas. Esses lasers são consolidados em aplicações de redes locais onde operam a curtas distâncias, realizando comunicações entre data centers [50], por exemplo. Sua fabricação para operação em 1550 nm é considerada difícil [49], principalmente no que se refere a lasers sintonizáveis, que normalmente apresentam uma estreita faixa de sintonia. Atualmente há esforços focados em aprimorar os métodos de fabricação, de forma que os VCSELs apresentem uma faixa de sintonia satisfatória, tipicamente cobrindo a banda C e tenham custo reduzido, com um processo de manufatura simplificado.

Além da dificuldade de fabricação, há também as complicações causadas pelos efeitos térmicos, questão que tem um grande papel na operação de VCSELs. Por isso, é necessário que o laser seja projetado para efetiva dissipação de calor durante sua operação, uma vez que isso tem relação direta com o tempo de vida e a faixa de sintonia que o MEMS-VCSEL apresenta. Em geral, esta dissipação de calor pode ser intensificada pelo próprio encapsulamento do laser [51].

O MEMS-VCSEL apresentado por Paul e colaboradores consegue superar essas limitações. Esse laser sintonizável é capaz de sintonia por uma faixa de 90 nm, entre 1517 nm e 1608 nm sem salto entre modos, cobrindo toda a banda C. Em 2018, o mesmo transmissor foi implementado com sucesso em um sistema experimental de transmissão WDM. Os resultados se demonstraram muito satisfatórios, chegando a uma transmissão com taxas de dados nominais de 25 Gbps por um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo (SMF) sem compensação de dispersão [52].

A performance demonstrada por esta integração MEMS-VCSEL leva ao questionamento sobre a necessidade de se continuar a trabalhar com técnicas alternativas, uma vez que lasers sintonizáveis seriam, à princípio, os transmissores ideais para um sistema WDM-PON. Dessa forma, há o interesse em comparar o MEMS-VCSEL recém desenvolvido com técnicas alternativas, em especial a topologia de auto-alimentação, que vem sendo extensivamente trabalhada e otimizada na literatura.

#### 1.4 Proposta do trabalho

Esta dissertação propõe uma análise de desempenho de topologias de WDM-PON em transmissão de dados em banda-base e *fronthaul* em rádio-sobre-fibra analógico. As topologias estudadas são baseadas no MEMS-VCSEL apresentado por Paul e colabora-

dores [49][53] e no sistema de auto-alimentação desenvolvido pelo nosso grupo [43], com otimizações feitas neste trabalho para aprimorar as aplicações em *fronthaul*. O ambiente de simulação Optisystem 13 é utilizado para implementar o sistema WDM-PON e comparar os dois métodos de transmissão.

Os resultados obtidos são utilizados para estabelecer como uma topologia otimizada de auto-alimentação se compara com um dos últimos desenvolvimentos no âmbito de lasers sintonizáveis. O foco é dado nas aplicações de *fronthaul*, uma vez que a tendência é que o WDM-PON seja implementado visando esse tipo de conexão.

#### 1.4.1 Ferramentas computacionais e métodos utilizados

O primeiro passo antes de simular as topologias é validar o modelo computacional dos transmissores, como o MEMS-VCSEL e os RSOAs da auto-alimentação. No caso do RSOA, são utilizados dados do trabalho realizado por Celino [43]. No caso do MEMS-VCSEL, após as validações com base nos dados experimentais, o software OptiSystem é capaz de simular de forma satisfatória os efeitos térmicos do transmissor, o aspecto computacionalmente mais complexo. Para tal, é necessário realizar a extração de parâmetros físicos do laser com base em métodos numéricos e dados experimentais.

O processo de extração é feito através de manipulação das equações que descrevem a variação de temperatura e as equações de taxa do laser. Nesta etapa são utilizados dois softwares: o Matlab, para extrair pontos das curvas experimentais do VCSEL e Origin, responsável pela extração dos parâmetros através de métodos de ajuste de curvas não-linear. Durante o processo, foi necessário buscar exemplos na literatura de VCSELs já modelados para facilitar a convergência dos parâmetros.

#### 1.4.2 Simulações e comparações feitas

As simulações feitas neste trabalho são divididas em duas categorias, em função do tipo de transmissão: banda-base e radio-sobre-fibra analógico. A transmissão de dados de descida é feita utilizando a auto-alimentação ou o MEMS-VCSEL. A subida é feita a partir do apagamento do sinal de descida e remodulação da portadora óptica com dados de subida. A topologia de transmissão do sinal de subida é baseada na proposta de Celino [43] e é utilizada para avaliar a capacidade dos sistemas em reaproveitar a portadora óptica transmitida a partir da OLT.

##### 1.4.2.1 Transmissão de sinal banda-base

A transmissão do sinal em banda-base é feita através da modulação direta da portadora óptica, com taxas de transmissão de 1,25 Gbps e 10 Gbps. As transmissões são feitas em condições *back-to-back* e através de um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo (SMF), com e sem compensação de dispersão cromática utilizando uma fibra



compensadora de dispersão (DCF). As métricas escolhidas na comparação são os diagramas de olho e as taxas de erro de bits (BER) de cada transmissão.

A BER é uma figura de mérito que compara o sinal gerado pelo transmissor com o que é recebido pelo detector e avalia a taxa de bits que são detectados incorretamente. O valor medido de BER pode variar por motivos como a relação sinal-ruído (SNR), dispersão cromática e efeitos não-lineares causados pelos transmissores ou durante a propagação do sinal em fibra óptica.

A curva de BER é obtida por meio da varredura da potência recebida pelo detector e a respectiva medida de BER. Ela é utilizada na comparação entre os transmissores simulados e auxilia na interpretação dos resultados da transmissão do sinal de ARoF.

#### 1.4.2.2 Transmissão de dados ARoF

A transmissão de dados em rádio-sobre-fibra analógico é feita por meio da modulação externa da portadora óptica gerada pelas fontes ópticas neste trabalho. A transmissão emprega um *electro-absorption modulator* (EAM) modelado computacionalmente e baseado em um dispositivo descrito na literatura [54]. Os formatos de modulação escolhidos para os sinais de rádio são *binary phase shift keying* (BPSK), *quadrature phase shift keying* (QPSK), *16 quadrature amplitude modulation* (16QAM) e 64QAM com taxas de transmissão de 1,25 Gbps em uma frequência de rádio de 3,5 GHz e 10 Gbps em 26 GHz. As transmissões consideram um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo, com compensação de dispersão cromática utilizando uma DCF.

A métrica escolhida para a comparação é o *error vector magnitude* (EVM) na recepção. O EVM é uma medida tipicamente utilizada em redes sem fios para avaliação da performance de um sinal detectado. Ele mede o quanto os símbolos recebidos de um sinal diferem de sua constelação original. O software OptiSystem define EVM pela Equação 1.1, em que  $M$  é definido como o número de símbolos recebidos,  $d_k$  é a distância do centro da região onde o  $k$ -ésimo símbolo foi mapeado e  $d_{kl}$  é a distância entre o ponto onde o símbolo foi recebido e o centro de referência. A Figura 9 ilustra um arranjo de símbolos e as respectivas distâncias utilizadas no cálculo do EVM.

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{l=1, l \neq k}^M \frac{d_{kl}^2}{M}}{\sum_{k=1}^M \frac{d_k^2}{M}}} \quad (1.1)$$

A curva de EVM em função da potência detectada é utilizada na comparação entre o sistema de auto-alimentação e VCSEL. Uma das funções dessa curva é demonstrar a sensibilidade ao ruído da transmissão realizada, os possíveis efeitos não lineares da propagação em fibra e facilitar a visualização do comportamento de cada sistema.

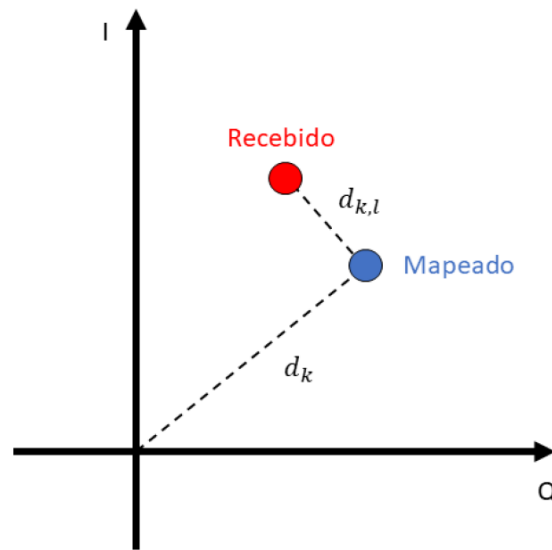


Figura 9 – Exemplo de uma constelação detectada no plano IQ ilustrando as distâncias entre os símbolos para o cálculo do EVM.

#### 1.4.3 Estrutura do trabalho

Esta dissertação possui a seguinte estrutura: o Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica de fontes *colorless*, com ênfase na técnica de auto-alimentação e em lasers sintonizáveis, incluindo o MEMS-VCSEL estudado. O Capítulo 3 descreve a implementação do RSOA e MEMS-VCSEL em ambiente de simulação e o processo de validação dos modelos computacionais em comparação aos resultados experimentais utilizados como referência.

Após a validação dos arranjos de simulação computacional, as simulações dos sistemas são descritas no Capítulo 4, que apresenta as topologias simuladas e os resultados obtidos na transmissão de dados em banda-base e rádio-sobre-fibra analógico. A conclusão do trabalho é feita no Capítulo 5.

## 2 FONTES ÓPTICAS *COLORLESS*

O termo fonte *colorless* indica um dispositivo sintonizável de faixa larga no qual o mesmo hardware é capaz de gerar todos os comprimentos de onda requeridos pela rede. Na perspectiva do WDM-PON, uma fonte *colorless* indica que um único tipo de dispositivo pode ser utilizado para cada canal do sistema. Idealmente a faixa de sintonia para redes ópticas de acesso deve ser a banda C. No entanto, a banda O é considerada uma possibilidade para o futuro devido à crescente ocupação da anterior.

Em 2019, Cikan e colaboradores publicaram um trabalho de revisão sobre as principais fontes ópticas exploradas na literatura [55]. Nesse trabalho, além de explorar os diversos lasers sintonizáveis, o grupo demonstrou que há uma grande variedade de técnicas alternativas utilizadas para obter uma fonte óptica sintonizável. Algumas são baseadas em dispositivos bem estabelecidos em aplicações de redes ópticas, como laser Fabry-Perot (FP-LD) e *reflective semiconductor optical amplifier* (RSOAs) [55].

O desenvolvimento lento de lasers sintonizáveis serviu como incentivo para busca por técnicas alternativas. Desde então, ambas linhas de pesquisa em torno de lasers sintonizáveis e técnicas alternativas caminharam em paralelo e apresentaram resultados promissores nos últimos anos. Em especial, dentro da categoria de técnicas alternativas, há a chamada auto-alimentação (*self-seeding*), que avançou significativamente e é a técnica enfatizada neste trabalho.

Dispositivos como os *distributed Bragg reflector lasers* (DBRs) sintonizáveis e *distributed feedback lasers* (DFBs) sintonizáveis evoluíram nos últimos anos, como discutido nos trabalhos [56][57][58]. No entanto, apesar dos avanços obtidos, esses lasers não satisfazem as necessidades de um sistema WDM-PON, pois apresentam problemas quanto à faixa de sintonia e salto entre modos (*mode-hopping*). No caso de DFB sintonizáveis, como o apresentado por [58], há também a necessidade de controle de temperatura.

Os *vertical cavity surface emitting lasers* (VCSELs) sintonizáveis são uma alternativa a estruturas laser de emissão de borda (*edge-emitter*). Os métodos de fabricação desses lasers avançaram significativamente [53], permitindo o desenvolvimento de VCSELs sintonizáveis na banda C e de operar sem a necessidade de controle preciso de temperatura [53]. Sua maior desvantagem é a potência de transmissão reduzida em comparação a lasers DBR [59]. Apesar disso, experimentos como descritos em [52] demonstraram transmissões de até 25 Gbps por distâncias de até 20 km.

O objetivo deste capítulo é apresentar uma análise e revisão dos últimos desenvolvimentos em fontes *colorless*, focando em lasers sintonizáveis e na técnica de auto-alimentação. As seções estão divididas da seguinte forma: inicialmente é realizada uma revisão de lasers

sintonizáveis, incluindo VCSELS e o MEMS-VCSEL estudado nessa dissertação. Após, é apresentada a técnica de auto-alimentação, sua história e as atividades da EESC/USP nessa linha. Outros esquemas e dispositivos discutidos no trabalho de Cikan e colaboradores [55] não são explorados neste capítulo, uma vez que estão fora do escopo do trabalho.

## 2.1 Revisão da Literatura em Lasers Sintonizáveis

Há três formas principais de sintonia em uma fonte óptica: eletrônica, térmica e mecânica [59]. A sintonia eletrônica ocorre quando uma corrente ou tensão elétrica é aplicada ao dispositivo [59], que altera o índice de refração da seção aplicada e modifica o perfil de emissão do laser. A sintonia térmica ocorre por meio do controle da temperatura de operação do dispositivo [59], causando o efeito de *red-shift*, onde o comprimento de onda central é desviado ao vermelho, ou seja, valores mais longos. A última forma de sintonia é a mecânica, que ocorre a partir da variação do comprimento da cavidade do dispositivo [59]. A Tabela 2 resume estes tipos de sintonia e os dispositivos onde são tipicamente implementadas.

Os três métodos de sintonia de um laser são descritos pela Equação 2.1 [59], onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda central de emissão,  $n$  é o índice de refração do material,  $L$  é o comprimento da cavidade e  $m$  designa o modo do laser. A sintonia mecânica ocorre com a variação do comprimento da cavidade. Ambas as técnicas de sintonia, eletrônica e térmica, alteram o índice de refração do material, aspecto que será descrito melhor nas próximas seções. O termo  $\Delta m$  representa o salto entre modos (*mode-hopping*) que pode ocorrer durante a sintonia e a consequente variação no comprimento de onda de emissão.

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} = \frac{\Delta n}{n} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta m}{m} \quad (2.1)$$

### 2.1.1 Lasers sintonizáveis eletronicamente

A sintonia eletrônica em lasers depende da variação do índice de refração dos materiais que compõe o dispositivo. Este processo ocorre por meio da injeção de uma corrente, ou, aplicação de uma tensão elétrica no dispositivo [59]. Um efeito direto da injeção de corrente é a alteração da densidade de portadores nas seções em que ela é aplicada, o que traz resultados diferentes a depender do dispositivo e da função da seção.

Método de sintonia	Fonte óptica típica
Eletrônica	Lasers DBR e outros
Térmica	Lasers DFB e outros
Mecânica	MEMS-VCSEL e lasers de cavidade externa (ECL)

Tabela 2 – Métodos de sintonia típicos em lasers sintonizáveis. Tabela adaptada de [59].

Por exemplo, a sintonia em lasers DBR de multi-seção é obtida por meio da injeção de corrente nas seções de reflexão e de defasagem. A corrente aplicada na seção de reflexão altera o comprimento de onda refletido pelo espelho de Bragg [60]. Na seção de defasagem, é compensado qualquer desvio de fase que ocorre devido ao espelho de Bragg [60]. Em ambos os casos a injeção de corrente altera o índice de refração da seção. A soma destes efeitos resulta na sintonia eletrônica do comprimento de onda emitido.

Lasers do tipo DBR sintonizáveis já foram demonstrados com sintonia de 14 nm, até a totalidade da banda C [59]. No entanto, eles tipicamente apresentam saltos entre modos, que são descontinuidades na faixa de sintonia, resultando em inconsistência na sintonia e introdução de ruído [61], especialmente próximo do ponto em que ocorre o salto [61].

Em 2014, Pachnick e colaboradores apresentaram um DBR sintonizável com sintonia quase-contínua por toda banda C, sendo o primeiro do seu tipo [62]. O dispositivo foi demonstrado operando em altas temperaturas, entre 70-90 °C, sem a necessidade de resfriamento termoelétrico (TEC). No experimento, o DBR sintonizável foi instalado na *optical network unit* (ONU) de uma rede PON e travado em comprimento de onda com dispositivos no *optical line terminal* (OLT). FPGAs na OLT e na ONU comunicam-se por meio de um loop fechado entre esses dispositivos, tornando possível analisar de maneira precisa o nível de potência e selecionar o comprimento de onda. O processo é essencial para o funcionamento do DBR sintonizável, uma vez que garante que não ocorram saltos entre modos durante o travamento em comprimento de onda [62] e facilita lidar com os efeitos térmicos do dispositivo. Em 2015, foram realizadas transmissões de 1 Gbps por distâncias de até 25 km [56]. No entanto, apesar de sua capacidade de sintonia, por requerer uma FPGA para controlar os dispositivos, há uma camada extra de complexidade adicionada ao sistema em comparação com outros sistemas baseados em lasers sintonizáveis ou mesmo técnicas alternativas, que não requerem um dispositivo eletrônico adicional.

Mais recentemente, em 2019, um grupo da *Chinese Academy of Sciences* apresentou um laser sintonizável do tipo DBR de multi-seções com um SOA e EAM integrados [63]. O dispositivo pode ser sintonizado por uma faixa de 12 nm e foi demonstrado transmitindo dados por meio de uma portadora modulada externamente a uma taxa de 10 Gbps em formato non-return-to-zero (NRZ) por um trecho de 75 km de fibra monomodo (SMF) [63]. Em 2021 o mesmo grupo demonstrou um DBR sintonizável com uma faixa de sintonia de 12 nm [57], operando com modulação externa e transmitindo até 28 Gbps de dados NRZ por uma seção de SMF de 5 km [57].

Novos lasers sintonizáveis operando em modulação direta também foram desenvolvidos. Em 2018, foi descrito um *multi-quantum wells* (MQWs) DBR com uma faixa de sintonia de 11 nm, mas com salto entre modos. O dispositivo é capaz de transmissão de 10 Gbps de dados em 25 km de SMF [64] e tem a vantagem de não apresentar deterioração

da performance na faixa de temperatura de 25-50 °C, levando a custos de manutenção e instalação menores. Ao final de 2020, o mesmo grupo publicou o desenvolvimento de dois DBRs de sintonia larga, cobrindo uma faixa de 20 nm [65]. Os dispositivos são capazes de modulação direta com uma taxa de transmissão de 10 Gbps por até 30 km em SMF [65].

### 2.1.2 Lasers sintonizáveis termicamente

Lasers sintonizados termicamente dependem da variação da temperatura do dispositivo, que resulta na alteração do índice de refração do material. Essa propriedade oferece uma capacidade de ajuste fino do comprimento de onda central de emissão do laser [58]. No entanto, dispositivos como o DFB *multi laser array* (DFB-MLA) requerem operação em uma faixa larga de temperatura, acima de 40 °C[58], o que resulta em um aumento da potência consumida pelo TEC e deterioração da potência de transmissão do laser [58].

Um desses lasers foi apresentado com modificações no processo de fabricação, resultando em um DFB-MLA capaz de sintonia dentro de uma faixa de temperatura de 20-40 °C[58]. O primeiro estágio é de sintonia larga, feita através da seleção de um DFB dentro de uma matriz de elementos, enquanto a sintonia fina é realizada por meio de controle de temperatura, resultando numa faixa de sintonia de 10 nm [58]. Apesar de permitir a operação em uma larga faixa de temperatura, o dispositivo ainda requer controle utilizando um TEC.

Em geral, lasers sintonizáveis termicamente não são a solução ideal, uma vez que o controle de temperatura adiciona complexidade e custos adicionais na operação. A constante necessidade de controle pode ser um desafio em locais com alta amplitude térmica. Por essa razão, avanços como os apresentados por [58] são necessários para a implementação em WDM-PON, especialmente considerando *remote radio heads* (RRHs) onde o controle de temperatura em ambiente externo pode ser um fator limitante.

### 2.1.3 Lasers sintonizáveis mecanicamente

A sintonia mecânica de um laser ocorre por meio da variação do comprimento de sua cavidade, que altera a sua frequência de ressonância. O mecanismo de variação do comprimento da cavidade é implementado por meio de cavidades externas ou empregando os chamados *microelectromechanical systems* (MEMS) [59].

MEMS são dispositivos baseados em técnicas multidisciplinares, que dependem de sistemas eletromecânicos avançados e controlados em uma escala microscópica. A fabricação e integração dos MEMS é considerado um desafio, uma vez que eles requerem processos avançados e precisos, como a microfabricação em superfície (*surface micromachining*) [53].

Uma camada de DBR ou *high-contrast grating* (HCG) pode ser combinada com um MEMS, resultando em uma estrutura conhecida como MEMS-DBR ou MEMS-HCG [53], respectivamente. O MEMS é responsável pela sintonia do comprimento de onda de

emissão, tipicamente alterando a dimensão da camada de ar formada entre ele e a região ativa do dispositivo. A próxima seção entrará em maiores detalhes sobre a aplicação e integração de MEMS com lasers do tipo VCSELs.

## 2.2 VCSELs

Vertical Cavity Surface Emitting Lasers são dispositivos que foram inicialmente apresentados por Kenichi Iga em 1977 [66] e explorados desde então. Conforme seu nome, esses lasers emitem perpendicularmente à superfície do substrato. A Figura 10 apresenta o esquemático básico da construção de um VCSEL. Assim como outros lasers, o dispositivo consiste em um meio ativo, tipicamente múltiplos poços quânticos (MQWs) e espelhos construídos utilizando DBRs. O contato permite que a corrente seja injetada no VCSEL e distribuída ao meio ativo.

VCSELs são dispositivos com construção simples e tamanho significativamente reduzido comparado a lasers de emissão de borda, como DBRs e DFBS [66]. Dado o comprimento reduzido da cavidade óptica, o uso de MQWs e a introdução de DBRs com refletividade de até 99% são necessários para o VCSEL atingir uma eficiência de amplificação de luz suficiente para ocorrer a emissão de uma onda contínua (CW) estável [66].

A primeira geração de surgiu nos anos 1990 [67][68][69] e operavam tipicamente no comprimento de onda de 780, 850 e 980 nm. Hoje, VCSELs que operam na região espectral entre 850-980 nm dominam o mercado de redes locais para data centers [50], principalmente devido à elevada largura de banda e potência óptica de emissão em lasers multimodo [67]. Experimentalmente, foram demonstrados VCSELs capazes de modulação

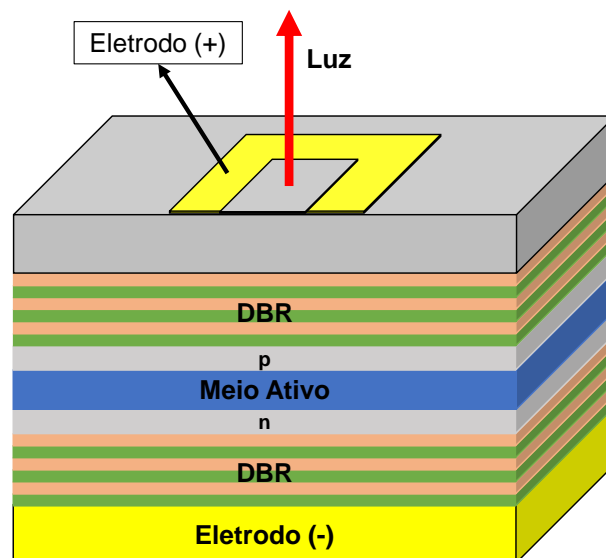


Figura 10 – Estrutura de camadas simplificada de um VCSEL.

---

direta com taxas de transmissão de até 71 Gbps NRZ [70], transmitindo através de fibras do tipo *optical multi-mode 4* (OM4) e formando conexões com distância de até 100 metros [70][71].

Apesar do seu sucesso em redes locais e *clusters*, o mesmo não pode ser dito sobre seu uso em redes ópticas de acesso, que tipicamente operam na faixa espectral de 1300-1600 nm. VCSELs encontram diversos obstáculos para operar nesta faixa [72]. As dificuldades enfrentadas são relacionadas ao processo de crescimento epitaxial dos materiais que compõe o meio ativo, como durante o crescimento de ligas de InP sobre substratos de GaAs [53].

Obter um laser que opere na faixa de 1300-1600 nm também requer alterações na seção de DBR do dispositivo para torná-la longa e permitir maior refletividade. VCSELs baseados em InP também podem ser fabricados para operar nesta faixa de comprimento de onda, mas os efeitos térmicos são mais evidentes devido a sua resistência térmica ser em torno de 20 a 40 vezes maior que a do GaAs [53].

Algumas técnicas utilizadas para a fabricação de VCSELs na faixa de 1300-1600 nm são: reduzir o comprimento da cavidade, aumentar a eficiência dos QWs, utilizar camadas mais finas de GaAs na seção de DBR e otimizar o design térmico por meio do uso de contatos baseados em ouro, que agem como dissipadores de calor [53]. Um VCSEL construído com base nestas otimizações foi demonstrado emitindo no comprimento de onda central de 1550 nm [73]. Experimentalmente este dispositivo atingiu taxas de transmissão de bits de até 35 Gbps em modo *back-to-back* e 25 Gbps por uma distância de 4,2 km em fibra monomodo [73].

### 2.2.1 MEMS-VCSEL

VCSELs sintonizáveis apresentam características que os tornam candidatos ideais como fonte de luz sintonizável de banda-larga. A primeira é o comprimento da cavidade que, por ser curta, resulta em maior espaçamento entre os modos, também conhecido como *free spectral range* (FSR). Na prática, o FSR determina o limite da sintonia do dispositivo sem que ocorra salto entre modos [74]. A segunda é sua estrutura que, por ser uma cavidade vertical, facilita a integração com componentes como MEMS durante o processo de fabricação [75].

VCSELs podem passar por sintonia eletrônica e mecânica. A primeira altera o índice de refração do ressonador e permite apenas a sintonia por alguns nm. O trabalho de Caliman e colaboradores [76] demonstrou um dispositivo que emite com comprimento de onda centralizado em 1550 nm e capaz de sintonia eletrônica de até 15 nm [76]. Por outro lado, a sintonia mecânica é mais ampla, chegando a 110 nm, conforme demonstrado pelo MEMS-VCSEL empregado nas simulações desta dissertação [53]. O método de sintonia mecânica pode ser implementado pela integração de espelhos como MEMS-DBR ou MEMS-HCG [53], ambos com atuação externa e capazes de alterar o comprimento da cavidade.



Apesar deste método resultar na maior faixa de sintonia, ele também apresenta diversos desafios de fabricação [53]. Tipicamente, a técnica de microfabricação volumétrica (*bulk micromachining*) é utilizada para a integração do MEMS no VCSEL [53]. No entanto, ela é inadequada para fabricação em larga escala, uma vez que os espelhos produzidos são relativamente grandes e pesados [53]. Eles formam uma estrutura que requer uma alta corrente de atuação e que pode ser danificada durante a fabricação, tornando o processo lento e custoso [53]. Uma alternativa é a microfabricação em superfície [53], que utiliza DBRs previamente depositados para melhor alinhar os espelhos e chegar a um grau maior de uniformidade durante a fabricação, sendo também considerada a técnica de melhor custo-benefício [53].

### 2.3 Dispositivo MEMS-VCSEL modelado

O MEMS-VCSEL modelado nesta dissertação foi desenvolvido e fabricado por uma equipe da Universidade de Darmstadt, em parceria com a empresa Vertillas, como parte de um projeto de doutorado [53]. O dispositivo é formado pela integração de duas estruturas: a primeira sendo um VCSEL composto por um meio ativo baseado em MQWs de InGaAlAs, fabricado em um wafer de InP utilizando padrões conhecidos na indústria, mas sem a camada DBR superior. A segunda estrutura é um espelho DBR fabricado utilizando a técnica de microfabricação em superfície, formando um MEMS-DBR capaz de expansão e contração em função de uma corrente de atuação [53].

A fabricação tem duas etapas fundamentais: o crescimento epitaxial da estrutura de camadas do VCSEL e a deposição do MEMS-DBR. A Figura 11 apresenta um corte das principais estruturas que compõe o MEMS-VCSEL e a Figura 12 apresenta o dispositivo fabricado.

A junção das duas estruturas forma uma camada de ar variável, cujo comprimento depende da corrente de atuação do MEMS e seu movimento de contração ou expansão. É a variação do comprimento desta camada de ar que causa a sintonia mecânica do comprimento de onda emitido.

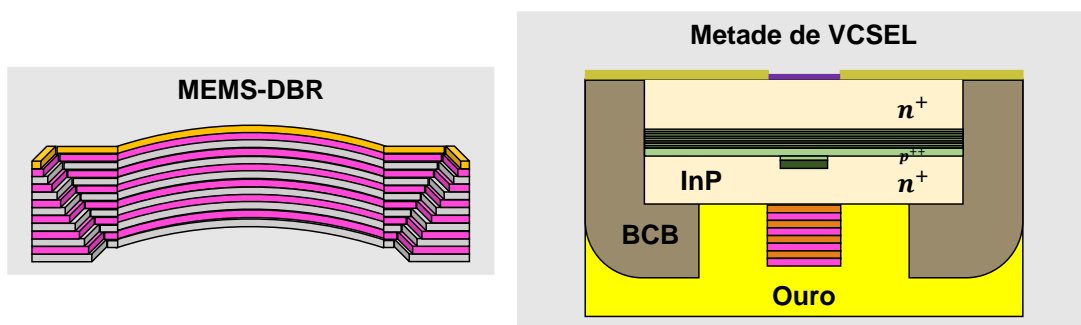


Figura 11 – Corte dos dispositivos que compõe o MEMS-VCSEL construído por [53].  
Figura baseada no trabalho de [53].

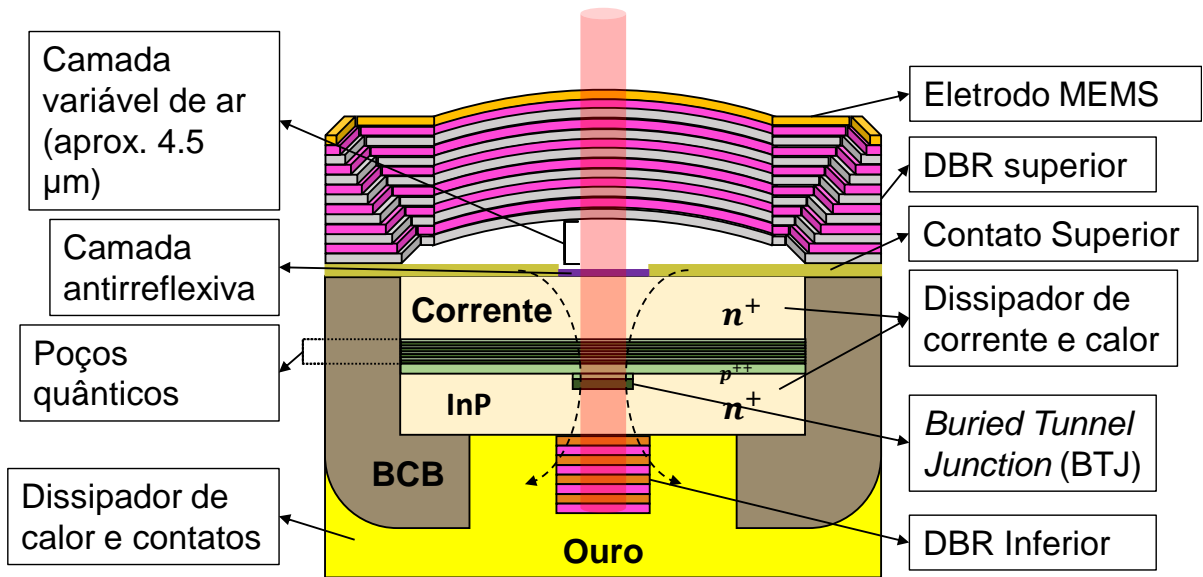


Figura 12 – Estrutura de camadas do MEMS-VCSEL construído por [53]. Figura adaptada do trabalho de [53].

Durante o processo de fabricação, há a deposição de uma camada antirreflexiva na superfície do meio ativo, responsável por garantir que a luz esteja propriamente confinada na cavidade. Pela natureza deste processo, a camada antirreflexiva é exposta ao ambiente externo. Isso causa danos por corrosão durante a deposição do MEMS-DBR e reduz a faixa de sintonia do dispositivo. Devido a este tipo de dano e outros descritos por [53], a faixa de sintonia do MEMS-VCSEL final pode variar entre 45 e 110 nm. A Figura 13 apresenta o gráfico com a faixa de sintonia de uma amostra de 123 VCSELs fabricados por [53].

O MEMS-VCSEL também passou por diversos experimentos que avaliaram o seu desempenho [53] [77] [78]. O trabalho de [53] demonstrou a transmissão de dados em

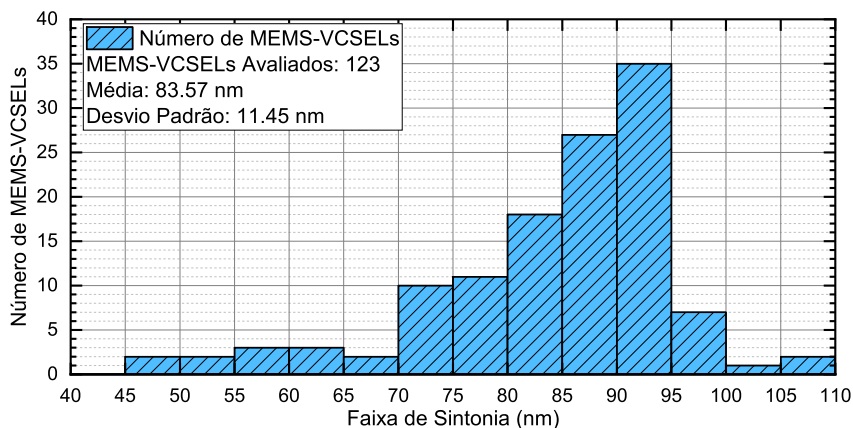


Figura 13 – Faixa de sintonia para uma amostra de dispositivos MEMS-VCSEL fabricados por [53]. Gráfico extraído e adaptado do trabalho de [53].

regime *back-to-back* e por uma distância de até 40 km utilizando fibra monomodo, com taxa de transmissão chegando a 12,5 Gbps em modulação direta. O grupo de Gatto e colaboradores demonstrou o dispositivo transmitindo por uma distância de 40 km em SMF e *discrete multitone modulation* (DMT) [78].

Os trabalhos de [53] e [77] abordam os desafios de operação do MEMS-VCSEL, que incluem sua sensibilidade térmica e efeitos associados ao chirp. No entanto, considerando suas características físicas, o dispositivo apresentado é um candidato adequado para o WDM-PON, uma vez que sua faixa de sintonia cobre toda banda C, seu processo de fabricação pode ser otimizado e seus desafios operacionais podem ser contornados. Detalhes da caracterização do laser são explorados no Capítulo 3 e a análise de sua operação no Capítulo 4.

## 2.4 Auto-alimentação

Os primeiros experimentos de uma fonte *colorless* autônoma baseada em auto-alimentação foram apresentados por Hann e colaboradores, em 2005 [42]. A técnica consiste em utilizar um diodo laser do tipo Fabry-Perot (FP-LD) e o seu próprio sinal de upstream como fonte de realimentação, resultando em um travamento de comprimento de onda do dispositivo. No entanto, como discutido em 2007 por Wong e colaboradores [79], a faixa de sintonia do FP-LD é limitada pelo número de modos ressonantes do dispositivo. O grupo então propôs a primeira topologia de auto-alimentação baseada em RSOAs, visando superar esta limitação de largura de banda óptica.

A técnica de auto-alimentação baseada em RSOAs consiste em utilizar o ruído de emissão espontânea (ASE) do dispositivo, fatiar este espectro banda larga por meio de um AWG e realimentar esta fatia do espectro por meio de um caminho de recirculação, estabelecendo, assim, uma cavidade óptica externa. O processo de auto-alimentação ocorre continuamente, de modo que a fatia da ASE seja progressivamente amplificada e filtrada durante a recirculação na cavidade. A Figura 14 exemplifica a evolução desta fatia da ASE (denominada semente) até que ela se estabilize e se torne uma portadora óptica coerente. O sistema forma efetivamente um transmissor *colorless* de auto sintonia, uma vez que a sintonia ocorre sem nenhuma interação do usuário. A sintonia depende exclusivamente da faixa em que a ASE é fatiada, tipicamente por meio da filtragem feita pelos canais de um AWG.

Nesta técnica, as características da semente óptica dependem de fatores como: perfil de ganho do RSOA, potência de saída, perfil da ASE emitida pelo RSOA, perdas na cavidade e o processo de fatiamento espectral. A Figura 15 apresenta a primeira implementação desta técnica, conforme apresentada por Wong em 2007 [79]. Neste trabalho o processo ocorre na ONU, assim, a semente estabilizada é utilizada como portadora óptica para modulação do sinal de subida.

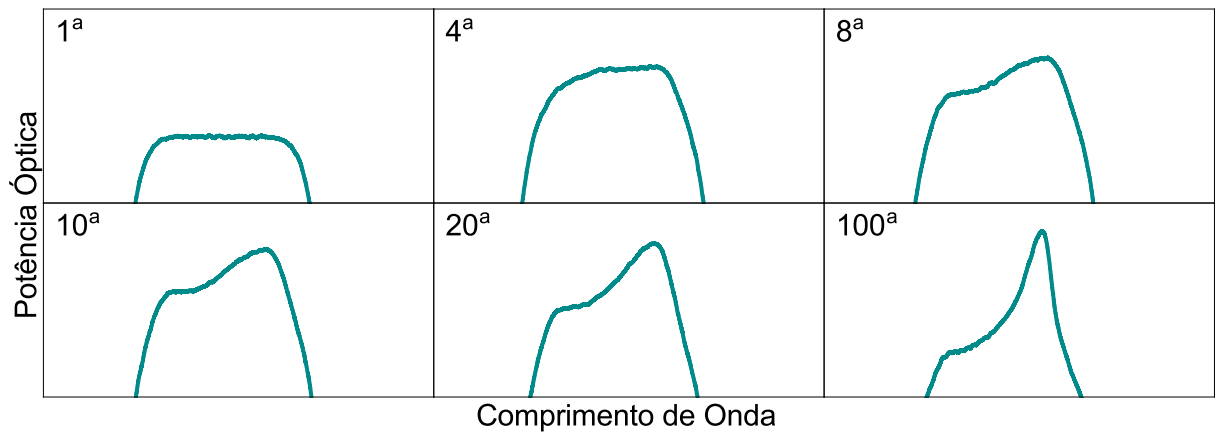


Figura 14 – Evolução da ASE ao longo dos vários percursos de ida-e-volta (*round-trips*) na cavidade. Gráfico obtido através de simulação no software Optisystem.

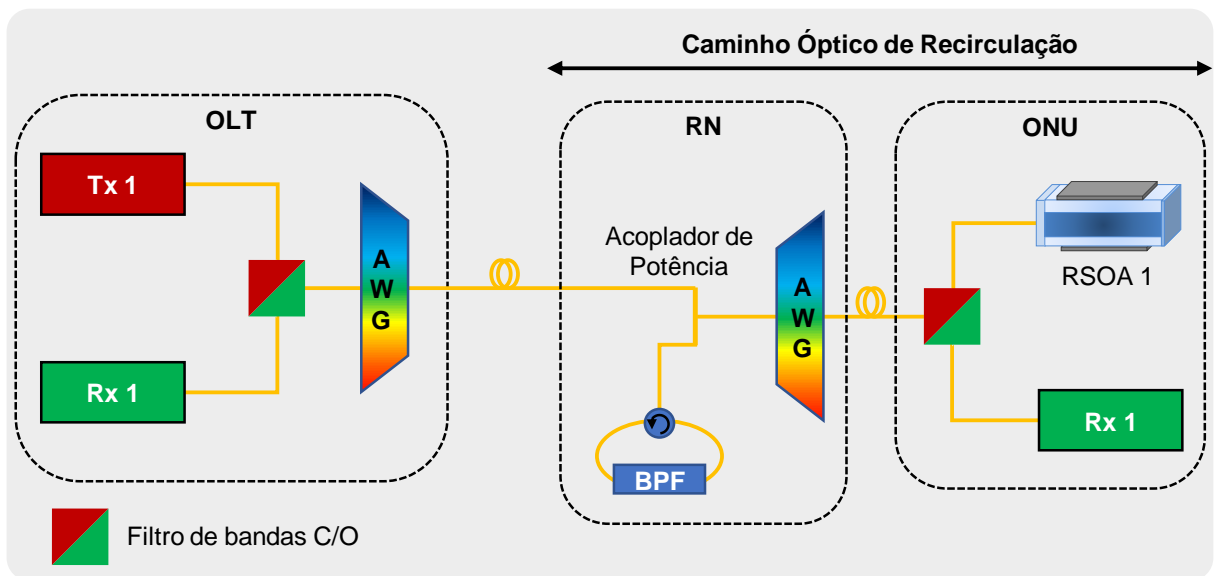


Figura 15 – Primeira implementação da topologia de auto-alimentação apresentada por Wong [79]. AWG - *Arrayed Waveguide Grating*; BPF - *Filtro Passa-faixa*; RSOA - *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*

Nestas primeiras topologias, um amplificador é implementado nos nós remotos para compensar a falta de RSOAs de alto ganho [80]. No entanto, utilizar *erbium-doped fiber amplifiers* (EDFAs) como amplificadores adiciona complexidade e custo à rede. O desenvolvimento de RSOAs com alto ganho e potência de saturação elevada permitiu o surgimento de novas topologias sem o uso de EDFAs.

Um dos pré-requisitos para a auto-alimentação baseada em RSOAs é garantir a estabilidade da polarização óptica. RSOAs tipicamente apresentam ganho dependente de polarização (PDG), significando que a portadora deve manter o estado de polarização (SoP) alinhado para garantir o ganho máximo. Por essa razão o arranjo experimental é tipicamente construído de forma que o estado de polarização do campo eletromagnético seja considerado. Isso permite o uso de RSOAs de alto PDG, que apresentam menor custo comparados à alternativa de baixo PDG.

Em 2011, Presi e colaboradores propuseram uma topologia com maior controle do estado de polarização [81], ilustrada na Figura 16. A topologia emprega um *Faraday rotator mirror* (FRM) acoplado ao nó remoto (RN), o que garante a estabilidade da polarização durante o processo de auto-alimentação.

Até este ponto, as topologias propostas na literatura implementavam o esquema de auto-alimentação na ONT, utilizando comprimentos de onda diferentes para dados de descida e subida. Em 2013, nosso grupo propôs uma topologia baseada no trabalho de Presi [44]. Nela, a geração de semente óptica é concentrada na OLT e há a adição de um segundo RSOA na ONU, responsável pela transmissão dos dados de subida.

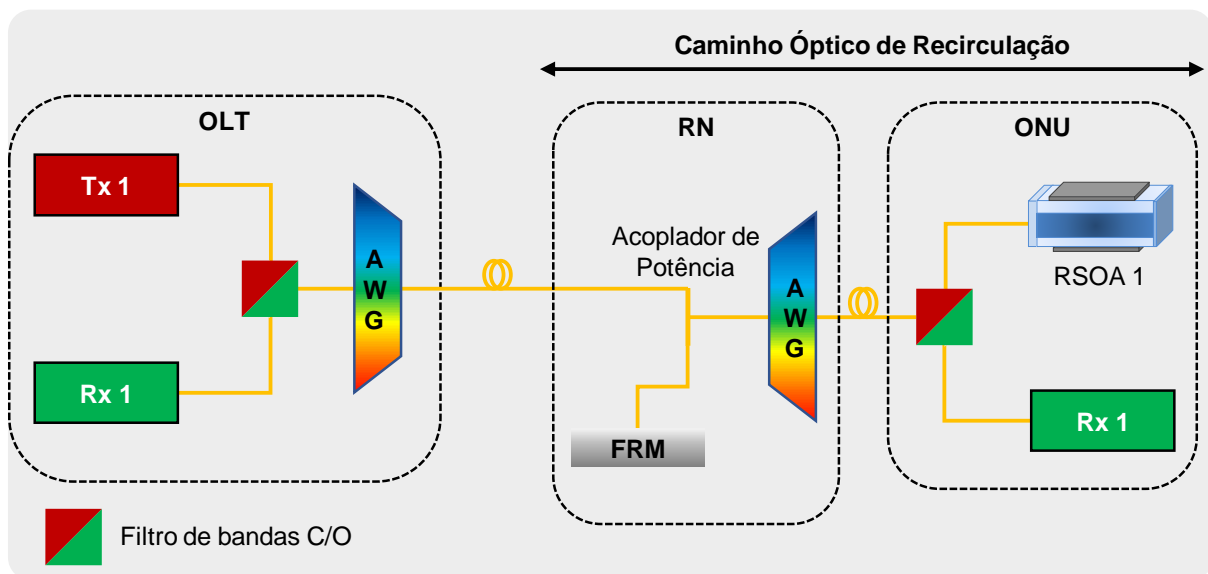


Figura 16 – Topologia de auto-alimentação proposta por Presi e colaboradores [81]. AWG - *Arrayed Waveguide Grating*; FRM - *Faraday Rotator Mirror*; RSOA - *Reflexive Semiconductor Optical Amplifier*

Esta mudança foi feita para aproveitar da capacidade do RSOA de realizar o apagamento de dados, o que ocorre por meio da supressão da razão de extinção (ER) do sinal incidente no RSOA. A razão de extinção é definida como a diferença de potência entre os bits 0 e 1 de um sinal, conforme apresentado na Figura 17. Para que o apagamento ocorra é necessário garantir que o RSOA opere em modo de saturação. A Figura 17 ilustra a operação do dispositivo na região de saturação e a supressão da razão de extinção.

Como apresentado pela Figura 17, operar um RSOA na região de saturação é vantajoso pois a amplificação da potência óptica dos bits 0 e 1 incidentes resulta em um sinal de saída cuja ER é suprimida. Também, conforme visto na Figura 17, a ER do sinal de entrada influencia diretamente na ER de saída. Portanto, um sinal com razão de extinção elevada pode ter seus dados não completamente apagados, algo que afeta negativamente a remodulação, uma vez que os novos dados inseridos passam a sofrer de distorção. Apesar disso, o uso de um RSOA em modo de saturação e ER suficiente para que os dados sejam apagados, permite a implementação de um sistema baseado em auto-alimentação com uso eficiente do espectro óptico.

A topologia proposta e experimentalmente demonstrada na tese de doutorado de U.R. Duarte, defendida na EESC/USP [44], propõe que os dados de descida transmitidos pela OLT sejam apagados no RSOA localizado na ONU. A portadora óptica é então remodulada com uma nova sequência de bits e o sinal retransmitido em direção à OLT. Com essa mudança, há o aumento da eficiência espectral, uma vez que um único comprimento de onda é utilizado para transmissão de dados de descida e subida. A Figura 18 apresenta a iteração da topologia proposta por Duarte [44].

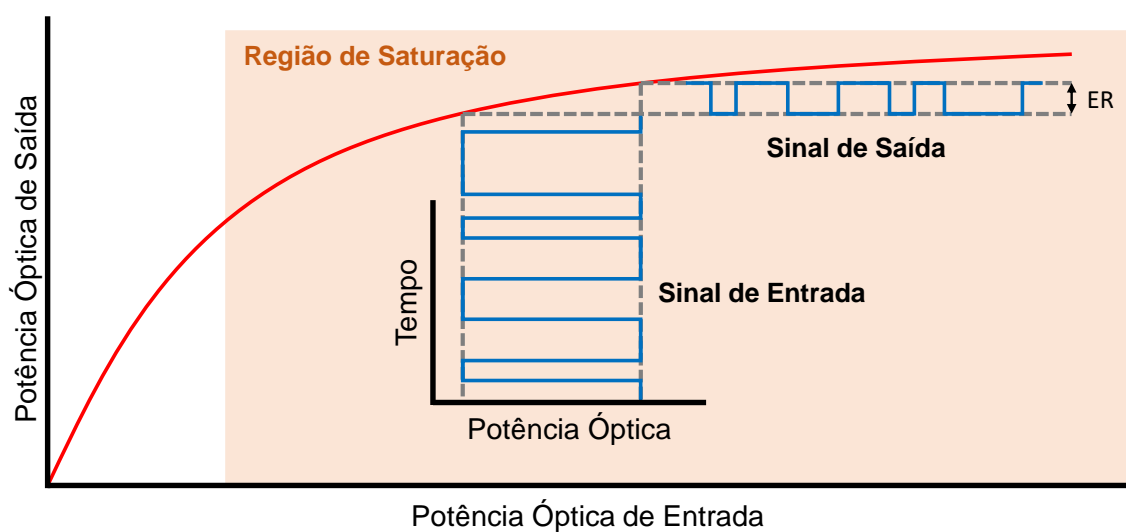


Figura 17 – Processo de supressão da razão de extinção (ER) de um sinal incidindo em um RSOA operando na região de saturação.

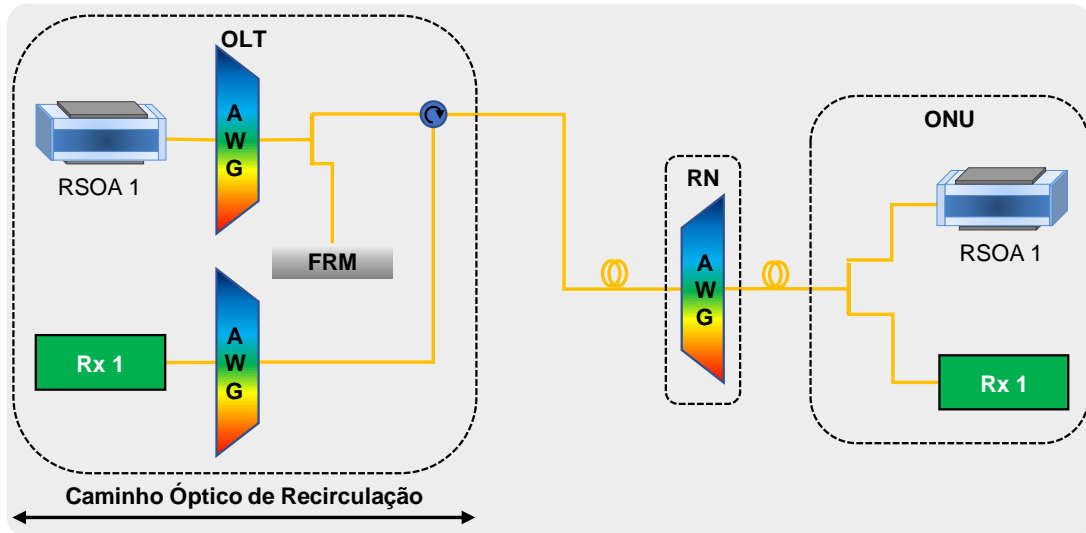


Figura 18 – Topologia de auto-alimentação proposta por Duarte [44]. AWG - *Arrayed Waveguide Grating*; FRM - *Faraday Rotator Mirror*; RSOA - *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*; RN - *Nó Remoto*.

Uma versão aperfeiçoada de nossa topologia foi proposta na dissertação de mestrado de D.R. Celino, também na EESC [43] e é caracterizada principalmente pela introdução de um segundo RSOA na OLT. O dispositivo é adicionado com intuito de aprimorar o processo de apagamento óptico explorado na topologia de Duarte [44]. A adição de um segundo RSOA caracteriza a chamada dupla cavidade, em que ondas polarizadas horizontalmente e verticalmente coexistem e permitem separar os sinais destinados ao RSOA de transmissão (Tx) e auxiliar (Aux).

A Figura 19 apresenta a topologia proposta Celino [43]. Nela, o par de RSOAs é conectado em cada canal por um divisor de polarização de feixe (PBS), responsável por separar o estado de polarização entre vertical e horizontal. O RSOA Tx recebe o campo eletromagnético polarizado verticalmente enquanto a onda polarizada horizontalmente é rotacionada por uma placa de meia onda (HWP), passando para o SoP vertical e recebido pelo RSOA auxiliar Aux. Isso permite que ambos os RSOAs de alto PDG operem na mesma polarização.

O RSOA Aux é responsável por reforçar a supressão da ER do sinal incidente. Com ele, o RSOA Tx passa a receber o sinal com potência próxima à saturação, tornando o apagamento de dados mais eficiente. A comparação detalhada com a configuração baseada em um único RSOA pode ser encontrada em [43]. Uma das principais vantagens é o aumento da distância de transmissão dos sinais de descida devido à possibilidade de se utilizar uma ER mais elevada.

O AWG é posicionado após o PBS e responsável por agregar os comprimentos de onda incidentes. Seguido do AWG, o acoplador de potência direciona 90% da potência em direção ao *Faraday rotating mirror* (FRM), responsável por refletir o sinal de volta ao AWG,

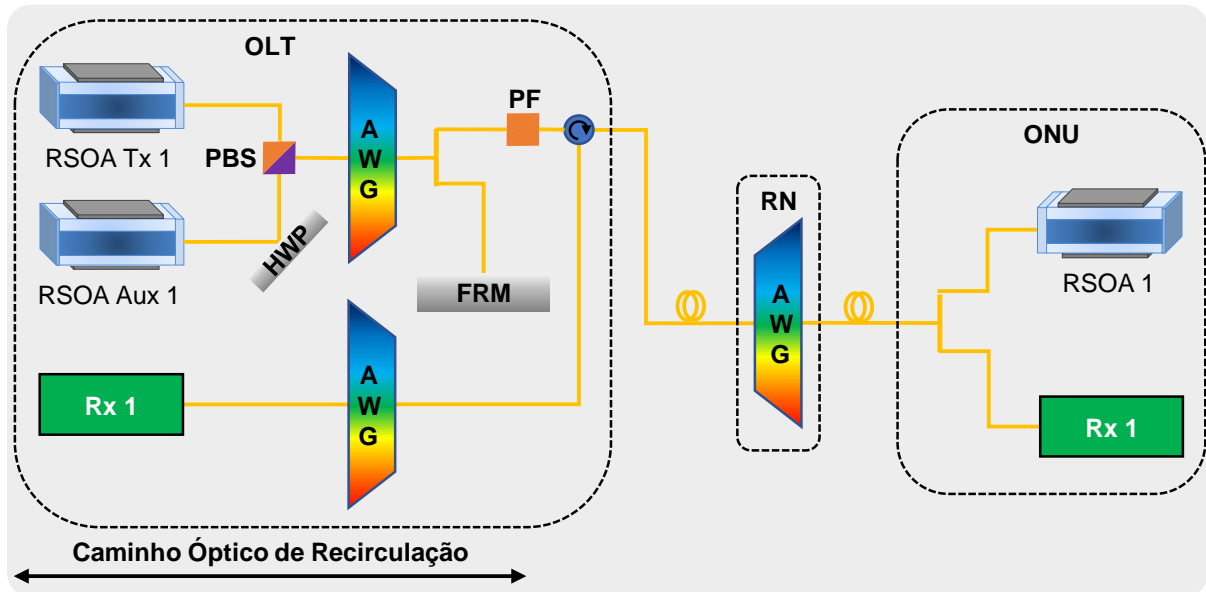


Figura 19 – Topologia de auto-alimentação proposta por Celino [43]. AWG - *Arrayed Waveguide Grating*; FRM - *Faraday Rotator Mirror*; RSOA - *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*; RN - *Nó Remoto*; PBS - *Divisor de Polarização de Feixe*; PF - *Filtro de Polarização*; HWP - *Placa de Meia Onda*.

mas com uma rotação de 90 graus em sua polarização. Esta configuração efetivamente forma uma dupla cavidade óptica que inicia no duplo RSOA e se estende até o FRM, permitindo que a onda recircule dentro da OLT. A Figura 20 ilustra a cavidade óptica e o processo de controle de polarização.

Os 10% de potência de sinal que não permanecem na cavidade passam por um circulador óptico, que direciona a portadora ao RN e à porta comum do AWG. Em seguida, os sinais que saem nas portas do AWG são transmitidos até a ONU, onde ocorre a detecção, o apagamento dos dados e remodulação da portadora pelo RSOA. O sinal de subida modulado é transmitido até o AWG e retorna à OLT. No circulador óptico ele é transmitido em direção ao AWG de subida, onde os canais estão conectados em seus respectivos receptores.

A desvantagem mais significativa da topologia é a elevada largura de linha da portadora gerada. Comparada a lasers tradicionais de comprimento de onda estreito, a largura de linha da auto-alimentação chega a 0.095 nm [43]. Um dos problemas resultantes é a maior sensibilidade à dispersão cromática. No entanto, uma arquitetura baseada em auto-alimentação tem a vantagem de ser baixo custo comparada com as alternativas e de utilizar dispositivos que já estão amplamente disponíveis. Esta topologia também resolve o problema de gerenciamento de estoque de fontes ópticas no WDM-PON, uma vez que o mesmo dispositivo transmissor baseado em RSOAs pode ser utilizado em todos os canais do sistema.



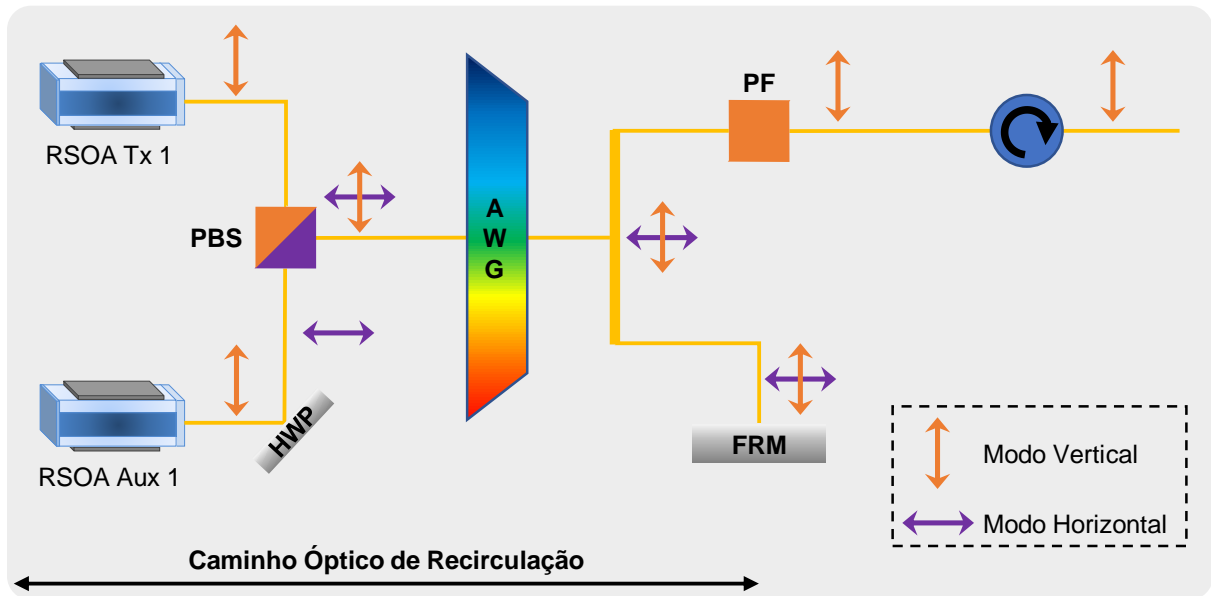


Figura 20 – Processo de controle de polarização na topologia de auto-alimentação proposta por Celino [43]. AWG - *Arrayed Waveguide Grating*; FRM - *Faraday Rotator Mirror*; RSOA - *Reflective Semiconductor Optical Amplifier*; PBS - Divisor de Polarização de Feixe; PF - Filtro de Polarização; HWP - Placa de Meia Onda.

Posteriormente, a proposta de dissertação de mestrado de A. M. Souza, realizada na EESC [82], investigou a topologia de dupla-cavidade atuando em um sistema de fronthaul em rádio-sobre-fibra analógico (ARoF). O trabalho buscou estudar a convergência óptico-wireless por meio de uma rede WDM-PON voltado à transmissão de dados móveis em redes 5G. A topologia deste trabalho se manteve igual àquela Celino [43], havendo mudança apenas no tipo de modulação utilizada.

A portadora óptica gerada é modulada por deslocamento de fase (PSK) ou amplitude em quadratura (QAM), diferente do trabalho de Celino, que utilizou modulação NRZ em banda-base [43]. O trabalho de Souza [82] sinaliza em suas simulações que o WDM-PON baseado em auto-alimentação pode ser operado como fronthaul em uma rede 5G. No entanto, foi reforçada a limitação do sistema em relação à dispersão cromática. Apesar desta limitação, o desempenho do sistema se mostrou dentro dos parâmetros de avaliação do 3GPP [83] para uma taxa de bits de 1,25 Gbps e frequência da portadora de 1,25 GHz, com exceção do formato 16QAM. Ao mesmo tempo, o trabalho de Souza [82] levantou questionamentos quando à otimização da topologia de auto-alimentação e como melhorar a performance do sistema.

A otimização da topologia de auto-alimentação foi feita no âmbito do trabalho de conclusão de curso de graduação em Engenharia Elétrica do autor desta dissertação e defendido na EESC/USP. O estudo explora uma limitação dos trabalhos de [43] e [47], que investigavam apenas a topologia de auto-alimentação configurada com AWGs com perfil de

filtragem do tipo Bessel. O trabalho de otimização analisou o impacto do perfil de filtragem e analisados AWGs do tipo Bessel, gaussiano e *flat-top*, com diversas configurações de largura de banda e ordem do filtro.

Os resultados do estudo estão fora do escopo deste trabalho, no entanto, foi possível observar que há um impacto direto na troca do perfil do filtro do AWG utilizado na topologia. O melhor desempenho para a transmissão de sinais ARoF em 1,25 GHz e modulação direta foi obtido utilizando um AWG de perfil *flat-top*. Posteriormente, o trabalho foi publicado na revista Transactions on Emerging Telecommunications Technologies [48] e seus resultados foram utilizados nesta dissertação como base da topologia de auto-alimentação implementada.

O próximo capítulo apresenta as simulações numéricas envolvendo a topologia de auto-alimentação e otimizações exploradas neste trabalho. Similarmente, as simulações do MEMS-VCSEL e sua topologia também são exploradas. Detalhes da caracterização e calibração dos dispositivos são incluídos para ambas as topologias estudadas.

### 3 IMPLEMENTAÇÃO DOS DISPOSITIVOS EM AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são explorados os modelos teóricos dos RSOAs e MEMS-VCSEL utilizados no trabalho e a sua implementação em software. O objetivo é obter uma configuração validada com base nos experimentos descritos na literatura. Este passo é essencial, pois garante a confiabilidade dos resultados a serem apresentados no Capítulo 4.

A primeira seção apresenta as considerações gerais para as simulações. O objetivo é determinar uma configuração base para que ambos os dispositivos possam ser implementados de maneira similar e comparados em termos de performance. A definição destes parâmetros também se mostrará importante na validação dos dispositivos simulados, especialmente no caso do MEMS-VCSEL e será explorada em sua respectiva seção.

A segunda seção explora a topologia de auto-alimentação. Nesta seção é apresentado o trabalho de modelagem e validação em software dos RSOAs utilizados, realizado por [43]. Em seguida, é apresentado o estudo da otimização da topologia de auto-alimentação [48], a modelagem do EAM utilizado como modulador externo e as topologias de transmissão de dados de banda-base e ARoF.

A terceira seção foca no MEMS-VCSEL, onde é apresentado um modelo teórico e feita a validação em software. O laser é validado com base no trabalho de [53], utilizando parâmetros como o perfil de emissão de onda contínua e comportamento sob modulação direta. A seção também inclui informações sobre a topologia implementada para transmissão de sinal de descida e subida em banda-base e ARoF.

#### 3.1 Configuração da simulação

A definição de uma configuração de simulação é um passo importante neste trabalho. O motivo é a variedade de dispositivos trabalhados e as especificidades das diferentes configurações que são descritas experimentalmente. O principal exemplo disso é o MEMS-VCSEL: o software Optisystem não permite a implementação de um VCSEL sintonizável. Por isso é preciso definir um comprimento de onda específico para realizar a validação do modelo de simulação em comparação com resultados experimentais disponíveis na literatura. Caso o comprimento de onda de emissão seja alterado, é preciso repetir o procedimento, realizando nova validação. Entretanto, os dados experimentais disponíveis se concentram na emissão em 1550 nm e faltam informações importantes sobre a emissão no restante da faixa de sintonia.

No caso do RSOA, a implementação computacional do modelo se mostra um pouco mais simples, uma vez que ele pode ser implementado em software operando em diversas configurações sem a necessidade de passar por uma nova validação. Essa simplicidade

decorre do dispositivo ser apenas um amplificador óptico com face espelhada, resultando em uma implementação em software que permite maior flexibilidade.

No entanto, a simulação do sistema de auto-alimentação não é trivial, em comparação com a implementação tradicional de um RSOA. O processo de estabilização e transmissão da semente óptica requer alto poder computacional, com casos mais complexos como modulação 64QAM em ARoF levando até 1 semana para executar em um computador equipado com um processador AMD Ryzen de 8 núcleos e 64 GB de memória. O tempo é proporcional ao número de canais sendo simulados simultaneamente, logo, torna-se computacionalmente inviável implementar um sistema multicanal. Dessa forma, trabalhar com apenas um único canal é computacionalmente vantajoso tanto do ponto de vista do MEMS-VCSEL como da auto-alimentação.

Desconsiderando os aspectos computacionais, um sistema WDM-PON tipicamente trabalha com níveis de potência óptica na fibra que são insuficientes para a ocorrência de efeitos não-lineares. O Capítulo 4 apresenta simulações feitas utilizando o MEMS-VCSEL em um sistema multicanal, em que a potência óptica injetada na fibra é aumentada até a ocorrência dos efeitos não-lineares entre canais.

Levando em conta as considerações apresentadas, é possível definir alguns parâmetros base para a implementação do modelo de simulação para o RSOA e MEMS-VCSEL. A Tabela 3 apresenta os parâmetros que serão utilizados. Eles são baseados nos dados experimentais do MEMS-VCSEL [53] [75] [77] e do RSOA [44], este último considerando como base as implementações já realizadas em software por Celino e colaboradores [43].

Como a transmissão é feita apenas para um único canal, é possível simplificar a simulação e modelar o AWG utilizado como um filtro óptico bidirecional. O perfil do filtro é determinado pelo tipo de AWG que é utilizado na topologia, assim como sua largura de banda e ordem. Quanto aos demais dispositivos, eles não apresentam dependência dos parâmetros apresentados na Tabela 3 e são implementados de acordo com os modelos do software Optisystem.

Parâmetro	Valor
Comprimento de onda central	1550 nm
Temperatura de operação	23 °C
Taxa de transmissão de bits	1,25 Gbps e 10 Gbps
Tipo de modulação	Banda-base
Tipo de transmissão	<i>Back-to-back</i> e fibra monomodo (SMF)

Tabela 3 – Parâmetros gerais utilizados nas simulações deste capítulo.

## 3.2 Auto-alimentação

O primeiro passo do estudo da simulação da topologia de auto-alimentação é definir os parâmetros utilizados em sua implementação, os quais são apresentados na Tabela 3. Para o caso da auto-alimentação, o comprimento de onda central é especificamente de 193,3 THz, ou 1550,91 nm, selecionado para melhor alinhar com os trabalhos anteriores realizados por nosso grupo [43] [47] [48]. Na auto-alimentação, o comprimento de onda de emissão é definido pelo centro da banda passante do filtro óptico bidirecional utilizado para representar o AWG. Esquemas de modulação direta e externa foram implementados para a transmissão de sinal banda-base e ARoF. A modulação externa é realizada utilizando um EAM integrado.

### 3.2.1 Validação do modelo do RSOA e trabalhos anteriores

O primeiro dispositivo implementado em software foi o RSOA. Este RSOA foi previamente explorado por nosso grupo e passou por extensa caracterização experimental e teórica. O modelo de simulação foi validado com base nos trabalhos experimentais de Duarte e colaboradores [44] [84]. A validação em software foi realizada por Celino e colaboradores [43] [85].

Os resultados da validação estão presentes nas Tabelas 4 e 5, que apresentam os parâmetros de simulação do RSOA e fotodetector PIN no software Optisystem, respectivamente. As Figuras 21 e 22 ilustram a calibração da curva de BER realizada por Celino, para sinais de descida e subida respectivamente. Ambas as figuras mostram que o RSOA simulado por Celino [43] apresenta um alto grau de calibração em comparação com os experimentos feitos por Duarte [84].

O grau de concordância das curvas apresentadas por [43] permite pressupor com

Parâmetro	Valor
Perfil de ganho do material	Lorentziano
Comprimento de onda central do ruído ASE	1545 nm
Fator de confinamento	0,4
Comprimento da cavidade	$850 \times 10^{-6}$ m

Tabela 4 – Parâmetros de simulação do RSOA. Tabela adaptada de [43]

Parâmetro	Valor
Responsividade	0,5 A/W
Largura de banda efetiva do ruído	1 GHz
Corrente de escuro	10 nA
Densidade de potência térmica	$0,1 \times 10^{-21}$ W/Hz

Tabela 5 – Parâmetros de simulação do fotodetector PIN implementado na topologia de auto-alimentação.

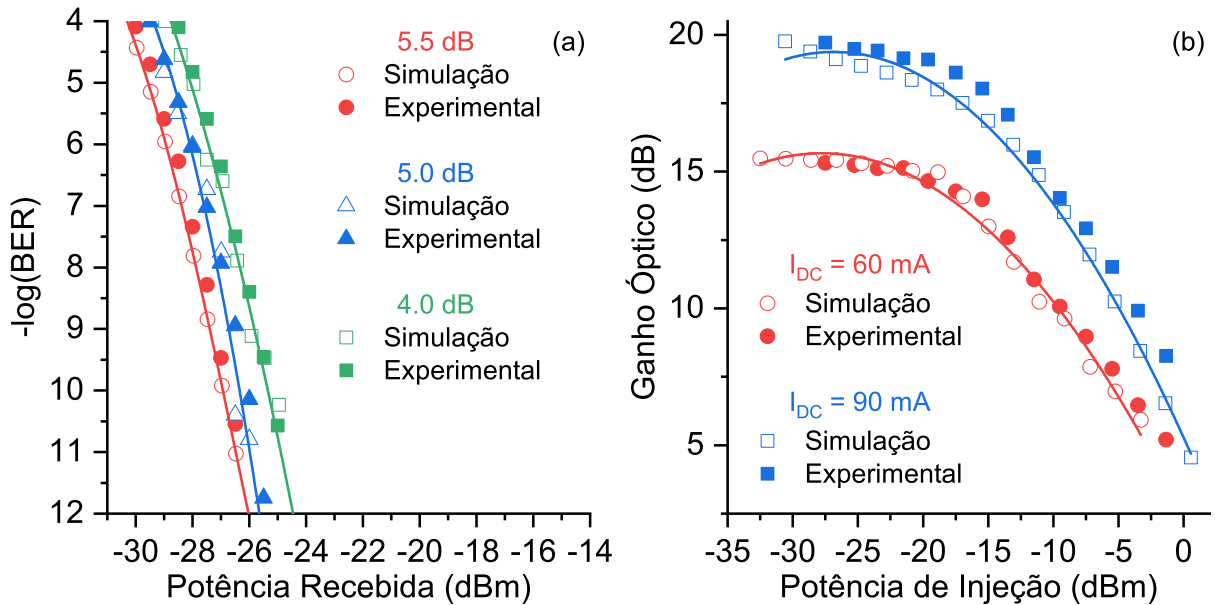


Figura 21 – Validação do modelo experimental do RSOA utilizado por Celino [43]. (a) Comparação da curva de BER para diferentes valores de razão de extinção do sinal de descida e (b) Comparação do ganho óptico simulado e experimental para diferentes valores de corrente de polarização do RSOA ( $I_{dc}$ ). Figura adaptada de [43].

segurança que os parâmetros do sistema estão corretamente ajustados e que ele pode ser usado para simular outros arranjos experimentais que empreguem essencialmente o mesmo conjunto de componentes. Os trabalhos posteriores de Souza [47] e do autor desta dissertação [48] reforçaram a possibilidade de uso do arranjo de simulação em diversos cenários.

O trabalho de Souza e colaboradores [47] apresentou a proposta de uma topologia de WDM-PON baseada em auto-alimentação e dupla cavidade, com transmissão de sinais de ARoF. Apesar da conduzida com sucesso, haviam detalhes na topologia que poderiam ser analisados com maior profundidade para atingir uma melhor qualidade de transmissão do sinal. Por essa razão, foi proposto explorar a otimização da topologia de dupla cavidade por meio do estudo dos diferentes perfis de filtragem do AWG.

Esta otimização da topologia de auto-alimentação foi realizada durante o trabalho de conclusão de curso de bacharelado em Engenharia Elétrica do autor desta dissertação e defendido na EESC/USP. O estudo explora uma limitação dos trabalhos de [43] e [47], que utilizavam apenas AWGs com perfil de filtragem do tipo Bessel. Durante o estudo, foram analisados os perfis de filtragem do tipo Bessel, gaussiano e *flat-top*, com diversas configurações de largura de banda e ordem. A topologia se manteve a mesma proposta por Celino e apresentada na Figura 20. No entanto, o estudo foi feito analisando exclusivamente os sinais de descida vindos da OLT.

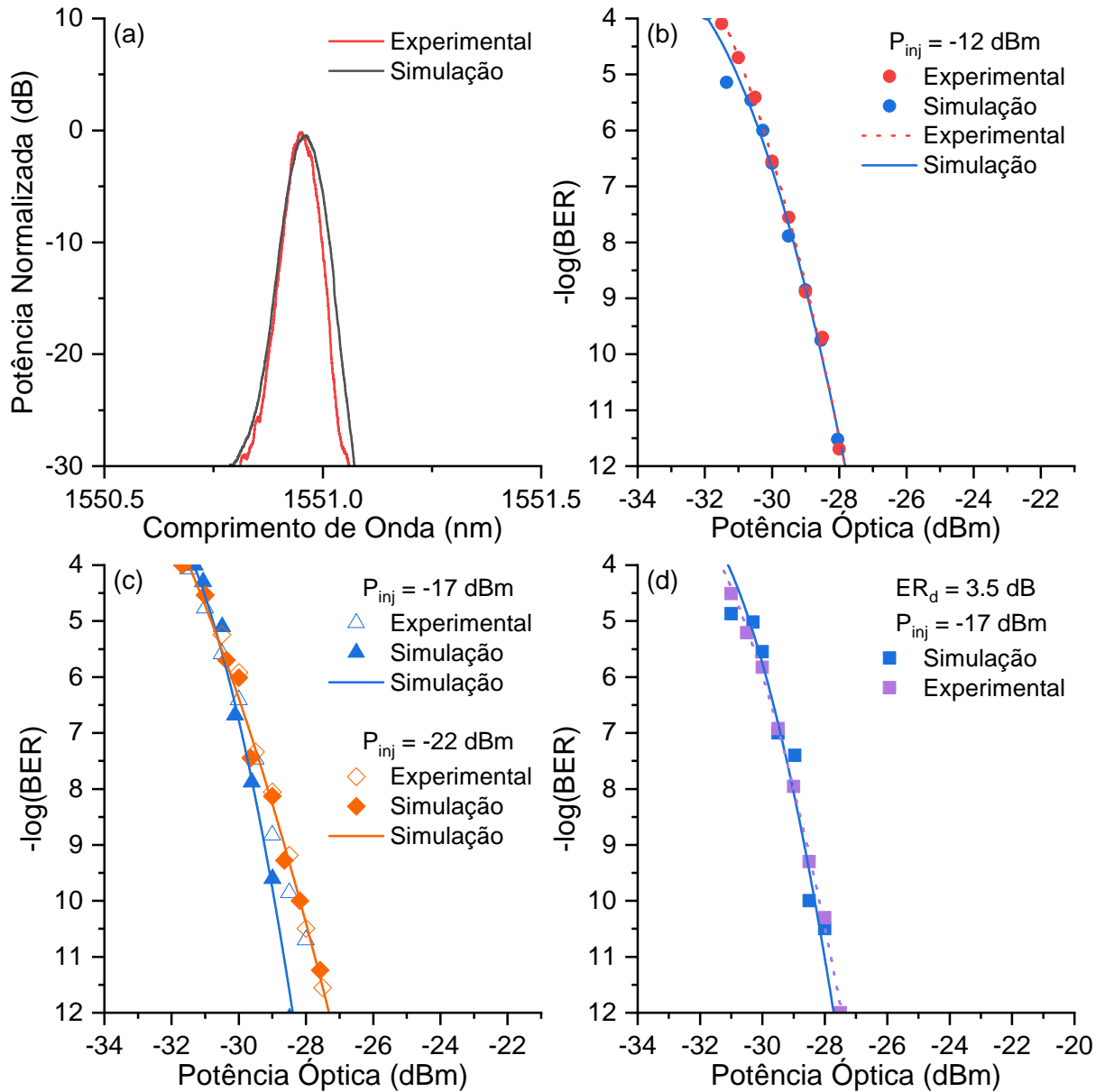


Figura 22 – Validação do modelo experimental do RSOA utilizado por Celino [43]. (a) Comparação entre os resultados experimentais e teóricos para o espectro óptico. O valor de *full width at half maximum* (FWHM) é 0,075 nm. (b) Comparação da BER de subida para valores de potência de injeção ( $P_{inj}$ ) de -12 dBm, (c) -17 dBm e -22 dBm, enquanto mantém a razão de extinção de descida ( $ER_d$ ) = 0,0 dB. (d) Comparação da BER de subida considerando remodelação com  $ER_d = 3,5$  dB. Gráfico adaptado de [43]

As simulações realizadas demonstraram que o perfil de filtragem *flat-top* oferece os melhores resultados para a transmissão de sinais ARoF em 3,5 GHz e modulação direta. Posteriormente, o trabalho foi publicado na revista *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies* [48]. No entanto, outras possibilidades de otimização não foram abordadas, principalmente aquelas relacionadas à geração do sinal de subida. O Capítulo 4 apresenta a nova configuração da topologia de auto-alimentação e inclui as modificações feitas para melhorar o apagamento dos dados de descida e a qualidade do sinal de subida.

Conclui-se aqui a apresentação da modelagem em software do RSOA e a otimização previamente feita na topologia de auto-alimentação em comparação com a apresentada por Celino [43] e Souza [47]. Em geral, ela aprimora o desempenho do sistema em relação ao trabalho de [47]. A configuração da topologia utilizada neste trabalho de mestrado e os resultados obtidos nas simulações são apresentados e discutidos no Capítulo 4.

### 3.3 MEMS-VCSEL

O VCSEL considerado nesta dissertação, diferente do RSOA, não passou por um trabalho prévio de validação de um modelo de simulação. Por essa razão, o objetivo desta seção é a implementação no software OptiSystem de um modelo para este VCSEL. O primeiro passo é extrair os parâmetros físicos do VCSEL de [53] com base nos modelos teóricos de P. V. Mena [86] e J. C. Cartledge [87], ambos utilizados pelo Optisystem para simular o VCSEL. Os resultados desta extração são posteriormente validados computacionalmente com base nos experimentos [53][78] tomados como base deste trabalho.

VCSELs são lasers nos quais os efeitos térmicos impõem as maiores limitações de desempenho [86]. Grande parte dos modelos apresentados na literatura dependem de análises numéricas multidimensionais para descrever o comportamento térmico [88]. Esses modelos são precisos e excelentes para a caracterização e análise de dispositivos isolados, mas alguns dependem de métodos computacionalmente intensivos, como o de elementos finitos [72][89][90]. No contexto de comunicações ópticas, há a necessidade de modelos simplificados e que permitam cálculos rápidos, uma vez que um sistema de comunicação é complexo e apresenta diversos componentes simulados simultaneamente. Por essa razão, há a necessidade de modelos simplificados de VCSELs ainda que capazes de reproduzir suas características térmicas e de emissão.

Diversos modelos foram desenvolvidos ao longo dos anos 90, incluindo o trabalho de Yu e colaboradores [91], que descreve o comportamento térmico do VCSEL por meio da modificação das equações de taxa, com base em seus parâmetros dependentes da temperatura do laser. Outros grupos, como Su e colaboradores [92] implementaram modelos estáticos, mas que também utilizavam parâmetros dependentes da temperatura do VCSEL.



Apesar de serem simplificados, esses modelos requerem a descrição de mecanismos dependentes da temperatura, como o ganho. Mesmo os modelos mais simples, simulados em temperatura ambiente, apresentam limitações [93][94], permitindo simular a resposta do VCSEL apenas em operação CW. O modelo apresentado por Mena e colaboradores [86] tenta solucionar essas limitações.

### 3.3.1 Modelo adotado

O modelo implementado no software Optisystem é baseado no trabalho de Mena [86] e dividido em duas partes. Inicialmente são modelados os efeitos térmicos, por meio de modificações das equações que descrevem as curvas de potência óptica em função da corrente de polarização (LI) e tensão do VCSEL em função da corrente de polarização (VI), com intuito de incluir uma corrente de compensação empírica ( $I_{off}$ ), dependente da temperatura do laser. Essa mudança permite descrever as curvas L-I, V-I e a variação da corrente de limiar ( $I_{th}$ ) em função da temperatura de operação.

A potência de emissão do VCSEL é dependente da temperatura. Isso é observado em parâmetros como  $I_{th}$  e de eficiência diferencial de inclinação (*differential slope efficiency*). Com isso em mente, a curva LI é descrita como apresentada na Equação 3.1

$$P_o = \eta(T)(I - I_{th}(N, T)), \quad (3.1)$$

em que  $P_o$  é a potência óptica de saída,  $I$  é a corrente de injeção,  $\eta(T)$  é a eficiência de inclinação da curva e  $I_{th}(N, T)$  é a corrente de limiar em função da concentração de portadores  $N$  e temperatura  $T$ . A equação pode ser simplificada se assumido que o termo  $\eta(T)$  tem uma fraca dependência da temperatura que, portanto, pode ser ignorada [72]. O trabalho de Su e colaboradores [92] apresentou outras simplificações que permitem ignorar a dependência com  $N$  em  $I_{th}$ , tornando a Equação 3.1 dependente apenas da temperatura.

Outras simplificações foram feitas no termo  $I_{th}$  a fim de levar os efeitos térmicos do VCSEL em consideração. Para isso, o termo é dividido em dois: uma corrente de limiar constante ( $I_{tho}$ ) e uma corrente de compensação empírica em função da temperatura de operação ( $I_{off}(T)$ ), resultando na Equação 3.2.

$$P_o = \eta(I - I_{tho} - I_{off}(T)) \quad (3.2)$$

O termo  $I_{off}(T)$  na Equação 3.2 leva em consideração todos os efeitos térmicos estáticos [86]. Por questão de simplicidade,  $I_{off}$  é descrito por Mena como uma função polinomial da temperatura, como apresentado pela Equação 3.3. Os seus coeficientes  $a_n$  são determinados durante a extração de parâmetros da curva LI.

$$I_{off} = a_0 + a_1T + a_2T^2 + a_3T^3 + a_4T^4 + \dots \quad (3.3)$$

De maneira semelhante, a dependência da tensão do VCSEL com a temperatura também é modelada como uma equação polinomial e apresentada na Equação 3.4. Os coeficientes  $b_n$  e  $c_n$  são extraídos a partir da curva VI.

$$V = (b_0 + b_1T + b_2T^2 + \dots) \cdot (c_0 + c_1I + c_2I^2 + \dots) \quad (3.4)$$

A inclusão da dependência com a temperatura, por meio dos termos  $b_n$  depende de como a caracterização experimental é feita. Alguns trabalhos optam por caracterizar a curva VI em apenas uma temperatura de operação [86], o que permite agrupar os termos dependentes de T em apenas um termo  $b_0$ . No entanto, outros trabalhos apresentam a curva VI em diferentes temperaturas de operação [86] e, portanto, torna-se necessário manter os coeficientes  $b_n$  na Equação 3.4.

O próximo passo do modelo de Mena consiste em modificar as equações de taxa do VCSEL através da introdução do termo  $I_{off}$ , que descreve empiricamente o comportamento térmico do dispositivo [86]. Isso permite a análise eficaz do laser em operação CW [86]. As equações de taxa modificadas são apresentadas nas equações 3.5 e 3.6.

$$\frac{dN}{dT} = \frac{\eta(I - I_{off}(T))}{q} - \frac{N}{\tau_n} - \frac{G_0(N - N_0)S}{1 + \epsilon S}, \quad (3.5)$$

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{S}{\tau_p} + \frac{\beta N}{\tau_n} + \frac{G_0(N - N_0)S}{1 + \epsilon S}, \quad (3.6)$$

onde  $S$  é a densidade de fótons por unidade de volume,  $\eta_i$  é a eficiência de injeção,  $\tau_n$  o tempo de vida do portador,  $G_0$  o coeficiente de ganho,  $N_0$  a densidade de portadores por unidade de volume para atingir o regime de transparência,  $\tau_p$  o tempo de vida dos fótons,  $\beta$  o coeficiente de emissão espontânea e  $\epsilon$  o fator de compressão de ganho.

A potência óptica também pode ser descrita em função do número de fótons emitidos pelo VCSEL, como apresentado pela Equação 3.7. O termo  $k$  é um fator escalar que leva em consideração a eficiência de acoplamento do laser.

$$P_o = kS \quad (3.7)$$

A temperatura de operação do VCSEL é modelada pela Equação 3.8.

$$T = T_0 + (IV - P_o)R_{th} - \tau_{th}\frac{dT}{dt}, \quad (3.8)$$

em que  $V$  é a tensão no VCSEL, descrita pela Equação 3.4 e  $T_0$  é a temperatura ambiente. O termo  $R_{th}$  representa a resistência térmica do laser e é utilizado para computar a dissipação de calor resultante da potência injetada que não é convertida em luz. O termo  $\tau_{th}$  é a constante que mede a variação da temperatura em função do tempo, utilizada em

modelos de resposta transiente do VCSEL. Em operação DC o termo  $dT/dt$  desaparece. O modelo apresentado por Mena assume que toda a potência perdida no termo  $(IV - P_o)$  é dissipada como calor pelo dispositivo [86].

### 3.3.2 Extração de parâmetros

Esta etapa do estudo consiste em utilizar as curvas de caracterização do VCSEL para extrair os parâmetros do modelo apresentado na seção anterior. Os softwares Origin e Matlab são utilizados para a extração, enquanto o software Optisystem é utilizado para implementar e simular o modelo do dispositivo. No entanto, o modelo disponível para o VCSEL é limitado a simular o laser sintonizado em um único comprimento de onda. Por essa razão, seria necessário repetir esta etapa para cada comprimento de onda de interesse. Por outro lado, os trabalhos utilizados como referência [53] concentram seus experimentos no dispositivo operando em 1550 nm e operando em temperatura ambiente. A diversidade de resultados experimentais permite uma validação robusta da operação do laser nesse comprimento de onda e, ao mesmo tempo, permite uma comparação adequada com o desempenho de sistemas empregando auto-alimentação com RSOAs.

A primeira parte consiste em extrair os coeficientes para descrição da curva VI ilustrada na Figura 23. A curva é obtida para uma única temperatura, sendo assim, a Equação 3.4 é simplificada como apresentado na Equação 3.9. O método de extração linear de mínimos quadrados implementado no Origin foi selecionado para a extração dos coeficientes desejados. A Tabela 6 apresenta os parâmetros extraídos a partir da curva VI utilizada:

$$V = b_0(c_0 + c_1I + c_2I^2 + \dots) \quad (3.9)$$

<b>Coeficiente</b>	<b>Valor</b>
$b_0 (\sqrt{V})$	0.7225
$c_0 (\sqrt{V})$	1.1103
$c_1 (\sqrt{V}/A)$	77.9196
$c_2 (\sqrt{V}/A^2)$	-2849.9573
$c_3 (\sqrt{V}/A^3)$	$0.0903 \times 10^6$
$c_4 (\sqrt{V}/A^4)$	$-1.1079 \times 10^6$

Tabela 6 – Valores dos coeficientes  $b_0$  e  $c_n$  extraídos com base na Equação 3.9, a partir da curva apresentada na Figura 23

Em seguida, os coeficientes extraídos na Tabela 6 são utilizados para auxiliar na extração dos parâmetros da curva LI. Primeiramente, a Equação 3.2 é reescrita para incluir o termo polinomial de  $I_{off}$  e é descrita pela Equação 3.10 abaixo.

$$P_o = \eta(I - I_{tho} - \sum_{k=0}^M a_k T^k), \quad (3.10)$$

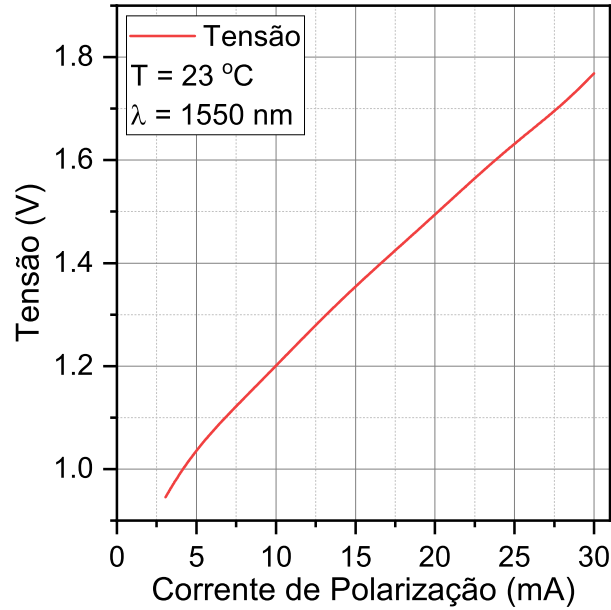


Figura 23 – Curva VI caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL em operação. Curva obtida a partir de dados de [53].

onde  $T$  é conhecida na curva LI apresentada pela Figura 24 e descrita na Equação 3.8. A extração de parâmetros é feita utilizando o método não-linear de Levenberg-Marquardt, implementado no software Origin. O maior desafio do algoritmo é encontrar valores iniciais e de fronteira para realizar o processo de ajuste. Neste trabalho foram utilizados como base valores disponíveis na literatura [86]. A partir daí são extraídos os valores de  $\eta$ ,  $I_{th0}$  e dos coeficientes  $a_k$ , conforme apresentados na Tabela 7.

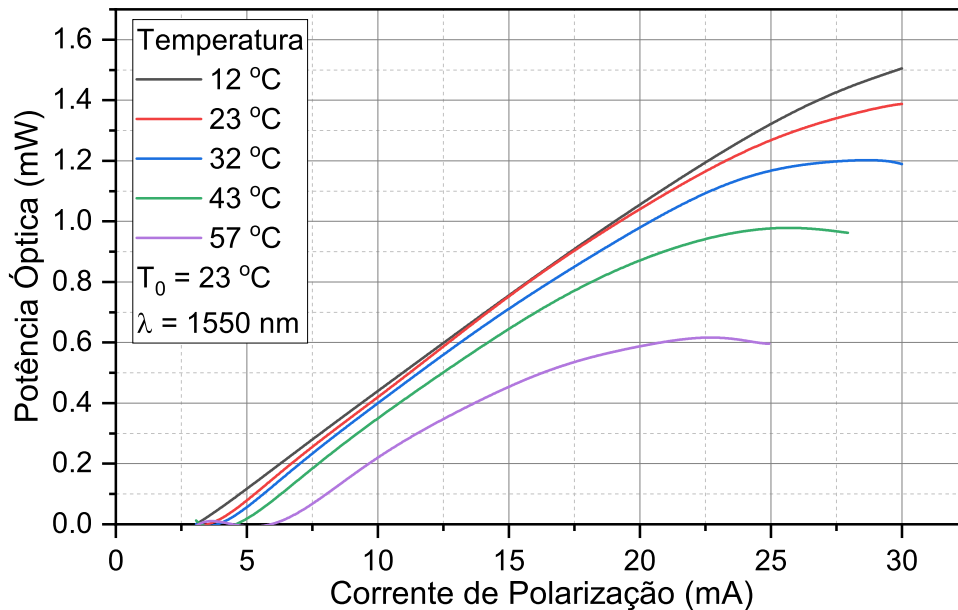


Figura 24 – Curva LI caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL trabalhado. Curva obtida a partir de dados de [53].

Coeficiente	Valor
$a_0$ (A)	-0.0069
$a_1$ (A/C)	0.00070
$a_2$ (A/C <sup>2</sup> )	$-23.6363 \times 10^{-6}$
$a_3$ (A/C <sup>3</sup> )	$0.3761 \times 10^{-6}$
$a_4$ (A/C <sup>4</sup> )	$-2.7281 \times 10^{-9}$
$a_5$ (A/C <sup>5</sup> )	$8.0321 \times 10^{-12}$
$\eta$ (mW/mA)	0.0527
$I_{tho}$ (mA)	3

Tabela 7 – Valores dos coeficientes  $\eta$ ,  $I_{tho}$  e  $a_n$  extraídos com base na Equação 3.10, a partir da curva apresentada pela Figura 24

O valor do termo  $R_{th}$ , presente na Equação 3.8, pode ser determinado a partir dos resultados das análises anteriores. Este valor é essencial para a simulação dos efeitos térmicos no software Optisystem. A Tabela 8 apresenta o resultado obtido.

O último passo é extrair os parâmetros físicos do VCSEL a partir da curva de resposta em frequência apresentada na Figura 25. Neste passo o software Optisystem permite o uso de métodos pré-configurados. O método é baseado nos cálculos apresentados por Cartledge e colaboradores [87].

A análise realizada pelo Optisystem inicia com base nas informações que são extraídas da curva de resposta em frequência do VCSEL, definida pelas Equações 3.11-3.13, a seguir:

$$H(f) = \frac{Z}{(j2\pi f)^2 + j2\pi fY + Z}, \quad (3.11)$$

$$Y = \frac{G_0 P_o}{k + \epsilon P_o} + \frac{1}{\tau_p} + \frac{1}{\tau_n} - \frac{G_0(N_s - N_0)}{1 + (\epsilon P_o/k)^2}, \quad (3.12)$$

$$Z = \frac{G_0 P_o}{(k + \epsilon P_o)} + \frac{(\beta - 1)G_0(N_s - N_0)}{(1 + \epsilon P_o/k)^2 \tau_n} + \frac{1}{\tau_n \tau_p}, \quad (3.13)$$

em que  $H(f)$  é a equação de resposta em frequência,  $Y$  é o fator de amortecimento e  $Z$  é o fator de ressonância, podendo ser substituído nas configurações do software pela frequência de ressonância. O software também toma as equações das curvas LI e VI e isola a corrente de polarização do VCSEL, conforme apresentado pela Equação 3.14.

$$I_{cur} = \frac{q \cdot (G_0 \beta P_o^2 / k^2 + (1 + G_0 N_0 \tau_p (1 - \beta) P_o) / k)}{\eta_i \tau_p (\beta + G_0 \tau_n P_o / k)} + I_{tho} + I_{off} \quad (3.14)$$

Coeficiente	Valor
$R_{th}$ (°C/W)	1270.7113

Tabela 8 – Valor do termo  $R_{th}$ , extraído a partir da Equação 3.8.

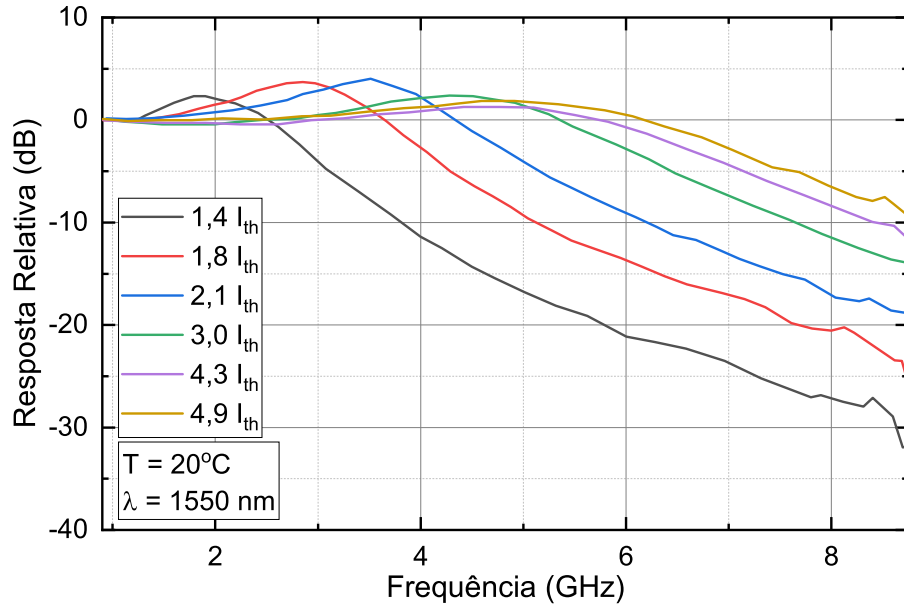


Figura 25 – Resposta em frequência caracterizada experimentalmente para o MEMS-VCSEL trabalhado. A transmissão é realizada em temperatura ambiente, comprimento de onda centralizado em 1550 nm e corrente de polarização em função da corrente de limiar ( $I_{th}$ ). Curva obtida a partir do trabalho de [75].

Em seguida, a potência ( $P_{od}$ ), número de fótons ( $N_s$ ) e número de portadores ( $S_s$ ) no equilíbrio são definidos pelas Equações 3.15, 3.16 e 3.17 respectivamente.

$$P_{od} = kS_s \quad (3.15)$$

$$N_s = \frac{P_o}{k\tau_p} + \frac{G_0 N_0 P_o / (k + \epsilon P_o)}{\beta / \tau_n + G_0 P_o / (k + \epsilon P_o)} \quad (3.16)$$

$$S_s = \frac{\eta_i (I - I_{off}) / q - N_s / \tau_n}{G_0 (N_s - N_0)} \quad (3.17)$$

O conjunto de Equações 3.15-3.17 é utilizado para obter e ajustar os seus parâmetros, a fim de reduzir o erro em relação à curva de referência. Tipicamente dados da Figura 25 seriam suficientes, no entanto, o software Optisystem implementa um processo diferente.

A técnica proposta em [87], utilizada pelo Optisystem, requer ou a entrada do parâmetro *subtracted intensity modulation (IM) response*, ou, os valores de  $Y$  e  $Z$  obtidos diretamente da curva de resposta em frequência. Este passo da extração de parâmetros ilustra as limitações do algoritmo implementado pelo Optisystem, o qual depende das Equações 3.11-3.13 e não é capaz de ajustar seus valores para o casamento com a curva de resposta em frequência experimental. A seguir serão apresentadas ambas as formas de implementação da técnica e o método utilizado neste estudo.

Inicialmente, além da resposta em frequência, o software também requer os seguintes dados para possibilitar a extração dos parâmetros: um valor de corrente de polarização de referência e sua respectiva potência de saída na curva LI, largura de linha e a corrente de limiar do VCSEL. Estes dados são obtidos diretamente da curva LI descrita na Figura 24. Com estes valores é possível prosseguir e realizar a extração dos dados da curva de resposta em frequência.

O primeiro método é baseado na chamada *subtracted IM response*, que é a subtração entre duas curvas de resposta em frequência do VCSEL de interesse. A *subtracted IM response* é definida pela seguinte equação abaixo.

$$H_{sub}(f) = H_{I_{bias}} - H_{I_{th}} \quad (3.18)$$

Tipicamente, a *subtracted IM response* é obtida a partir da corrente de polarização desejada é subtraída por uma curva cuja a corrente de polarização está mais próxima do limiar. O resultado deste é ilustrado pela Figura 26. Nela, é realizada a subtração das curvas de resposta em frequência de  $4,9I_{th}$  e  $1,4I_{th}$ , que são respectivamente a corrente de polarização de interesse e o valor de  $I_{bias}$  mais próximo da corrente de limiar do VCSEL.

O software Optisystem não permite a entrada direta da curva de resposta em frequência, em seu lugar, ele utiliza o resultado da Figura 26 como referência. Neste ponto, é feito o cálculo inverso para obter a curva de resposta em frequência. No entanto, esse método resulta em uma curva de resposta em frequência que destoa do experimental, como demonstrado pela Figura 27. Essa diferença influencia no perfil de emissão e na

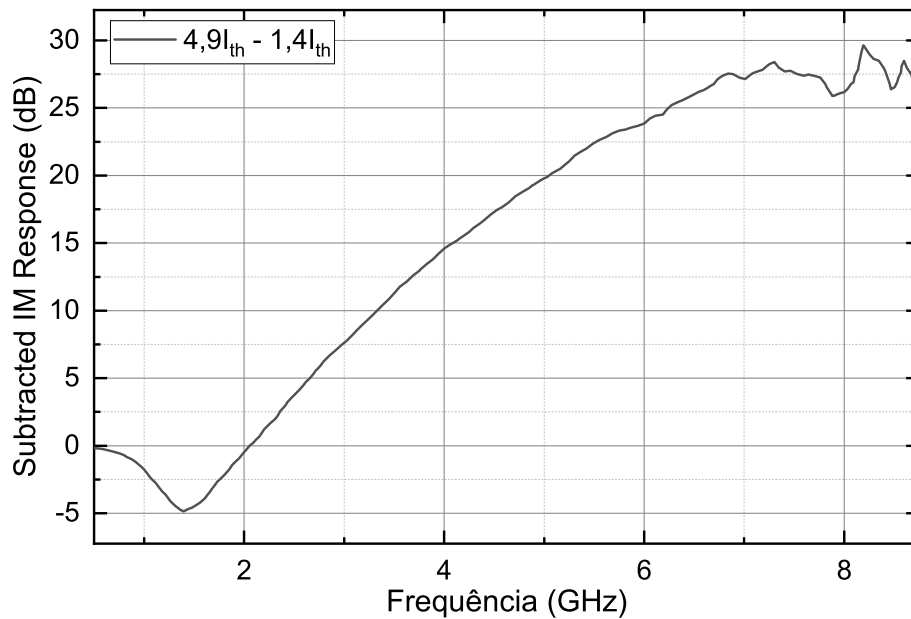


Figura 26 – Resultado do processo de *subtracted IM response* fornecida pelo software Optisystem após a simulação do MEMS-VCSEL.

resposta à modulação, resultando em simulações que são discrepantes em relação aos dados experimentais.

O segundo método envolve informar ao software os parâmetros  $Y$  (Eq. 3.12) e  $Z$  (Eq. 3.13) da curva de resposta em frequência o qual produz uma estimativa com base nas equações 3.11-3.13. Este método apresentou melhor precisão. A Figura 28 apresenta o resultado obtido ao utilizar os valores  $37 \times 10^9 \text{ s}^{-1}$  e  $16,323 \times 10^{20} \text{ Hz}^2$  para os parâmetros  $Y$  e  $Z$  respectivamente. Esses valores foram obtidos por meio de um ajuste utilizando o software Matlab e a Equação 3.11 como referência.

Apesar dos resultados próximos, há um descasamento para frequências acima de 6 GHz. Este problema não é passível de correção diretamente no modelo do VCSEL e uma solução é alterar a resposta em frequência diretamente no ambiente de simulação. Isso é feito adicionando um filtro elétrico diretamente na fonte de corrente de polarização de forma a reproduzir a resposta em frequência do VCSEL.

O software Optisystem permite adicionar filtros elétricos com formatos ideais e baseados em equações polinomiais. A resposta em frequência ideal para a correção do VCSEL foi obtida utilizando o software Matlab e é apresentada na Equação 3.19.

$$H_{filt}(f) = \frac{-380500f^3 + 1037f^2 \times 10^4 - 7178f \times 10^4 + 1737 \times 10^5}{f^5 + 62880f^4 - 889300f^3 + 1081f^2 \times 10^4 - 6867f \times 10^4 + 17 \times 10^7} \quad (3.19)$$

Onde  $H_{filt}(f)$  corresponde à resposta necessária para que a saída do VCSEL simulado corresponda ao resultado desejado. A Figura 29 apresenta o perfil do filtro e a resposta em frequência obtida após a filtragem, comparada com dados experimentais [53].

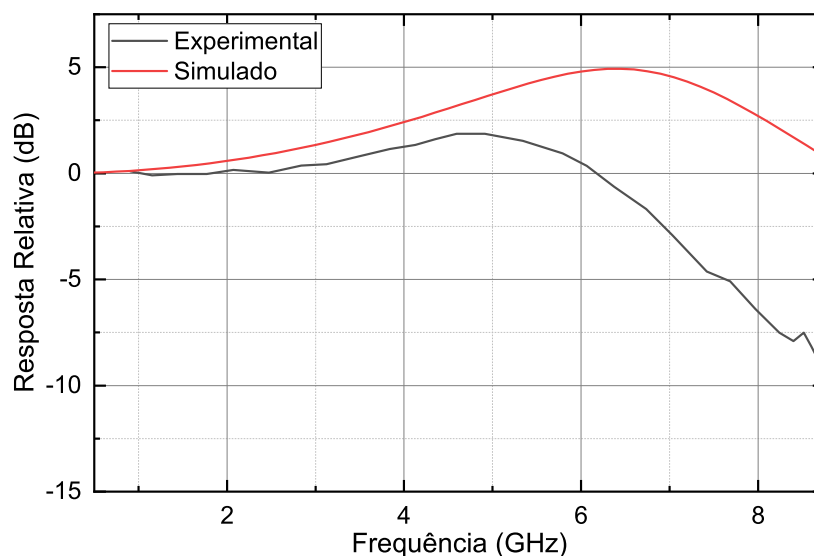


Figura 27 – Comparação entre o resultado experimental e o comportamento em frequência fornecido pelo software Optisystem a partir da entrada da curva de *subtracted IM response* apresentada na Figura 26.



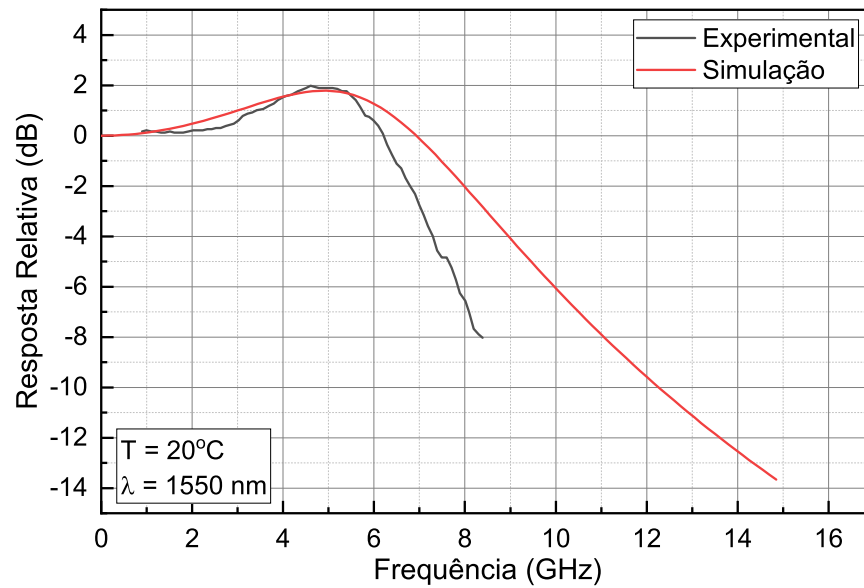


Figura 28 – Comparação entre o resultado experimental e o comportamento em frequência fornecido pelo software Optisystem utilizando os parâmetros Y e Z extraídos pelo Matlab.

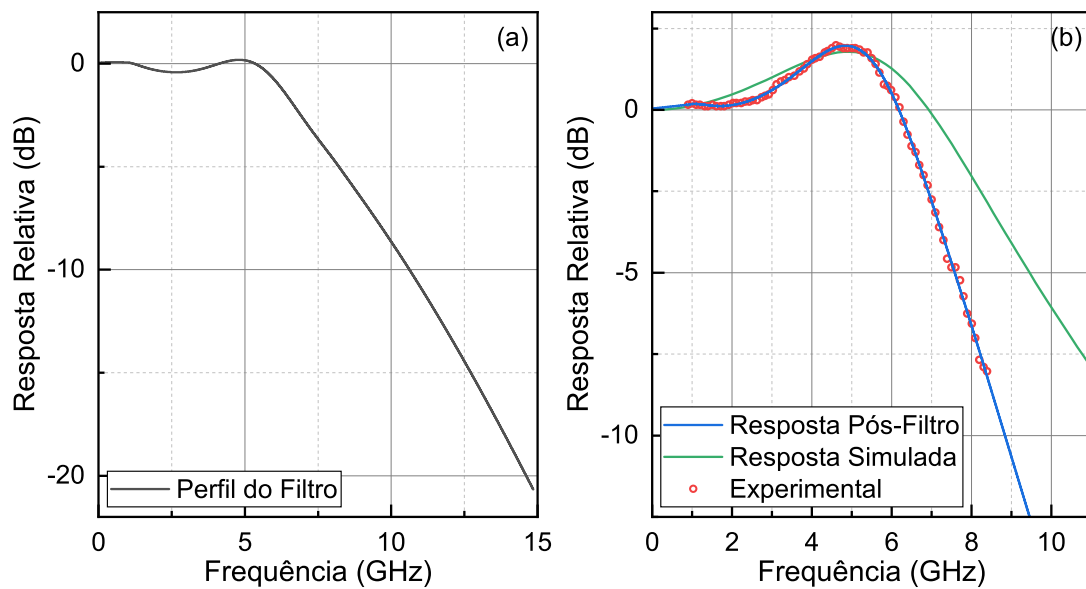


Figura 29 – (a) função de transferência do filtro elétrico implementado e (b) resposta do VCSEL com e sem o filtro elétrico em relação à resposta obtida experimentalmente por [75].

É importante ressaltar que este filtro é apenas um recurso de simulação utilizado para atingir os níveis necessários de concordância com o resultado experimental. O seu perfil foi obtido com auxílio do Matlab e sua aplicação foi feita utilizando a funcionalidade do Optisystem de adicionar filtros elétricos ideais baseados nas suas equações de resposta em frequência.

Com isso a modelagem do VCSEL em software pode ser considerada finalizada. Os parâmetros físicos são estimados pelo software e apresentados na Tabela 9. O próximo passo envolve validar o perfil de emissão óptica em regime de modulação de sinal, com base nos dados experimentais apresentados em [53].

### 3.3.3 Validação do modelo

A validação inicial do modelo para o VCSEL simulado é feita com base nas características de operação CW. A configuração foi implementada no software OptiSystem e é ilustrada pelo esquemático apresentado na Figura 30.

O perfil da curva LI é obtido por meio da varredura dos parâmetros de temperatura de operação do VCSEL e corrente de polarização. A Figura 31 apresenta uma comparação entre a curva LI gerada pela simulação e sua referência experimental. É possível observar que há um alto grau de concordância entre os resultados.

A validação da curva VI é obtida na mesma simulação, desta vez analisando o VCSEL operando na temperatura de 23 °C e realizando a varredura apenas na corrente de polarização. Essa mesma condição é utilizada para obter o perfil de emissão e sua largura de linha. A Figura 32 apresenta os resultados da validação de ambos. Ela indica uma excelente concordância entre a simulação e os dados experimentais descritos por [53].

Parâmetro	Valor
Volume do meio ativo	$27,04 \times 10^{-12} \text{ cm}^3$
Velocidade de grupo	$5.4 \times 10^9 \text{ cm/s}$
Eficiência quântica	0.1551
Coeficiente de ganho diferencial	$8.365 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$
Densidade de portadores na transparência	$2.407 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
Fator de confinamento modal	0.107
Tempo de vida de portador	$4.09 \times 10^{-9} \text{ s}$
Tempo de vida de fóton	$4.85 \times 10^{-12} \text{ s}$
Fator de emissão espontânea	$0.33 \times 10^{-3}$
Coeficiente de compressão de ganho	$8.022 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$
Fator de aumento de largura de linha	6.384
Eficiência de injeção	1

Tabela 9 – Parâmetros físicos empregados pelo software Optisystem ao simular o VCSEL com os dados de entrada descritos nesta seção.

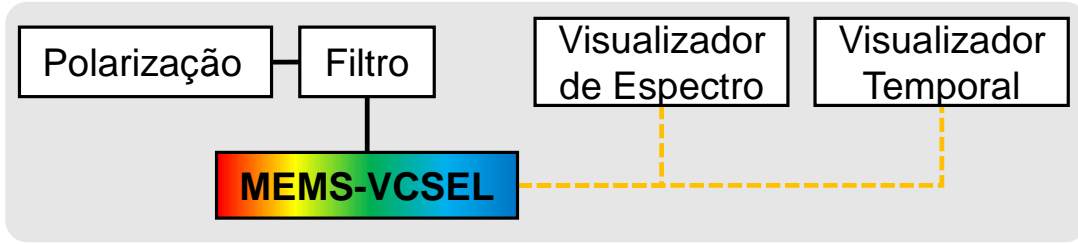


Figura 30 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL simulado operando em modo CW.

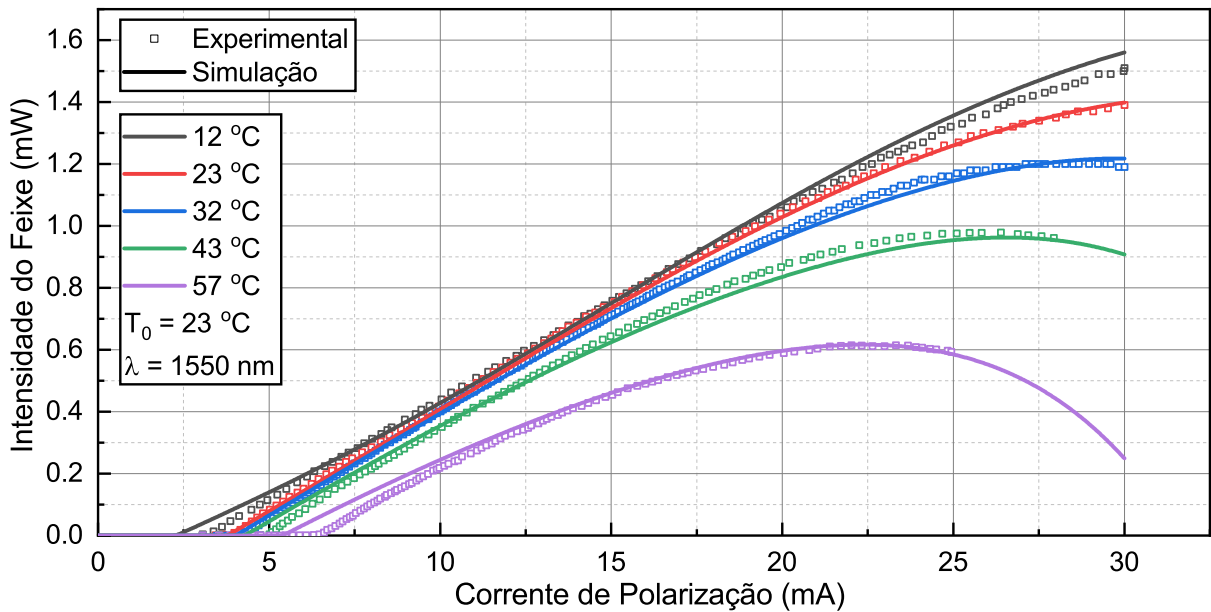


Figura 31 – Comparação entre as curvas LI obtidas experimentalmente por [53] e simuladas pelo software Optisystem.

Finalizada a validação modelo do MEMS-VCSEL operando em regime CW, é possível seguir adiante e validar o modelo do dispositivo operando em modulação direta. Foram definidas duas configurações: transmissão *back-to-back* e transmissão empregando fibra do tipo monomodo (SMF). As configurações foram implementadas conforme os experimentos descritos em [53]. Os esquemáticos são apresentados nas Figuras 33 e 34.

Neste experimento de transmissão de dados, a emissão é centrada no comprimento de onda de 1550 nm e o MEMS-VCSEL opera em uma temperatura de 20 °C. A modulação NRZ emprega uma taxa de 10 Gbps. A análise da BER foi realizada na condição *back-to-back* com correntes de polarização de 22 mA e 25 mA no MEMS-VCSEL.

O passo seguinte é a configuração do fotodetector utilizado. Este passo é essencial para a exatidão da simulação, uma vez que o ruído no sinal detectado influencia diretamente na BER medida. Não há parâmetros de referência no trabalho apresentado por [53], no entanto, é possível estimar o valor dos parâmetros de ruído a partir do casamento da

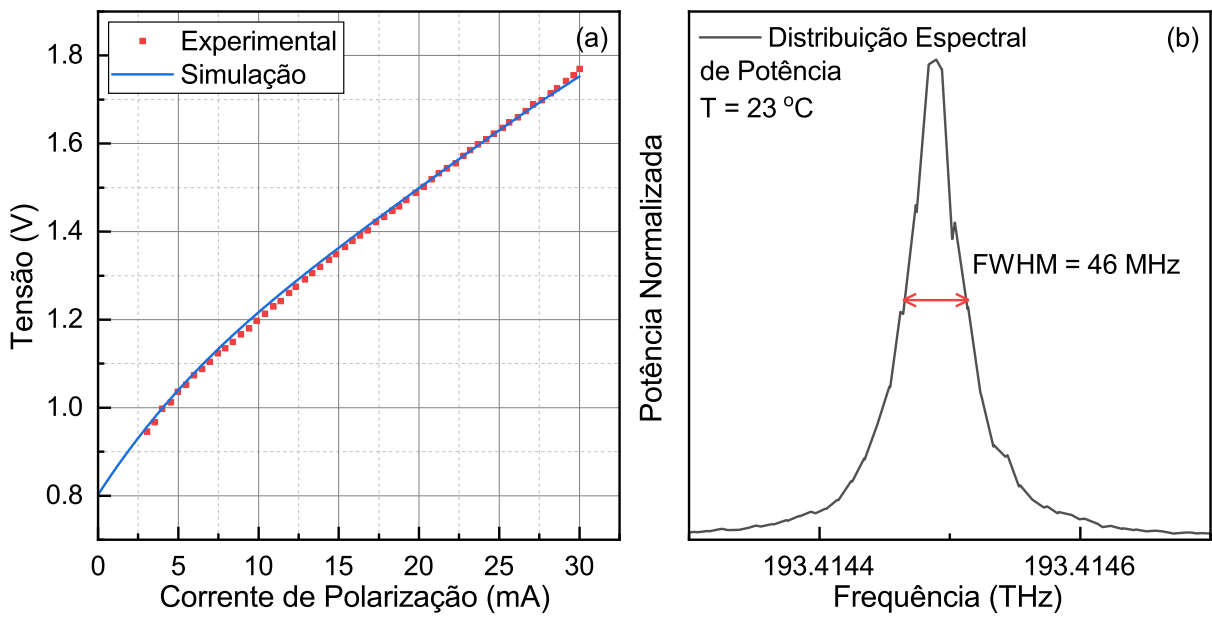


Figura 32 – (a) comparação entre as curvas VI e (b) largura de linha em relação a dados obtidos experimentalmente por [53] e simuladas pelo software OptiSystem.

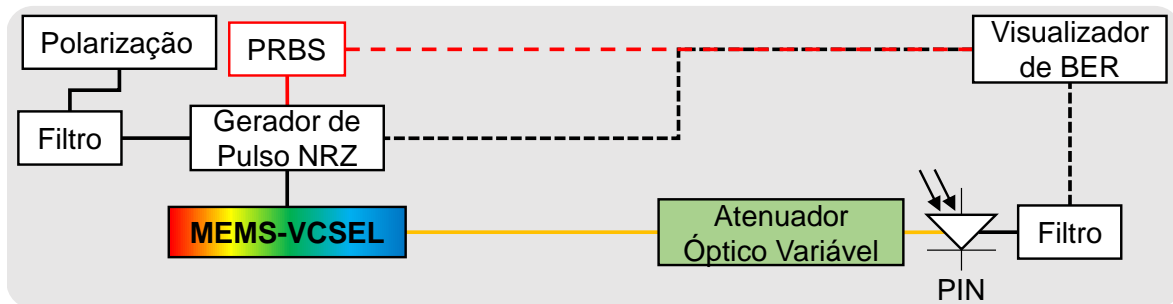


Figura 33 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL para transmissão back-to-back e modulação direta. PRBS - Gerador de Sequência Pseudoaleatória de Bits; Pulso NRZ; BER - Taxa de Erros de Bits; PIN - Fotodiodo PIN.

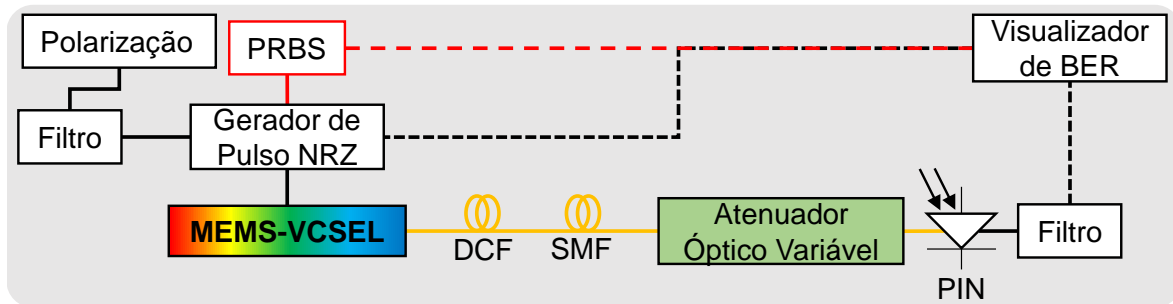


Figura 34 – Esquemático da configuração de simulação do MEMS-VCSEL para transmissão em fibra monomodo e modulação direta. PRBS - Gerador de Sequência Pseudoaleatória de Bits; Pulso NRZ; DCF - Fibra Compensadora de Dispersão; SMF - Fibra Monomodo; BER - Taxa de Erros de Bits; PIN - Fotodiodo PIN.

curva de BER simulada e os parâmetros experimentais. Para isso, os parâmetros de ruído do PIN foram modificados até que as curvas de BER na topologia *back-to-back* apresentassem concordância com os resultados experimentais. A Tabela 10 apresenta os parâmetros utilizados no fotodetector e a Figura 35 a simulação das curvas de BER para o MEMS-VCSEL polarizado com correntes de 22 mA e 25 mA. Para garantir a consistência das simulações, o mesmo PIN configurado será utilizado em todas as simulações seguintes.

A simulação com transmissão em fibra óptica foi implementada conforme a Figura 34. Nela, uma fibra de compensação de dispersão (DCF) foi configurada em software para compensar o equivalente a 40 km de dispersão de uma SMF, com essa última tendo seu comprimento variado de 0 a 40 km, em passos de 10 km. O intuito da simulação é reproduzir o mesmo experimento realizado por [53], que aborda a existência de efeitos deletérios na transmissão além da dispersão cromática.

A Figura 36 apresenta resultados simulados e experimentais com alto grau de concordância, indicando que o transmissor configurado está corretamente validado. No entanto, observa-se que o comprimento de 20 km de SMF permite a melhor performance de transmissão tanto no resultado experimental como no simulados. Nesta configuração, há um excesso de compensação de dispersão cromática da fibra monomodo, portanto, há outros efeitos influenciando no sinal transmitido. Esse comportamento é atribuído ao *chirp* do dispositivo, conforme discutido em um dos experimentos realizados pelo grupo da Universidade de Darmstadt, envolvendo os MEMS-VCSEL [77]. O efeito de *chirp* é também evidenciado em outra publicação envolvendo o mesmo MEMS-VCSEL, no trabalho de Gatto e colaboradores [78].

O *chirp* é definido pela dependência temporal da frequência instantânea de emissão óptica. Um sinal pode sofrer com o *chirp* devido a causas normalmente associadas às mudanças na densidade de portadores em lasers semicondutores em modulação direta. O trabalho descrito em [78] demonstra como o *chirp* introduzido pelo MEMS-VCSEL pode influenciar negativamente a relação sinal-ruído (SNR) do sinal transmitido. Os autores propõem uma forma de solucionar o problema por meio do uso de filtragem assimétrica. Esse método se aproveita do *red-shift* apresentado pelos pulsos transmitidos sob influência do *chirp*. A implementação de uma filtragem assimétrica resulta em uma melhora visível na SNR e BER do sinal [78].

Parâmetro	Valor
Responsividade	0,7 A/W
Largura de banda efetiva do ruído	7,5 GHz
Corrente de escuro	10 nA
Densidade de potência térmica	$0,75 \times 10^{-21}$ W/Hz

Tabela 10 – Parâmetros de simulação do fotodetector PIN implementado.

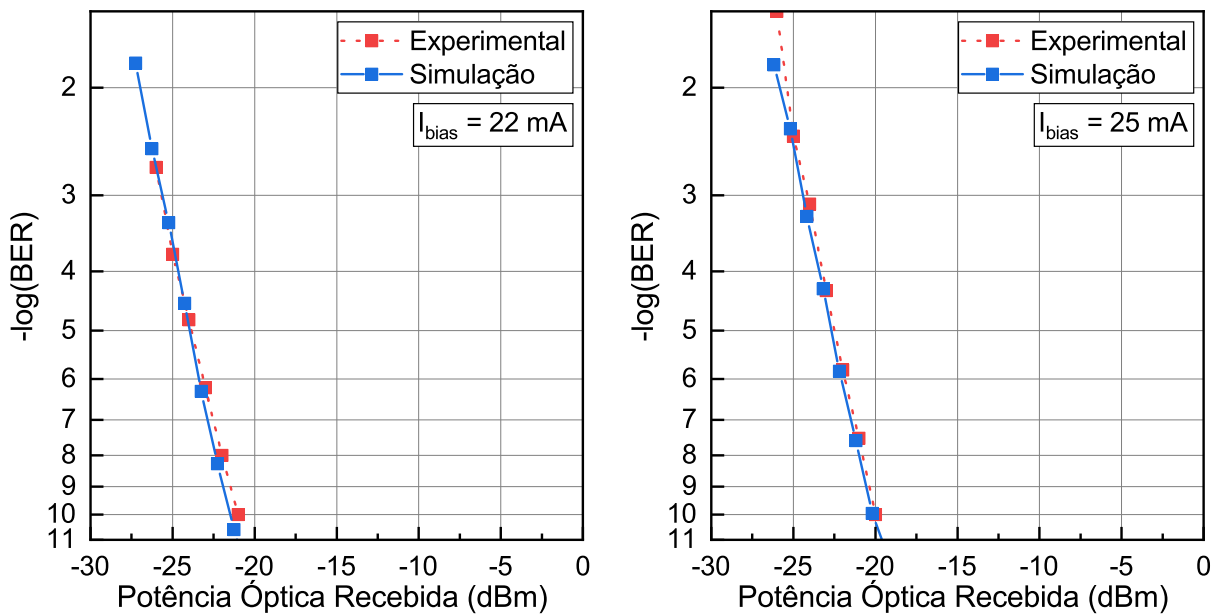


Figura 35 – Validação do resultado de simulação das curvas de BER, comparando teoria e experimento para o MEMS-VCSSEL modulado diretamente, com comprimento de onda central de 1550 nm e correntes de polarização de 22 mA e 25 mA, respectivamente.

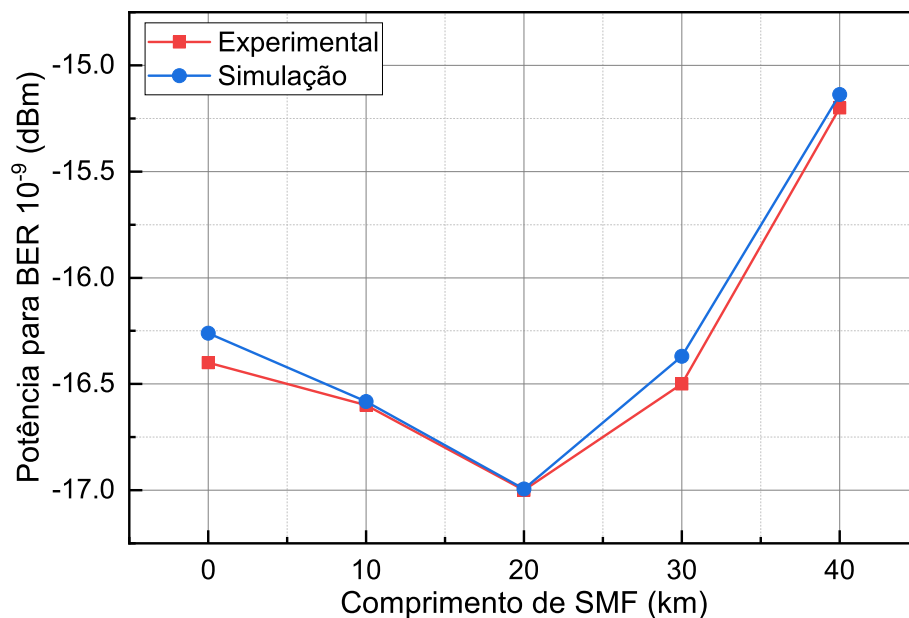


Figura 36 – Validação da potência recebida para obter uma BER de  $10^{-9}$  em função do comprimento do trecho de SMF em que a transmissão é feita. O MEMS-VCSSEL é modulado diretamente, com comprimento de onda central de 1550 nm. Foram utilizada uma DCF com o equivalente a 40 km de compensação de dispersão de uma SMF e um comprimento variável de fibra monomodo. Experimento reproduzido de [53].

Uma simulação buscando reproduzir os resultados experimentais de Gatto [78] foi realizada por nós no Optisystem. O software é capaz de determinar o *chirp* do MEMS-VCSEL simulado e isso permite examinar detalhadamente seu efeito no sinal. Um dos testes possíveis consiste em modular o sinal a uma taxa de bits baixa e observar como os bits 0 e 1 se comportam isoladamente. O resultado é ilustrado na Figura 37. Nela, é possível notar o *chirp* de cada bit em relação ao comprimento de onda central.

Partindo para um cenário de modulação direta com taxa de transmissão de 10 Gbps, é possível notar que há alteração no *chirp* do VCSEL segundo a variação na potência do sinal. Este comportamento está apresentado na Figura 38. O *chirp* verificado explica o resultado mostrado na Figura 36, pois age de forma a intensificar os efeitos deletérios da fibra no sinal transmitido.

Os resultados experimentais do trabalho de Gatto e colaboradores [78] mostram uma queda acentuada na SNR em uma faixa de frequência entre 3 GHz e 7 GHz ao se utilizar filtros simétricos na transmissão. O uso de filtros assimétricos leva a níveis similares ao observado em transmissão *back-to-back* [78].

A técnica de filtragem simétrica é útil em modulação direta, mas é limitada, uma vez que seria necessário ajustar a resposta do filtro dependendo de fatores como taxa de bits e transmissão de sinal ARoF ou banda-base. Assim, definir um filtro simétrico convencional, centrado no comprimento de onda de transmissão, e empregar um compensador de dispersão é o melhor caminho para mitigar o efeito do *chirp*. No entanto, o *chirp* se mantém como um fator importante para a qualidade do sinal, principalmente em casos de transmissão de ARoF em alta frequência e taxa elevada de bits, uma vez que o sinal é mais susceptível ao efeito de dispersão. Uma solução é o uso de moduladores externos, os quais, no entanto, adicionam um custo extra ao sistema.

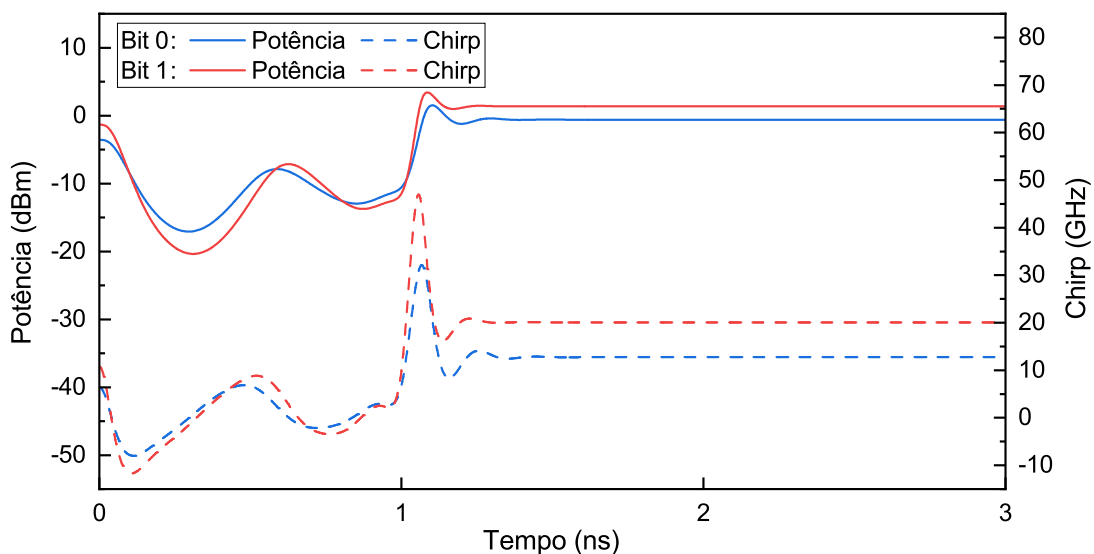


Figura 37 – Efeito do *chirp* nos bits 0 e 1 em modulação direta no MEMS-VCSEL.

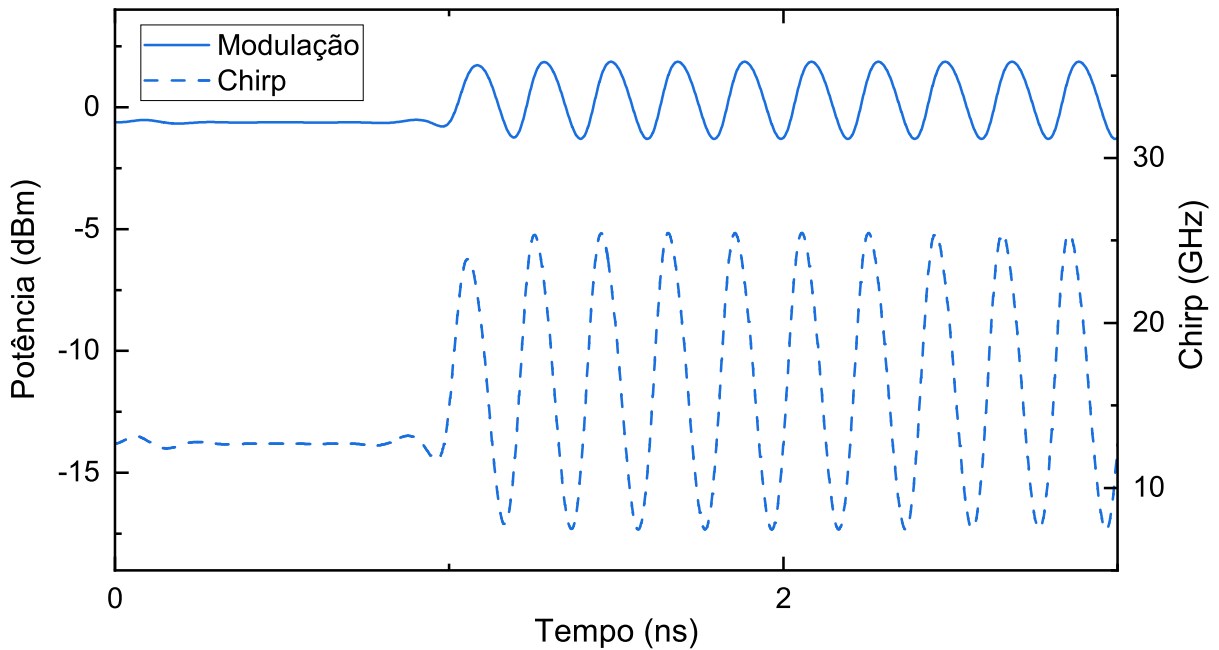


Figura 38 – Efeito do *chirp* no MEMS-VCSEL em modulação direta.

### 3.4 Modulador externo EAM

Um dos passos do trabalho desta dissertação foi implementar um modelo computacional para o modulador externo para transmissão de sinais ARoF em ondas milimétricas, de forma a permitir avaliar a performance do sistema de auto-alimentação na transmissão em frequências já licenciadas para uso no 5G, como 26 GHz. O modulador é um dispositivo do tipo EAM configurado com base na literatura [54] e integrado ao RSOA. Devido às limitações do software Optisystem, não é possível configurar um único dispositivo integrado. Sendo assim, o transmissor é tratado como dois dispositivos independentes.

O processo de modelagem do EAM é simples e requer apenas a extração dos pontos das curvas de absorção e do parâmetro  $\alpha$  em função da tensão de polarização do modulador. A Figura 39 apresenta a curva gerada após a extração dos pontos e introduzida no software Optisystem.

Finalizada a etapa de validação dos modelos computacionais dos dispositivos, é possível utilizá-los de maneira confiável em sistemas diferentes das referências experimentais. O Capítulo 4 apresenta resultados comparando a transmissão em modulação direta e modulação externa nos sistemas baseados em VCSEL e auto-alimentação.



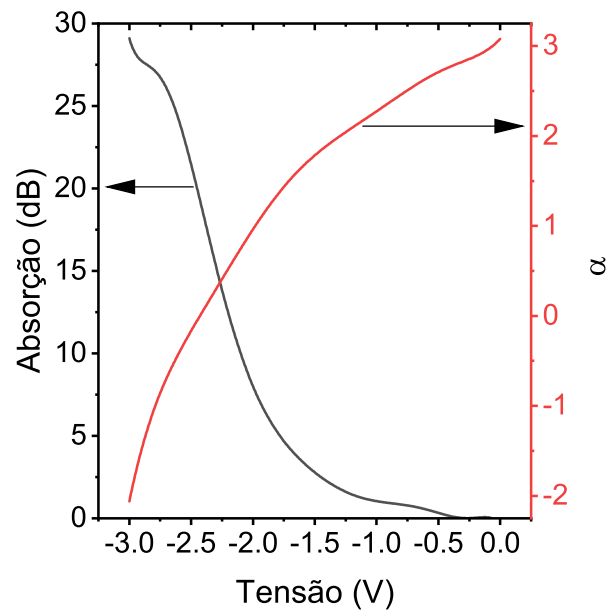


Figura 39 – Curva de caracterização do EAM implementado experimentalmente por [54].

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O objetivo deste capítulo é investigar as topologias de transmissão baseadas em auto-alimentação e MEMS-VCSEL em ambiente de simulação e analisar os resultados obtidos. As configurações dos componentes utilizados nas simulações são as mesmas que foram validadas no Capítulo 3. São estudados dois tipos de transmissão: sinais em banda-base e em rádio-sobre-fibra analógico. Os cenários explorados envolvem transmissões com arranjo *back-to-back* e por meio de um trecho de fibra óptica, com e sem compensação de dispersão cromática.

A fibra óptica monomodo implementada é o modelo Corning SMF-28 Ultra [95], com atenuação de 0,18 dB/km e dispersão cromática de 18 ps/(nm×km) no comprimento de onda de 1550 nm. A fibra compensadora de dispersão é implementada com base no modelo Thorlabs DCF-38 [96], com atenuação de 0,265 dB/km, dispersão de -49 ps/(nm×km) e inclinação de curva de dispersão de -0,155 ps/(nm<sup>2</sup>×km) em 1550 nm. É necessário um trecho de aproximadamente 7,34 km de DCF para compensar 20 km de SMF-28 Ultra.

### 4.1 Banda-base

A topologia de banda-base simulada é configurada utilizando modulação direta, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e 10 Gbps, no caso do MEMS-VCSEL. O objetivo é avaliar as limitações das topologias em termos de BER utilizando modulação direta e caracterizar os limites dos sistemas na transmissão de dados de descida e subida. A Tabela 11 apresenta as configurações simuladas nesta seção.

#### 4.1.1 Auto-alimentação

A topologia de auto-alimentação foi simulada nesta seção com uma taxa de transmissão de 1,25 Gbps. A limitação na taxa de transmissão ocorre devido à resposta em frequência do RSOA utilizado e é amplamente discutida nos trabalhos de Duarte [45] e Celino [43]. Essa limitação é considerada um fator importante na escolha do transmissor, uma vez que a adição de um modulador externo aumenta o custo e complexidade do sistema.

Topologia	Tipo de modulação	Taxa de bits
Auto-alimentação	Modulação Direta	1,25 Gbps
MEMS-VCSEL	Modulação Direta	1,25 Gbps
		10 Gbps

Tabela 11 – Configurações simuladas das topologias baseadas em auto-alimentação e MEMS-VCSEL, para a transmissão de sinais em banda-base.

Como discutido anteriormente, a seleção do RSOA foi feita com base na disponibilidade de dados que permitam validar um modelo computacional confiável. Devido ao elevado esforço computacional envolvido, o comprimento da sequência transmitida é de 256 bits e o número de amostras por bits é 8192, tanto para a descida como a subida. Esses valores foram incrementados progressivamente durante a validação da simulação até atingir o utilizado nesta seção. Valores maiores aumentam exponencialmente o tempo de simulação devido à complexidade do modelo computacional da auto-alimentação. Foram utilizados os resultados de 20 iterações de simulação em cada situação para compensar o tamanho reduzido de sequência.

#### 4.1.1.1 Descida

A topologia montada no software OptiSystem para a simulação da transmissão do sinal de descida é apresentada pela Figura 40. Ambos os RSOAs utilizados na topologia trabalham na região de saturação, com uma corrente de polarização de 125 mA para maximizar o apagamento dos dados previamente inseridos na portadora. A potência de saída do transmissor de auto-alimentação é de aproximadamente -10,5 dBm, medida na saída do circulador óptico. Nesta configuração, a largura de linha obtida é de aproximadamente 7 GHz.

Nesta topologia, o AWG possui um perfil de filtro óptico passa-faixa do tipo *flat-top*, com largura de banda de 0,7 nm e perda de inserção de 3,5 dB. Os circuladores ópticos apresentam perda de inserção de 0,6 dB. Um dos trabalhos publicados pelo autor desta dissertação [48] demonstra a vantagem do filtro *flat-top* em relação a outras opções no contexto de transmissão de sinais ARoF. Para esta simulação, foi pressuposto que a vantagem do filtro se mantém na geração e transmissão de sinais em banda-base.

A Tabela 12 apresenta a potência recebida em cada configuração utilizada e a Figura 41 apresenta os diagramas de olho do sinal de descida nesta mesma potência para suas respectivas configurações. É possível observar que há uma diferença ao comparar o *back-to-back* com as outras transmissões devido à redução da potência recebida. Há também uma suave distorção no resultado obtido para a transmissão sem compensação de dispersão.

Um atenuador óptico ideal foi adicionado na recepção para realizar a varredura

Configuração	Potência medida
<i>Back-to-back</i>	-17,57 dBm
SMF	-21,17 dBm
SMF + DCF	-23,12 dBm

Tabela 12 – Potência óptica medida no fotodetector PIN para o sinal de descida em cada configuração implementada.

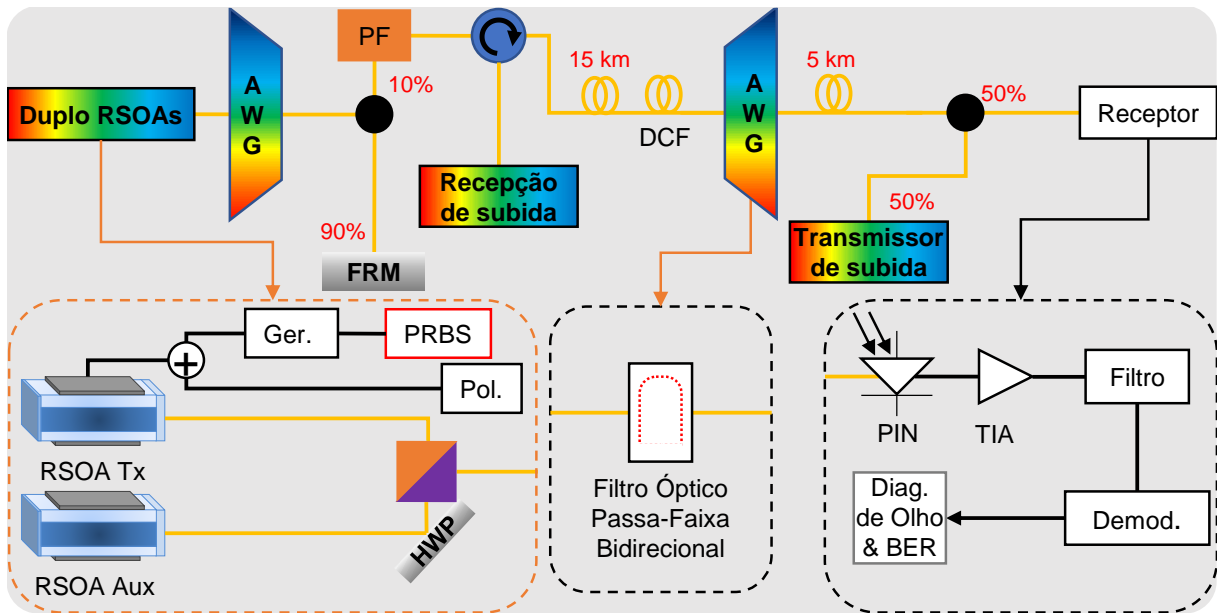


Figura 40 – Topologia de transmissão do sinal de descida utilizando auto-alimentação. A portadora é modulada diretamente pelo RSOA Tx e transmitidos em direção ao receptor utilizando configurações *back-to-back* e por meio de fibra óptica, com ou sem compensação de dispersão. A Figura apresenta a configuração que conta com SMF e compensação de dispersão. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,7 nm; FRM - *Farady rotator mirror*; PF - Filtro de polarização; DCF - Fibra compensadora de dispersão; Ger. - Gerador de pulsos; PRBS - Gerador de sequência pseudoaleatória de bits; Pol. - Corrente de polarização; HWP - Placa de meia-onda; PIN - Fotodiodo PIN; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; BER - Taxa de erro de bit.

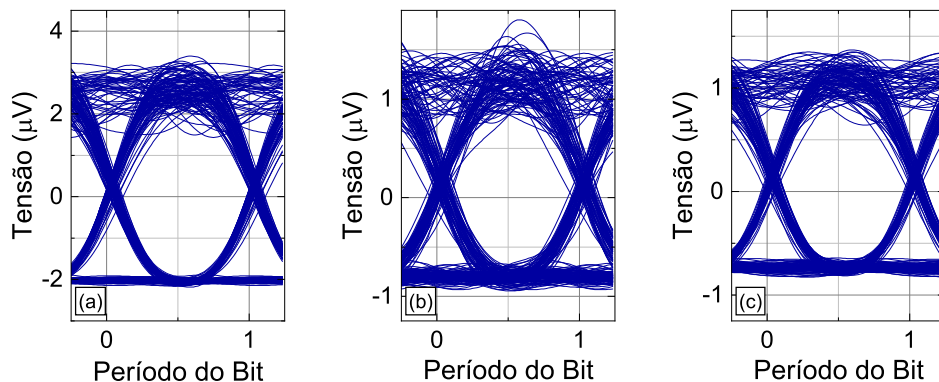


Figura 41 – Diagramas de olho obtidos nas configurações de auto-alimentação com modulação direta de dados de descida e taxa de 1,25 Gbps. (a) *back-to-back*; (b) SMF; (c) SMF com compensação de dispersão. Diagramas obtidos para as potências recebidas listadas na Tabela 12.

de potência do sinal e obter uma curva de BER em função da potência detectada. A Figura 42 apresenta a curva com limites inferior e superior de  $BER = 10^{-12}$  e  $BER = 10^{-3}$ , respectivamente. Um sinal com nível de BER menor que  $10^{-12}$  pode ser considerado livre de erros. Tipicamente é possível recuperar os dados de um sinal com  $BER = 10^{-3}$  por meio do uso de códigos de correção de erros (FEC), no entanto, existem técnicas avançadas capazes de corrigir dados de sinais com  $BER = 10^{-2}$  [97].

A Figura 42 mostra o impacto que a transmissão de dados sem compensação de dispersão causa no sinal, que atinge o limite superior da BER com uma diferença de 2 dB em relação aos resultados sem os efeitos da dispersão. Nesta mesma figura, o desempenho da transmissão *back-to-back* é inferior àquela que utiliza um trecho de fibra óptica e compensação de dispersão. Embora isso ocorra nas simulações, não há sentido físico e a causa pode ser associada a imprecisões nos métodos computacionais utilizados pelo software em uma simulação que inclui diversos componentes. No entanto, a proximidade dos resultados permite concluir que há um desempenho similar entre ambos os casos.

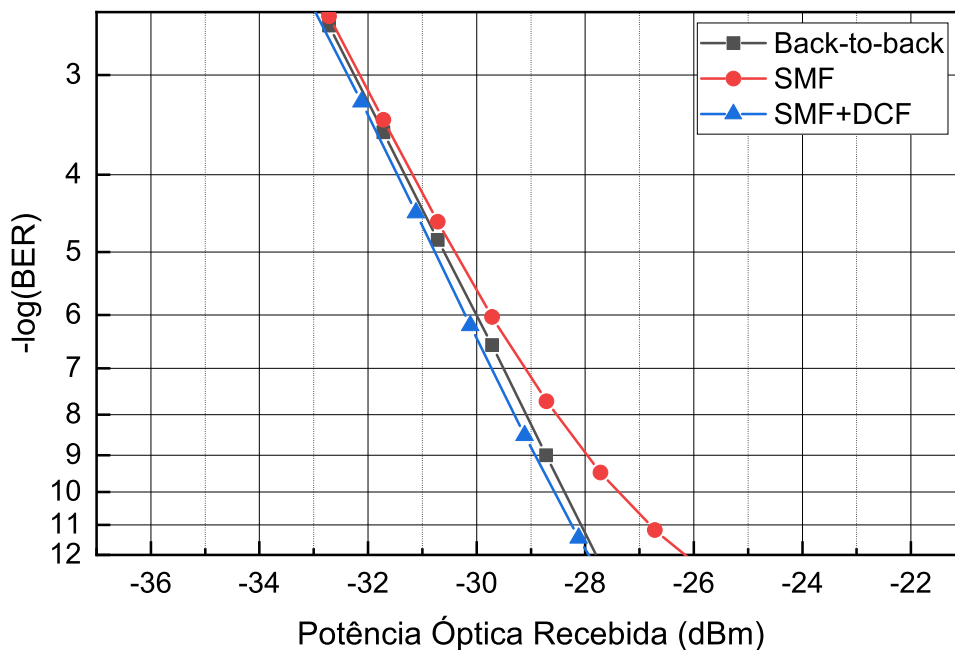


Figura 42 – Dependência da BER com a potência óptica recebida. Transmissão de sinal de descida na topologia de auto-alimentação e taxa de transmissão de 1,25 Gbps. Em preto é apresentada a configuração *back-to-back*, em vermelho utilizando apenas SMF e em azul com a adição de compensação de dispersão por meio de uma DCF.

A Tabela 13 apresenta a margem de potência levando em consideração a transmissão com fibra óptica e compensação de dispersão. O cálculo para a margem sem o uso de FEC é feito em relação ao ponto em que o sistema atinge o limite de  $BER = 10^{-12}$ , ou seja, pode ser considerado livre de erros sem a aplicação da correção de erros. A margem para o uso de FEC considera a  $BER = 10^{-3}$  como referência para o cálculo.

Taxa de bits	Margem de potência	
	Sem FEC	Com FEC
1,25 Gbps	4,9 dB	9,4 dB

Tabela 13 – Margem de potência para a transmissão de dados de descida em banda-base utilizando o esquema de auto-alimentação. A topologia com um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo e compensação de dispersão por meio de DCF foi selecionada para o cálculo.

#### 4.1.1.2 Subida

A topologia de transmissão de sinal de subida utiliza um par de RSOAs, responsável por apagar os dados de descida e remodular a portadora óptica. Os RSOAs Aux e TX são polarizados com uma corrente de 100 mA e 125 mA respectivamente a fim de maximizar o apagamento dos dados de subida. Nesta configuração, a potência de saída do transmissor depende do nível da entrada.

A Figura 43 ilustra a configuração utilizada. O divisor de potência é configurado para que metade da potência do sinal seja transmitida ao receptor de descida e a outra metade ao esquema de apagamento e remodulação. A configuração dos divisores de potência de 50%/50% e 60%/40% foi selecionada para otimizar a potência de incidência no RSOA Aux enquanto assegura um nível de potência adequado na recepção do sinal de descida.

A baixa sensibilidade da BER com a redução da relação sinal-ruído na detecção dos dados de descida permitiu direcionar 50% da potência para o esquema de apagamento e remodulação da portadora, diferente do valor de 10% utilizado por Celino [43]. É importante garantir que o RSOA Aux receba uma potência suficiente para operar na região de saturação para que, em conjunto com o RSOA Tx, seja capaz de suprimir a razão de extinção do sinal de descida.

O circulador óptico garante que o sinal de saída da porta de 60% do divisor de potência seja transmitido para o RSOA Aux e posteriormente ao RSOA Tx. O sinal de subida retorna pela porta de 40%, entra pela porta de 50% do próximo divisor de potência e é transmitido em direção ao detector de sinais de subida. O filtro passa-faixa de formato *flat-top* e largura de banda 0,25 nm possui uma perda por inserção de 3,5 dB. Ele é posicionado em conjunto com o RSOA Aux com o intuito de filtrar a ASE gerada, a qual impacta negativamente o processo de apagamento dos dados e reutilização de portadora.

A maior desvantagem da topologia apresentada na Figura 43 é a perda de 40% da potência do sinal no segundo divisor de potência. No entanto, de acordo com Celino [85], a escolha desta configuração foi feita considerando o custo do uso de um segundo circulador óptico e das perdas envolvidas utilizando esquemas alternativos.

Independente do esquema escolhido, a potência incidente no RSOA Aux é reduzida em comparação com a detectada pelo receptor de descida. Esse detalhe é importante pois,

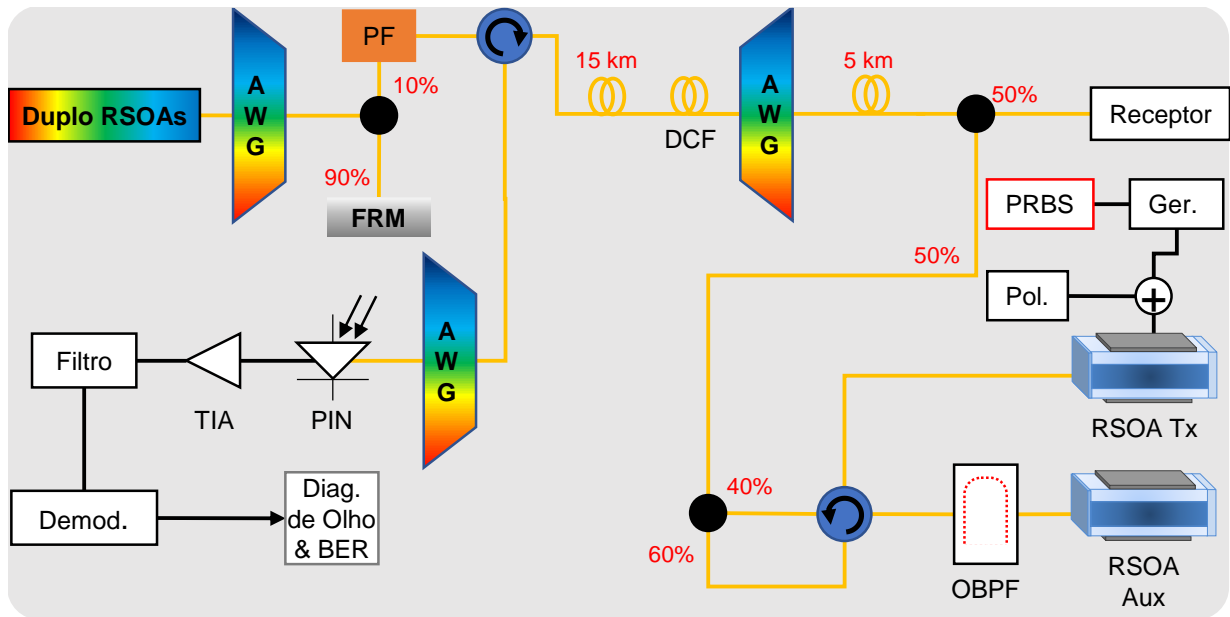


Figura 43 – Topologia de transmissão do sinal de subida a partir de um sinal de descida da auto-alimentação. O par de RSOAs é responsável pelo apagamento dos dados de descida e remodulação da portadora. O sinal de subida é transmitido em direção ao receptor utilizando configurações *back-to-back* e por meio de fibra óptica, com ou sem compensação de dispersão. A Figura apresenta a configuração que conta com SMF e compensação de dispersão. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,7 nm; FRM - *Farady rotator mirror*; PF - Filtro de polarização; DCF - Fibra compensadora de dispersão; Ger. - Gerador de pulsos; PRBS - Gerador de sequência pseudoaleatória de bits; Pol. - Corrente de polarização; OBPF - Filtro passa-faixa com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,25; PIN - Fotodiodo PIN; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; BER - Taxa de erro de bit.

como apresentado pela Figura 17 no Capítulo 2, a intensidade do apagamento e inserção dos dados de subida são relacionados com o nível de potência do sinal recebido pelo RSOA Aux.

Assim, ajustar a configuração dos divisores de potência é um passo essencial neste trabalho, para garantir desempenho adequado para o sinal de subida sem causar um grande impacto na recepção da descida. A Tabela 14 apresenta a potência que atinge o RSOA Aux em cada configuração implementada, a potência de saída do transmissor e a detectada pelo receptor de subida.

A Figura 44 ilustra os diagramas de olho obtidos nas simulações para sinais com potência recebida observada na Tabela 14. Todos os diagramas apresentam resultados sem distorção, uma vez que a potência recebida no RSOA Aux de suas respectivas configurações é suficiente para que o apagamento dos dados de descida ocorra.

Configuração	Potência no RSOA Aux	Potência no RSOA TX	Potência no receptor de subida
<i>Back-to-back</i>	-29,5 dBm	0,73 dBm	-12,71 dBm
SMF	-33,10 dBm	0,61 dBm	-16,31 dBm
SMF + DCF	-35,05 dBm	0,58 dBm	-18,26 dBm

Tabela 14 – Potência óptica medida na entrada do RSOA Aux, na saída do RSOA TX e no fotodetector PIN de subida nas configurações de interesse.

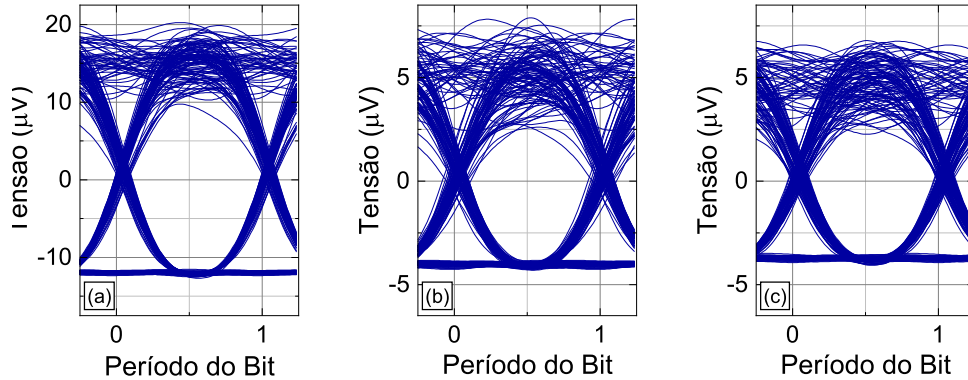


Figura 44 – Diagramas de olho obtidos nas configurações de auto-alimentação com modulação direta de dados de subida e taxa de 1,25 Gbps. (a) *back-to-back*; (b) SMF; (c) SMF com compensação de dispersão. Diagramas obtidos nas suas respectivas potências recebidas apresentadas pela Tabela 14.

A Figura 45 apresenta a varredura da BER em função da potência recebida no detector de subida para as condições discutidas. Nesta configuração, o caso *back-to-back* apresenta o melhor resultado, enquanto a transmissão pela fibra tem sua performance limitada pela intensidade do apagamento óptico. Diferente do que ocorreu na seção anterior, há uma aproximação entre os resultados para transmissão através de fibra óptica com e sem compensação de dispersão. Isso mostra que, neste caso, a BER está limitada pela intensidade do apagamento de dados devido à potência de entrada no RSOA Aux e reforça a interpretação apresentada no Capítulo 2.

Uma das soluções para incrementar a eficiência do apagamento é reduzir as perdas no sistema. Entre as opções possíveis, estão a redução do comprimento do enlace de fibra e mudança dos RSOAs, selecionando dispositivos com maior capacidade de amplificação e apagamento óptico, conforme discutido no Capítulo 2.



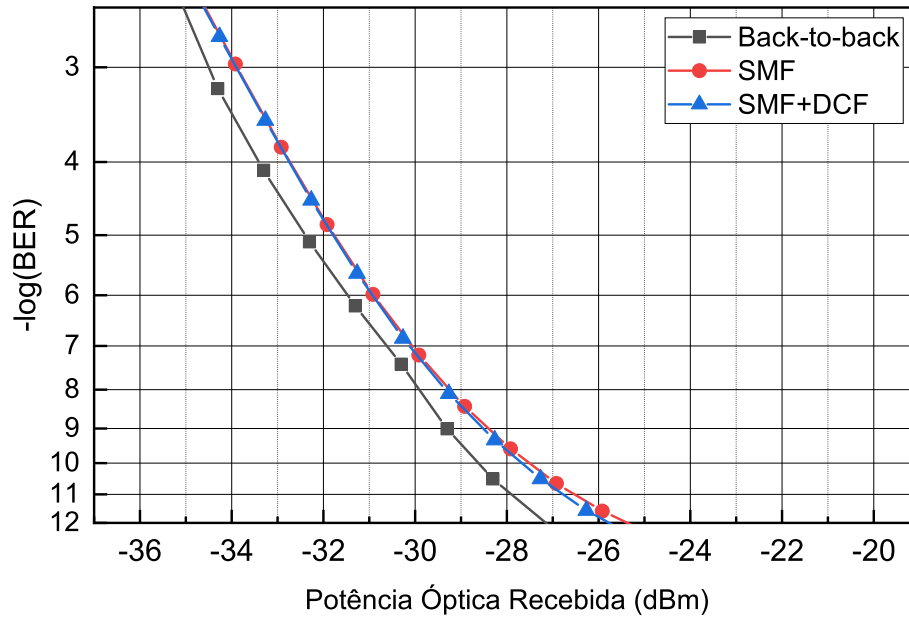


Figura 45 – Dependência da BER com a potência óptica recebida para as configurações estudadas na topologia de auto-alimentação transmitindo um sinal de subida de 1,25 Gbps e modulação direta.

#### 4.1.2 MEMS-VCSEL

O MEMS-VCSEL, como demonstrado no Capítulo 3, é capaz de transmitir sinais com uma taxa que chega a 10 Gbps em modulação direta. Essa é uma vantagem em comparação com a topologia de auto-alimentação.

O comprimento da sequência transmitida é de 2048 bits e o número de amostras por bits é 512. Valores maiores aumentam o exponencialmente o tempo de simulação. Como alternativa, foram utilizados os resultados de 20 iterações de simulação como forma de aumentar a sequência medida. Esses parâmetros foram utilizados nas simulações de descida e subida.

##### 4.1.2.1 Descida

A Figura 46 apresenta a topologia investigada nas simulações utilizando o MEMS-VCSEL. A diferença em relação à auto-alimentação está no transmissor utilizado e no perfil de filtragem do AWG, que é do tipo *flat-top* com largura de banda de 0,6 nm e perda de inserção de 3,5 dB. O perfil de filtragem foi alterado pois o desempenho do VCSEL não depende do tipo de AWG utilizado e o estreitamento do filtro permite que mais canais sejam transmitidos no sistema. Além das mudanças apresentadas, o restante da topologia é mantido o mesmo, para garantir a comparação entre os dois sistemas em condições semelhantes. O MEMS-VCSEL é alimentado com uma corrente de polarização de 25 mA e transmite sinais com potência de 1,33 dBm, medida na saída do transmissor. Nesta configuração, a largura de linha obtida é de aproximadamente 46 MHz.

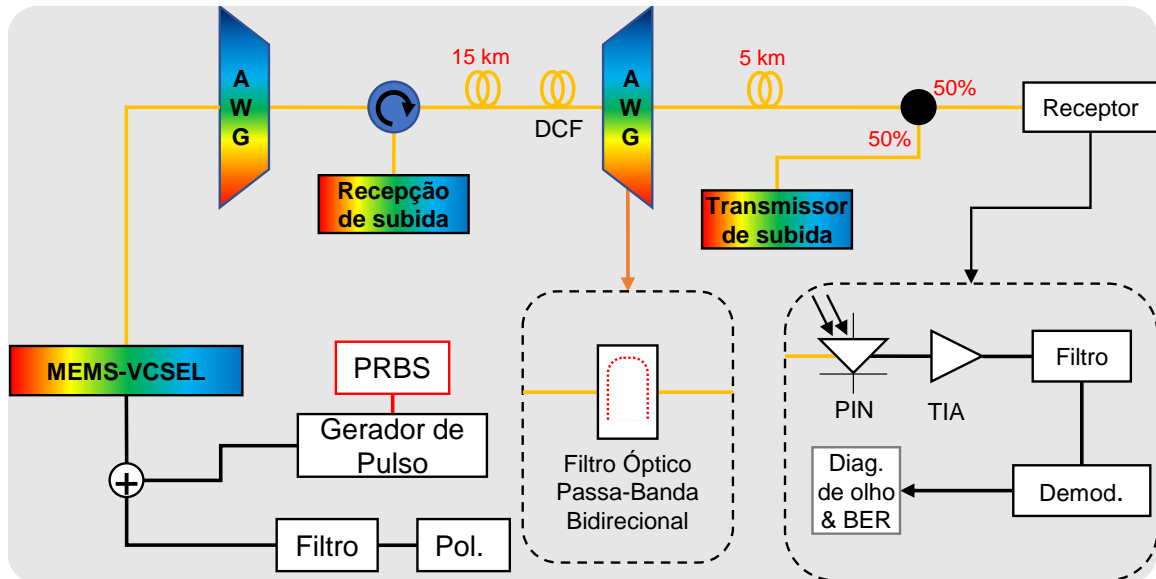


Figura 46 – Topologia de transmissão do sinal de descida utilizando um MEMS-VCSEL. A portadora é modulada diretamente e os dados são transmitidos em direção ao receptor utilizando configurações *back-to-back* e por meio de fibra óptica, com ou sem compensação de dispersão. A Figura apresenta a configuração que conta com SMF e DCF. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,6 nm; PRBS - Gerador de sequência pseudoaleatória de bits; Pol. - Corrente de polarização; PIN - Fotodiodo PIN; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; BER - Taxa de erro de bit.

A Tabela 15 apresenta a potência recebida pelo detector de sinais de descida nas configurações simuladas. Os valores de potência recebida são todos superiores aos apresentados na topologia de auto-alimentação. A principal razão disso é que o sistema de MEMS-VCSEL não conta com um divisor de potência de 90/10% na OLT para manter o processo de auto-alimentação, logo, a potência lançada por canal na fibra é maior. Conseqüentemente, o transmissor de subida recebe um sinal com maior potência e o impacto disso pode ser percebido no apagamento dos dados de descida. A seção seguinte apresenta os resultados das transmissões de dados de subida.

Os diagramas de olho apresentados pelas Figuras 47 e 48 foram obtidos nas potências de detecção listadas na Tabela 15 para suas respectivas configurações e mostram as diferenças entre as taxas de transmissão de 1,25 Gbps e 10 Gbps. A transmissão de

Configuração	Potência medida
Back-to-back	-9,07 dBm
SMF	-12,66 dBm
SMF + DCF	-14,60 dBm

Tabela 15 – Potência óptica medida no fotodetector PIN de descida para as configurações estudadas.

10 Gbps é mais sensível à dispersão cromática, evidenciado pelas distorções no diagrama de olho ao comparar as Figuras 47(b) e 48(b). O sinal de 10 Gbps sem compensação de dispersão, apresentado pela Figura 48(b), apresenta uma BER =  $10^{-8}$  e requer o uso de FEC para a detecção livre de erros.

A varredura da BER obtida em função da potência detectada pelo receptor de descida é feita de maneira similar à auto-alimentação, através do uso de um atenuador óptico ideal. São considerados os mesmos limites de BER =  $10^{-12}$  para detecção livre de erros e BER =  $10^{-3}$  para limite do uso de FEC.

A Figura 49 apresenta a curva obtida para a transmissão de sinais com taxa de 1,25 Gbps. O impacto da dispersão cromática na transmissão é imperceptível devido a fatores como a baixa largura de linha do sinal transmitido pelo MEMS-VCSEL e a distância curta de transmissão através de fibra óptica. Os diagramas de olho da Figura 47 mostram que não há indícios de distorção no sinal, conforme seria esperado devido à dispersão cromática.

A Figura 50 mostra uma das vantagens do VCSEL em relação à auto-alimentação, uma vez que o VCSEL permite modulação direta a uma taxa de 10 Gbps. No entanto, neste caso é necessário implementar um código corretor de erros para a transmissão sem a compensação de dispersão, uma vez que o menor valor de BER atingido é  $10^{-8}$ . Assim como também foi mostrado pela Figura 48(b), o aumento da taxa de bits resulta em uma maior sensibilidade à dispersão cromática, que é somada ao efeito de *chirp* presente na onda emitida pelo MEMS-VCSEL. Como esperado, o desempenho é superior para as transmissões *back-to-back* e com compensação de dispersão. Nelas, não há a necessidade do uso FEC para uma potência recebida acima de -21 dBm.

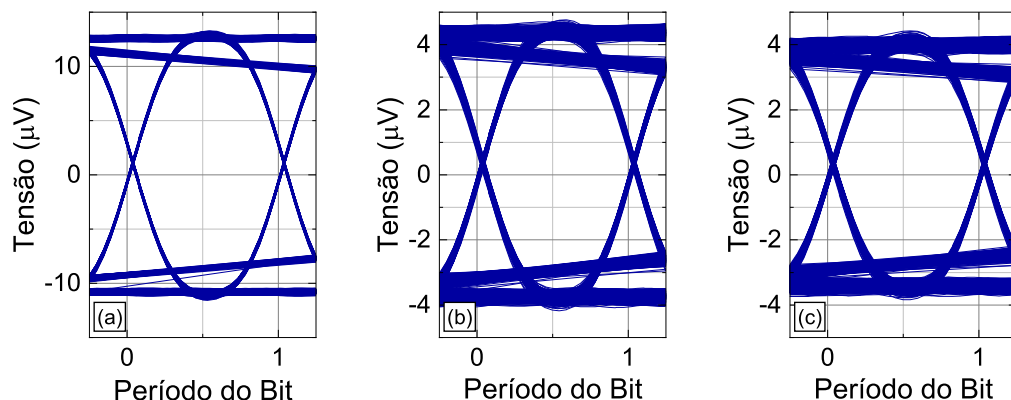


Figura 47 – Diagramas de olho obtidos para as configurações de transmissão de dados de descida e taxa de 1,25 Gbps utilizando o MEMS-VCSEL como transmissor. (a) Transmissão em configuração *back-to-back*; (b) Transmissão em SMF; (c) SMF e DCF. A potência de detecção para cada configuração é apresentada pela Tabela 15

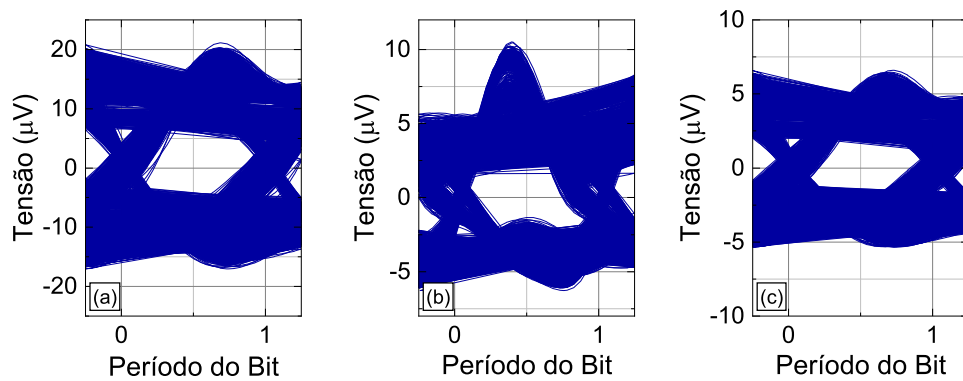


Figura 48 – Diagramas de olho obtidos para as configurações de transmissão de dados de descida e taxa de 10 Gbps utilizando o MEMS-VCSEL como transmissor. (a) Transmissão em configuração *back-to-back*; (b) Transmissão em SMF; (c) SMF e DCF. A potência de detecção para cada configuração é apresentada pela Tabela 15

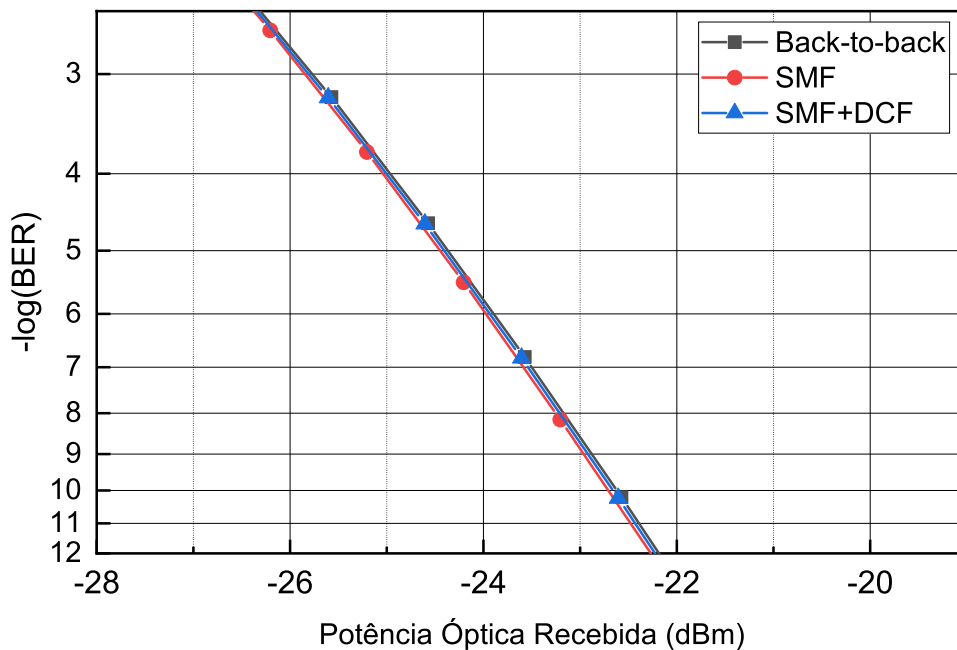


Figura 49 – Relação entre a BER e a potência recebida para as configurações de interesse na topologia baseada em MEMS-VCSEL transmitindo um sinal de descida de 1,25 Gbps e modulação direta.

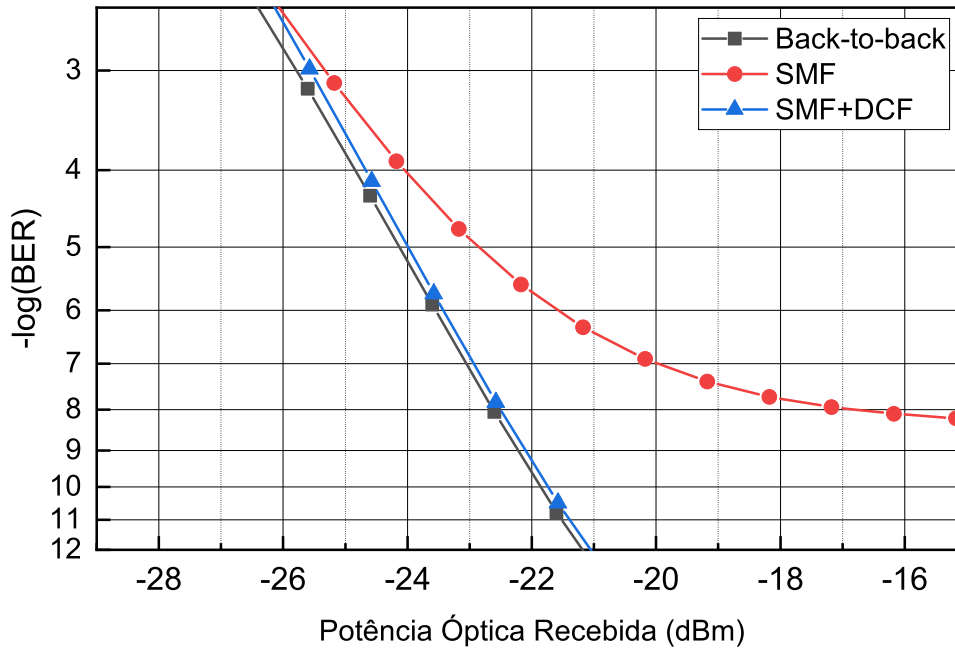


Figura 50 – Relação entre a BER e a potência recebida para as configurações de interesse na topologia baseada em MEMS-VCSEL transmitindo um sinal de descida de 10 Gbps e modulação direta.

A Tabela 16 apresenta a margem de potência para a transmissão do sinal de descida com taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps. O cálculo é feito considerando os limites para operação com e sem FEC na transmissão por meio de um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo, com compensação de dispersão cromática.

#### 4.1.2.2 Subida

A topologia de subida é a mesma utilizada na auto-alimentação e está representada na Figura 51. Como são empregados os mesmos RSOAs modelados por [43], há também o uso do mesmo fotodetector PIN na OLT, a fim de manter compatibilidade com a validação do trabalho de Celino [43]. Tendo em vista a limitação da resposta em frequência do RSOA, são apresentados resultados apenas para transmissão de subida de 1,25 Gbps. O RSOA Aux é polarizado com uma corrente de 75 mA a fim de operar fora da região de saturação e amplificar o sinal de entrada, enquanto o RSOA TX é polarizado com uma corrente de

Taxa de bits	Margem de potência	
	Sem FEC	Com FEC
1,25 Gbps	7,5 dB	11,1 dB
10 Gbps	6,5 dB	10,1 dB

Tabela 16 – Margem de potência para a transmissão de dados de descida utilizando um MEMS-VCSEL. A topologia com um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo e compensação de dispersão por uma DCF foi selecionada para o cálculo.

125 mA, já na região de saturação e é responsável pelo apagamento dos dados de descida.

Assim como na auto-alimentação, a intensidade do apagamento feito pelo transmissor de subida e sua potência de saída depende do nível da entrada. Por isso também é necessário considerar a configuração dos divisores de potência. O divisor de potência que é colocado entre o receptor de sinal de descida e transmissor de subida também emprega a divisão de 50%/50%. O motivo da escolha está na maior sensibilidade da BER com a redução da SNR para o sinal do MEMS-VCSEL, o que requer que o detector de descida receba uma potência maior para evitar os efeitos deletérios do ruído.

A Tabela 17 apresenta a potência recebida pelo RSOA Aux, a transmitida após o processo de apagamento e reinserção de dados e, por último, a detectada pelo receptor do sinal de subida, no lado da OLT.

Os diagramas de olho apresentados pela Figura 52 foram extraídos da simulação do sinal de subida, com as potências de detecção listadas na Tabela 17. Todos os diagramas de olho indicam que os dados de descida foram suficientemente apagados e não há distorções que reduzem a qualidade do sinal de subida nas três configurações implementadas.

A Tabela 17 mostra que nesta configuração, o RSOA Aux recebe uma potência maior em comparação à auto-alimentação. Isso se reflete na curva de BER em função da potência óptica detectada, apresentada pela Figura 53. Diferente da auto-alimentação, não é perceptível o impacto do apagamento e remodulação na BER obtida. Se comparado com a transmissão de dados de descida, a troca do PIN para a detecção do sinal de subida resultou em uma maior robustez da BER em função da redução da relação sinal-ruído.

A margem de potência para a transmissão de dados de subida é maior, se comparado à descida. A Tabela 18 apresenta os valores para a transmissão por um trecho de SMF com compensação de dispersão cromática.

<b>Configuração</b>	<b>Potência no RSOA Aux</b>	<b>Potência no RSOA TX</b>	<b>Potência no receptor de subida</b>
<i>Back-to-back</i>	-15,35 dBm	1,62 dBm	-10,62 dBm
SMF	-18,95 dBm	1,78 dBm	-14,22 dBm
SMF + DCF	-20,90 dBm	1,83 dBm	-16,17 dBm

Tabela 17 – Potência óptica medida na entrada do RSOA Aux, na saída do RSOA Tx e no fotodetector PIN de subida para a topologia baseada em reuso de portadora do sinal de descida de um MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps.

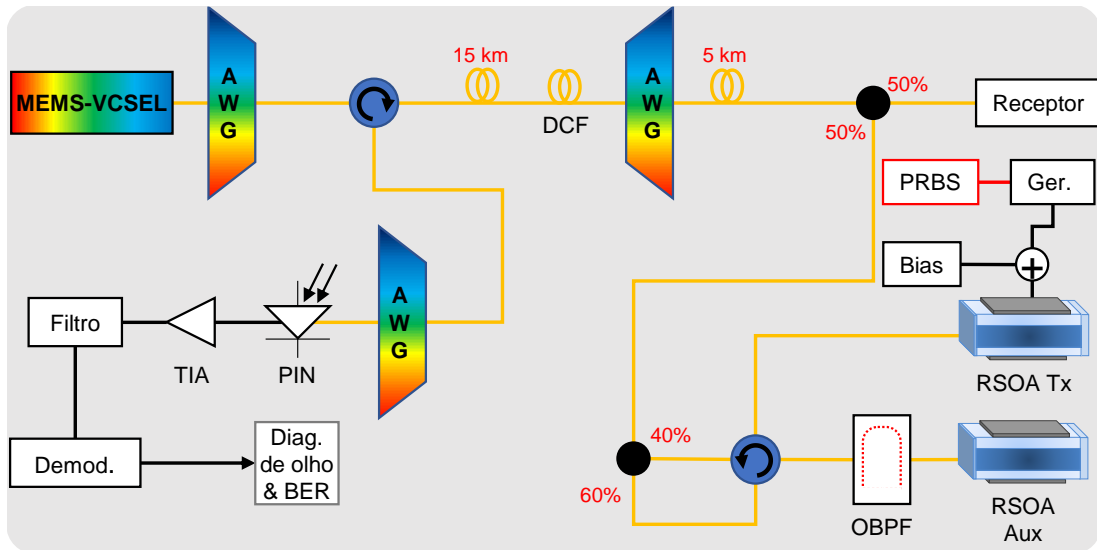


Figura 51 – Topologia de transmissão do sinal de subida a partir do sinal de um MEMS-VCSEL. O par de RSOAs é responsável pelo apagamento e reuso de portadora. O sinal de subida é transmitido em direção ao receptor utilizando configurações *back-to-back* e por meio de fibra óptica, com ou sem compensação de dispersão cromática. Esta figura apresenta a configuração que conta com SMF e compensação de dispersão com um trecho de DCF. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,6 nm; FRM - *Farady rotator mirror*; PF - Filtro de polarização; DCF - Fibra compensadora de dispersão; Ger. - Gerador de pulsos; PRBS - Gerador de sequência pseudoaleatória de bits; Pol. - Corrente de polarização; OBPF - Filtro passa-faixa com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,25 nm; PIN - Fotodiodo p-i-n; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; BER - Taxa de erro de bit.

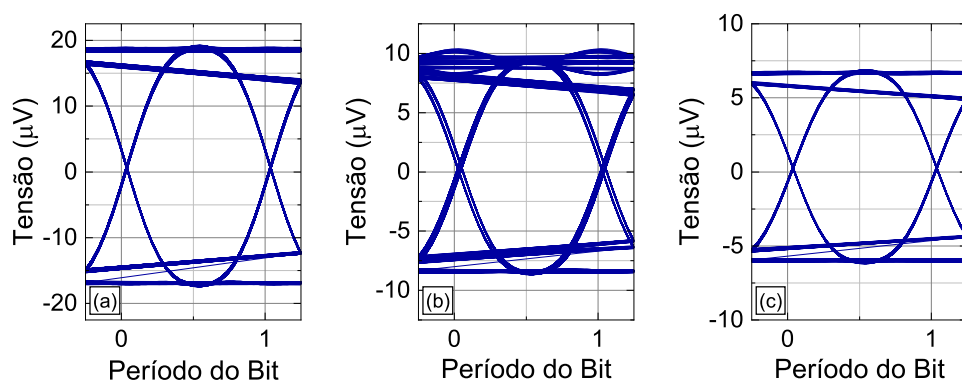


Figura 52 – Diagramas de olho extraídos dos resultados das simulações para as configurações de transmissão de dados de subida e taxa de 1,25 Gbps por meio do reuso de portadora. (a) Transmissão em configuração *back-to-back*; (b) Transmissão em SMF; (c) SMF e compensação de dispersão. Diagramas obtidos com as potências listadas na Tabela 17 em suas respectivas configurações.

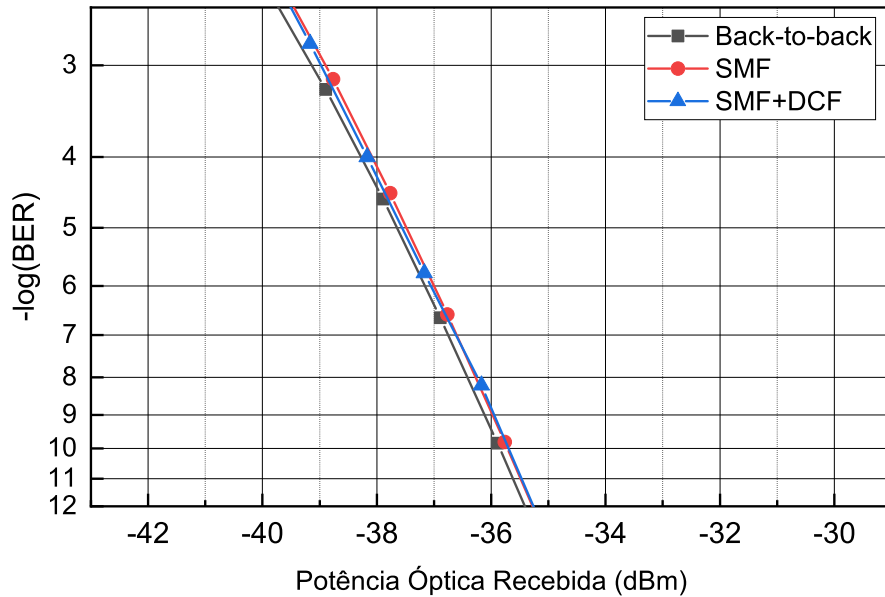


Figura 53 – Dependência da BER em função da potência óptica recebida, para a transmissão de sinal de subida da topologia baseada em reuso de portadora do sinal de descida de um MEMS-VCSEL.

Taxa de bits	Margem de potência	
	Sem FEC	Com FEC
1,25 Gbps	18,8 dB	22,3 dB

Tabela 18 – Margem de potência para a transmissão de dados de subida utilizando um MEMS-VCSEL. A topologia com um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo e compensação de dispersão foi selecionada para o cálculo.

### 4.1.3 Comparação

A comparação é feita entre as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL considerando apenas a condição de transmissão de uma taxa de 1,25 Gbps. Em relação à descida, o MEMS-VCSEL possui a vantagem de atingir a taxa de 10 Gbps em modulação direta. Na subida, ambas topologias são limitadas pela resposta em frequência do par de RSOAs selecionados.

#### 4.1.3.1 Descida

A Tabela 19 apresenta a potência recebida pelo detector de sinal de descida nas topologias estudadas e suas respectivas configurações de transmissão. Conforme esperado, é possível observar que o MEMS-VCSEL apresenta a maior potência recebida em comparação com a auto-alimentação. O divisor de potência utilizado para manter o processo de auto-alimentação é o responsável por isso. Apenas 10% da potência do sinal gerado é transmitido, enquanto os outros 90% são necessários no FRM para manter a geração da portadora óptica.



Configuração	Auto-alimentação	MEMS-VCSEL
<i>Back-to-back</i>	-17,57 dBm	-9,07 dBm
SMF	-21,17 dBm	-12,66 dBm
SMF + DCF	-23,12 dBm	-14,60 dBm

Tabela 19 – Comparação entre a potência recebida pelo detector de sinal de descida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps.

A Figura 54 apresenta o desempenho das curvas de BER em função da potência óptica recebida, para as transmissões investigadas considerando as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a taxa de transmissão de 1,25 Gbps. Nesta configuração, o sistema que emprega o VCSEL requer uma relação sinal-ruído superior para obter a mesma BER em comparação com a auto-alimentação.

No entanto, a alta dependência da BER com a relação sinal-ruído na topologia do MEMS-VCSEL pode ser atribuída às condições experimentais em que ele foi testado. Há uma falta de detalhes sobre os parâmetros de ruído do VCSEL. Por essa razão, o fotodetector PIN foi configurado de forma a representar o ruído com base nos dados experimentais disponíveis. Uma comparação direta tomando a BER em função da SNR como métrica poderia ser feita apenas se ambos os sistemas fossem caracterizados e reproduzidos nas mesmas condições.

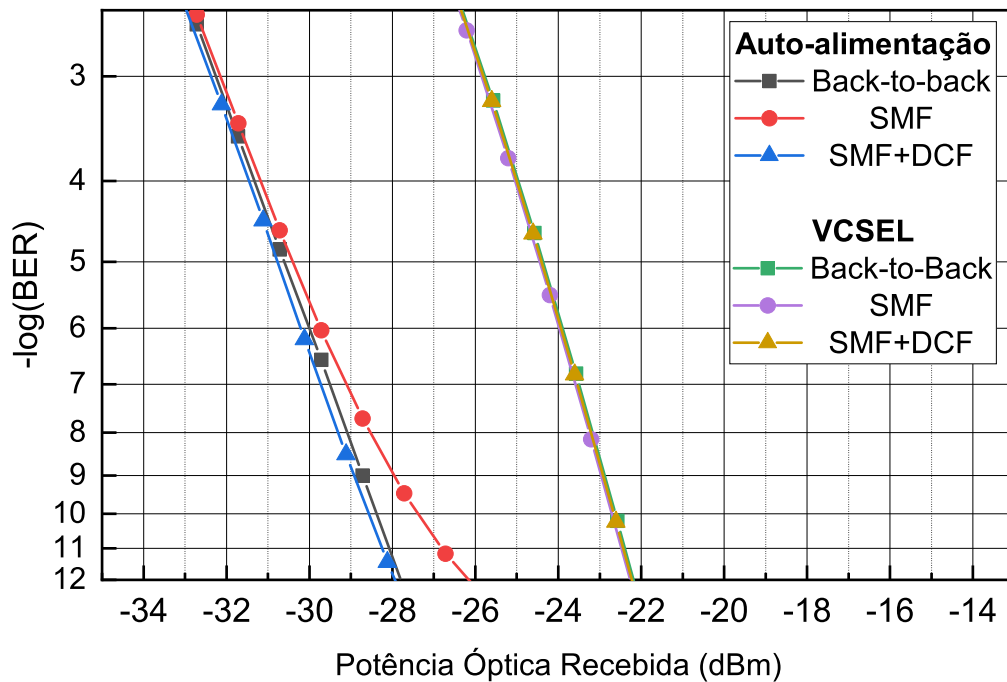


Figura 54 – Desempenho das curvas de BER em função da potência óptica recebida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de descida e taxa de 1,25 Gbps.

Um dos pontos comparáveis é a potência transmitida pelas topologias de MEMS-VCSEL e auto-alimentação. A Tabela 20 mostra que, mesmo em uma condição desfavorável, a elevada potência de transmissão do VCSEL resulta também em uma maior margem de potência com e sem o uso de FEC.

Utilizar o MEMS-VCSEL em transmissões de sinais de descida em banda-base apresenta duas outras vantagens: a primeira é possibilidade de realizar a modulação direta com uma taxa de 10 Gbps. A segunda é a maior potência recebida pela ONT, a qual impacta o apagamento dos dados de descida e remodulação da portadora durante a geração do sinal de subida.

#### 4.1.3.2 Subida

O processo de apagamento dos dados de descida e remodulação da portadora ilustra o impacto causado pela potência recebida nas topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. A principal causa da diferença entre os transmissores está no uso de um divisor de potência para manter o processo de auto-alimentação. Apenas 10% da potência do sinal chega à ONT, enquanto 90% é utilizado para manter a estabilidade da portadora óptica. Essa divisão da potência do sinal é acentuada pela presença de outros dois divisores utilizados no processo de geração do sinal de subida, mas que também estão presentes na topologia que utiliza o MEMS-VCSEL.

A Tabela 21 apresenta a comparação entre a potência recebida pelo RSOA Aux nas topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. A diferença entre elas é de até 14,15 dB e seu efeito pode ser percebido na comparação entre os resultados para as curvas de BER.

A diferença entre as topologias é menos significativa ao comparar a potência

Transmissor	Taxa de bits	Margem de potência	
		Sem FEC	Com FEC
Auto-alimentação	1,25 Gbps	4,9 dB	9,4 dB
MEMS-VCSEL		7,5 dB	11,1 dB

Tabela 20 – Margem de potência para as topologias baseadas em auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com transmissão de dados de descida. As topologias contam com um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo e compensação de dispersão por meio de um trecho de DCF.

Configuração	Auto-alimentação	MEMS-VCSEL
<i>Back-to-back</i>	-29,50 dBm	-15,35 dBm
SMF	-33,10 dBm	-18,95 dBm
SMF + DCF	-35,05 dBm	-20,90 dBm

Tabela 21 – Comparação da potência recebida pelo RSOA Aux para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps.

recebida pelo detector de sinal de subida. A Tabela 22 mostra que essa diferença chega até aproximadamente 4 dB. Isso indica que, apesar da baixa potência recebida pelo RSOA Aux na topologia de auto-alimentação, os RSOAs são capazes de amplificar o sinal de subida a um nível similar comparado ao sistema que utiliza o MEMS-VCSEL.

A Figura 55 apresenta o desempenho da BER do sinal de subida das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. O comportamento das curvas referente à topologia que utiliza o MEMS-VCSEL é diferente do observado na descida. Na subida, o VCSEL apresenta uma BER com menor sensibilidade à redução da relação sinal-ruído. O comportamento da figura é explicado pela troca do PIN utilizado para detectar o sinal de subida de ambas as topologias analisadas. Esse PIN apresenta parâmetros diferentes de ruído e sensibilidade, portanto, altera o comportamento da BER do sinal de subida do MEMS-VCSEL.

O efeito do apagamento óptico na geração do sinal de subida também pode ser percebido na Figura 55. Como observado na Tabela 21, há uma diferença de até 14 dB entre a potência recebida pelo RSOA Aux na topologia de auto-alimentação e do MEMS-VCSEL. No caso da auto-alimentação, é possível observar que o apagamento óptico impactou no formato da curva de BER, tornando-a menos linear se comparado com a recepção dos dados de descida. Ao mesmo tempo, os sinais que passaram por um trecho de fibra óptica e sofreram maior atenuação antes de serem apagados também apresentam maior sensibilidade da BER em função da redução da SNR. Esses resultados indicam que há um impacto negativo associado à performance reduzida do apagamento óptico em comparação com a topologia do MEMS-VCSEL que manteve um comportamento da BER dominado pela relação sinal-ruído.

As comparações feitas nesta seção indicam que a topologia baseada em MEMS-VCSEL não é impactada negativamente pelo esquema de apagamento e remodulação. O mesmo não pode ser dito pela auto-alimentação, em que a transmissão através de fibra óptica é suficiente para reduzir a potência que atinge o par de RSOAs na ONT e impactar a BER de subida.

O MEMS-VCSEL é capaz de transmitir dados modulados diretamente com uma taxa de 10 Gbps, mas é limitado na subida pelo par de RSOAs utilizado. A resposta em frequência limitada impede o processo de apagamento dos dados de descida e remodulação

<b>Configuração</b>	<b>Auto-alimentação</b>	<b>MEMS-VCSEL</b>
<i>Back-to-back</i>	-12,71 dBm	-10,62 dBm
SMF	-16,31 dBm	-14,22 dBm
SMF + DCF	-18,26 dBm	-16,17 dBm

Tabela 22 – Comparação da potência recebida pelo detector de sinal de subida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps.

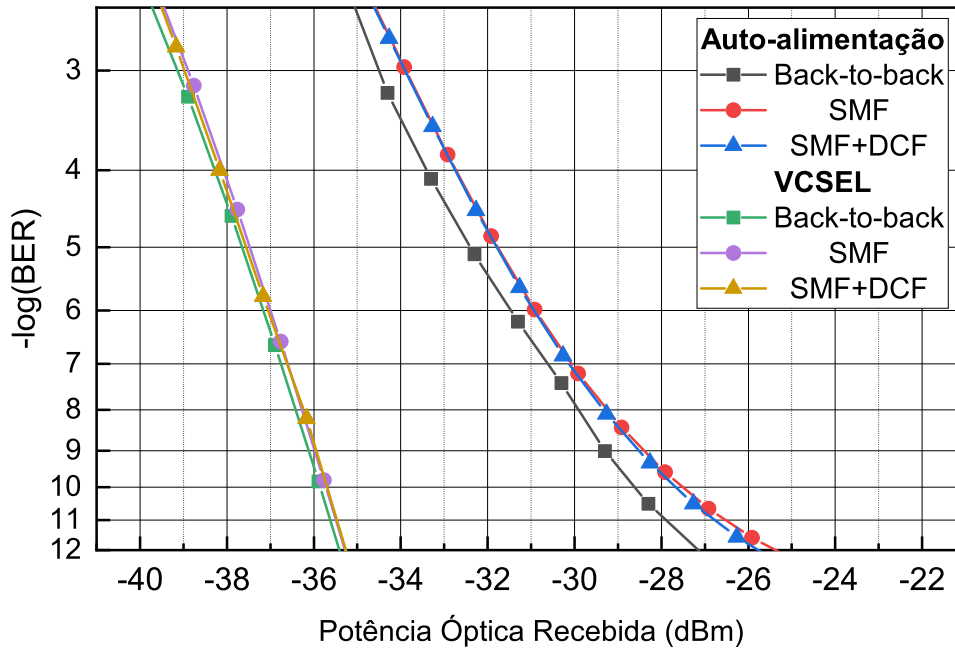


Figura 55 – Desempenho da BER em função da potência óptica recebida para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de subida e taxa de 1,25 Gbps. Ambas contam com sinal de subida gerado por um par de RSOAs responsável por apagar os dados de descida e remodular a portadora.

da portadora na mesma taxa de 10 Gbps. Assim, seria necessário o uso de esquemas de modulação externa ou a troca do RSOA para garantir a transmissão de subida de 10 Gbps no caso da topologia do MEMS-VCSEL.

## 4.2 Radio-sobre-fibra analógico

Esta seção explora a transmissão de dados de rádio-sobre-fibra analógico nas topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. A transmissão é investigada considerando um sinal modulado externamente, com taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps. As topologias são avaliadas a partir do EVM do sinal na recepção e sua dependência com a potência de detecção. Os valores de EVM publicados pelo 3GPP [83] são utilizados como referência nas análises deste capítulo. A Tabela 23 apresenta os limites para cada formato de modulação utilizado.

Modulação	EVM Máximo
BPSK	17,5%
QPSK	17,5%
16QAM	12,5%
64QAM	8%

Tabela 23 – Valores máximos de EVM estipulados pelo 3GPP [83] para cada formato de modulação utilizado na análise da transmissão de sinal ARoF desta seção.

A diferença entre valores máximos de EVM escolhidos pelo 3GPP é explicada pela relação entre EVM e BER para cada formato de modulação. Se tomarmos um sistema ideal e linear, a relação entre SNR e EVM é estimada pela equação [98]:

$$EVM \approx \frac{1}{\sqrt{SNR}} \quad (4.1)$$

Como consequência, para sistemas lineares, a relação entre EVM e SNR deve ser independente do formato de modulação utilizado. No entanto, como demonstrado por Shafik e colaboradores [99], o formato de modulação selecionado afeta a relação entre EVM e BER. Como exemplo, uma taxa de erro de bits de  $10^{-3}$  corresponde a um EVM de 12,5% no 16QAM e 8% no 64QAM. Assim, é possível concluir que o mesmo valor de EVM pode indicar valores de BER diferentes a depender da ordem de modulação.

A escolha da transmissão com modulação externa permite a simulação de um sistema em ondas milimétricas sem a limitação de resposta em frequência que ocorre na modulação direta. A portadora é modulada com dados a taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps, com frequências de RF centralizadas em 3,5 GHz e 26 GHz respectivamente. Esses valores foram selecionados com base nas frequências aprovadas pela Anatel para uso no Brasil, conforme apresentado e discutido no Capítulo 1 desta dissertação.

As topologias implementadas nesta seção contam com transmissão por meio de um trecho de 20 km de fibra óptica monomodo e compensação de dispersão cromática utilizando uma fibra compensadora. Não são analisadas as topologias em configuração *back-to-back* e sem compensação de dispersão. No caso da última, não é possível realizar uma análise robusta sem a compensação de dispersão pois um sistema ARoF é mais sensível à dispersão cromática. O efeito de maior impacto é o *power fading*, uma interferência destrutiva que ocorre periodicamente como consequência do batimento das bandas laterais do sinal modulado [25]. Uma forma de mitigar este efeito é por meio da compensação de dispersão, que é utilizada nas simulações desta seção.

#### 4.2.1 Auto-alimentação

Esta seção apresenta a topologia de auto-alimentação utilizada para a transmissão de sinais ARoF. O comprimento de onda gerado é fixado em 1550,91 nm pelo AWG utilizado, assim como ocorre na topologia de transmissão de dados em banda-base.

A principal diferença em relação à seção anterior está na utilização de um EAM como modulador externo da portadora óptica, permitindo a transmissão de dados com uma taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centrada em 26 GHz. A razão de extinção utilizada nesta seção é de 7,5 dB para os sinais de descida e subida.

Assim como na transmissão em banda-base, o comprimento da sequência transmitida é de 256 bits e o número de amostras por bits é 8192 para a descida e subida. Da mesma

forma, foram utilizados os resultados de 20 iterações de simulação em cada situação para compensar o comprimento reduzido de sequência. Isso resulta em aproximadamente 853 símbolos analisados para uma modulação do tipo 64QAM.

#### 4.2.1.1 Descida

A topologia de auto-alimentação montada para a avaliação da transmissão de descida do sinal ARoF está apresentada na Figura 56. O AWG selecionado apresenta perfil de filtragem do tipo gaussiano de ordem 1, com largura de banda de 0,7 nm. Assim como na transmissão de dados em banda-base, ambos os RSOAs são alimentados por uma corrente de polarização de 125 mA, a fim de manter o maior nível de supressão da razão de extinção dentro da cavidade. A potência do transmissor é de -10,5 dBm, medida na saída do circulador óptico.

Foi constatado que esta configuração de filtro AWG apresenta os melhores resultados para a transmissão de dados com taxa de 10 Gbps e frequência de RF de 26 GHz. A razão é o efeito não-linear de desvio ao vermelho presente na auto-alimentação e discutido por nosso grupo da EESC/USP em [48]. Ao utilizar um filtro do tipo *flat-top*, há a supressão da banda lateral superior e conseqüentemente metade da potência do sinal, o que impacta negativamente a transmissão simulada na frequência de RF de 26 GHz.

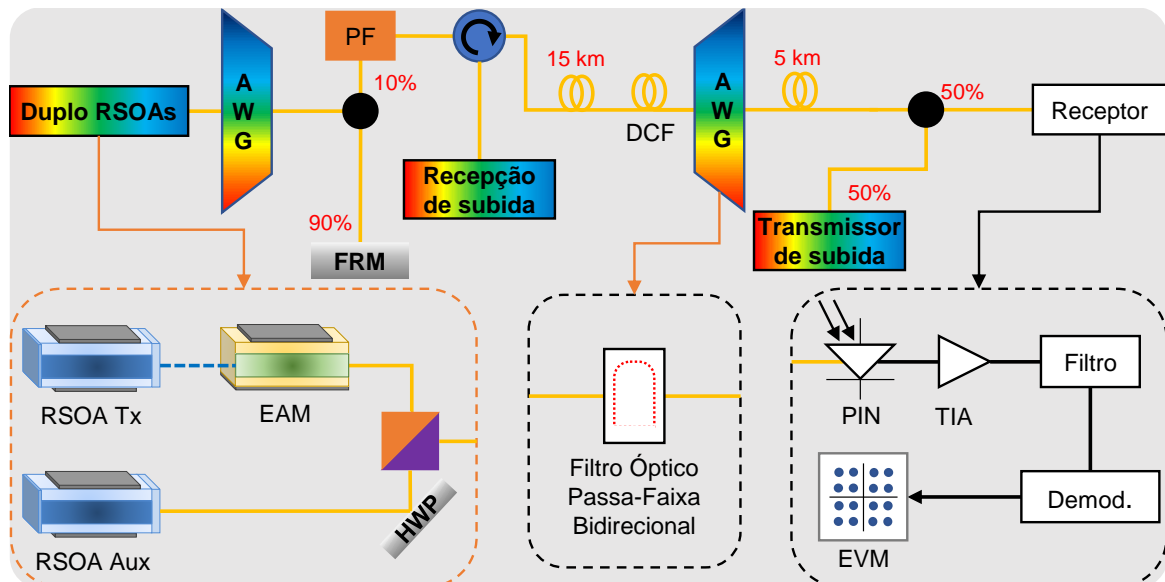


Figura 56 – Topologia de transmissão do sinal de descida utilizando um transmissor baseado em auto-alimentação. A portadora é modulada pelo EAM e transmitidos em direção ao receptor por meio de um trecho de fibra óptica, com uma seção de compensação de dispersão. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil gaussiano de filtragem e largura de banda de 0,7 nm; FRM - *Farady rotator mirror*; PF - Filtro de polarização; DCF - Fibra compensadora de dispersão; HWP - Placa de meia-onda; PIN - Fotodiodo p-i-n; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; EVM - *Error vector magnitude*.

A Figura 57 apresenta as constelações obtidas na recepção do sinal de descida para a transmissão com taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF em 3,5 GHz. As constelações foram obtidas para os sinais com uma potência medida no fotodetector PIN de descida de aproximadamente -26 dBm. É possível observar que, enquanto as transmissões de sinais com formatos BPSK, QPSK e 16QAM estão longe dos seus respectivos limites estabelecidos pelo 3GPP e o 64QAM está com apenas 2% de diferença dele.

A curva de EVM em função da potência recebida pelo detector de descida é apresentada pela Figura 58. Nela, é possível observar que o EVM detectado tem pouca variação para potências acima de -28 dBm. Isso significa que o resultado de EVM não pode ser aprimorado por meio do aumento da relação sinal-ruído devido à distorção adicionada pelos efeitos não-lineares no sistema de auto-alimentação. Os resultados de EVM passam a ser dominados pela relação sinal-ruído a partir de -32 dBm. No caso do 64QAM, a métrica de 8% de EVM é atingida com aproximadamente -35 dBm de potência recebida.

A Figura 58 também apresenta um resultado para a transmissão de dados em 64QAM que difere do restante. Ele cruza as curvas dos resultados para transmissões com formato BPSK e QPSK. Esse comportamento atípico é atribuído às dificuldades de simular um sistema de auto-alimentação e coletar seus resultados. Dado o formato de modulação e complexidade do sistema, seria necessário aumentar o número de símbolos coletados, ou,

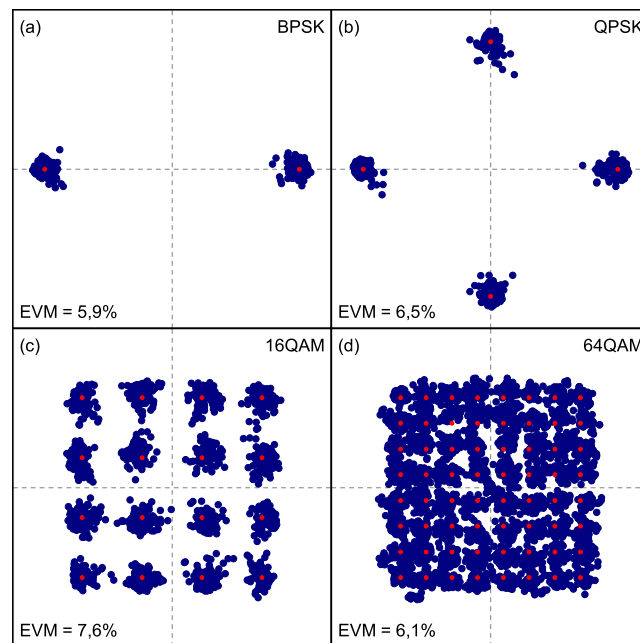


Figura 57 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Constelações obtidas para sinais com potência de aproximadamente -26 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de descida.

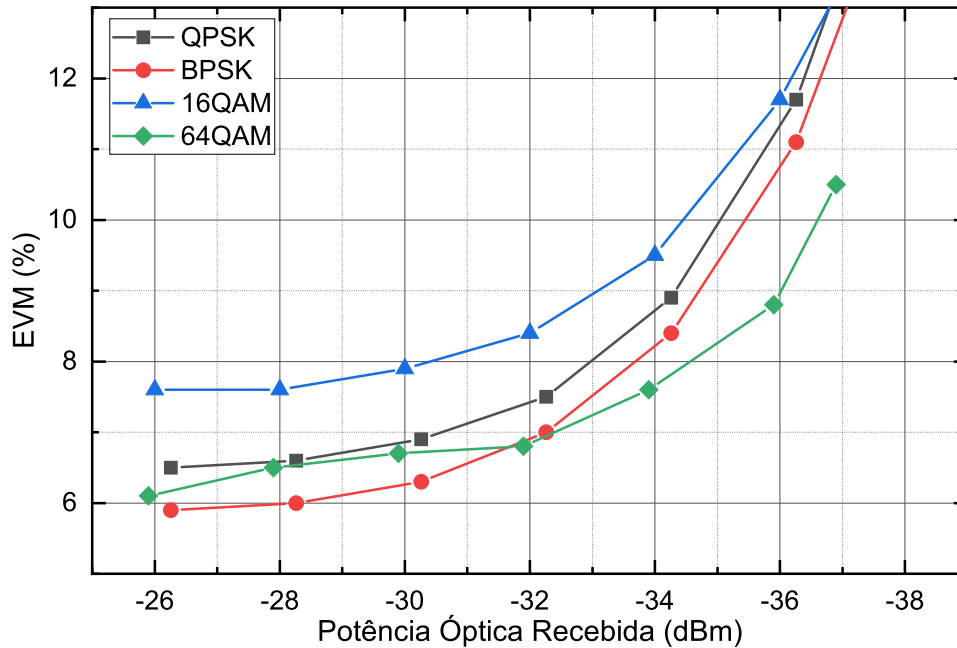


Figura 58 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz.

incrementar a resolução do sistema, algo que seria inviável do ponto de vista computacional. Entretanto, a simulação apresenta a tendência esperada para o sinal de 64QAM, tornando o resultado útil para as análises deste trabalho.

Por último, é possível observar o impacto dos efeitos não-lineares presentes no processo de auto-alimentação. Diferente do que seria esperado em um sistema linear, há uma diferença entre o EVM e a potência óptica recebida para os diferentes formatos de modulação. De acordo com o trabalho de Gharaibeh e colaboradores [98], um sistema linear deve apresentar resultados sobrepostos de EVM em função da SNR, independente da complexidade do formato de modulação utilizado. Por essa razão, o comportamento das curvas de EVM em função da potência óptica recebida na Figura 58 é o esperado para um sistema que sofre a influência de efeitos não-lineares.

A Figura 59 apresenta as constelações detectadas na recepção do sinal de descida para a transmissão de uma taxa de 10 Gbps e frequência de RF centrada em 26 GHz. As constelações foram obtidas para uma potência de aproximadamente -24,5 dBm, medida na entrada no fotodetector PIN de descida. Há um aumento de até 6% no EVM em comparação com transmissão anterior, como no caso do sinal QPSK. O 64QAM atinge um EVM de 7,2%, um aumento de 1,1% em relação à transmissão de 1,25 Gbps, restando uma margem de apenas 0,8% para atingir o limite admitido pelo 3GPP.

A curva de EVM em função da potência recebida, para a transmissão de dados de descida com uma taxa de 10 Gbps e frequência de RF em 26 GHz é apresentada pela Figura



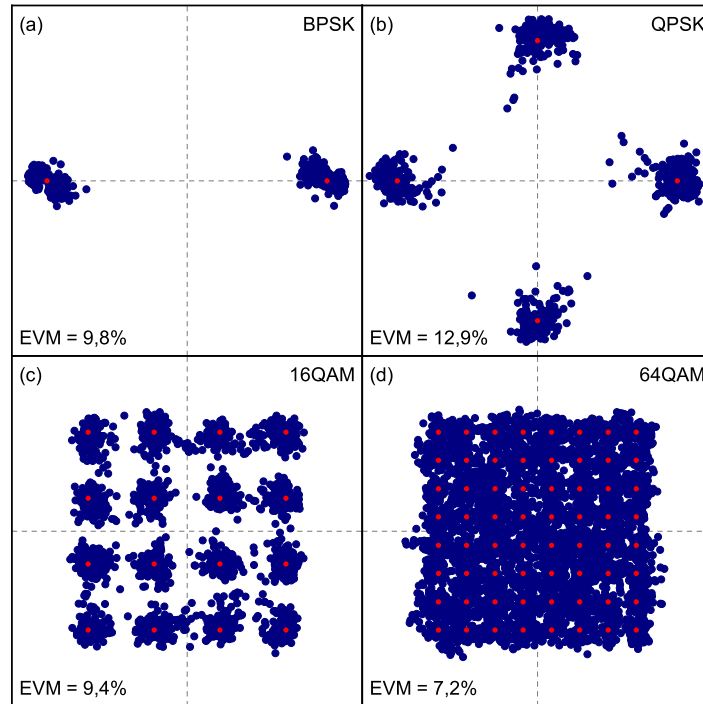


Figura 59 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Constelações obtidas para sinais com potência de aproximadamente -24,5 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de descida.

60. Nela, é possível observar novamente os impactos das não-linearidades da topologia de auto-alimentação. Há uma diferença de aproximadamente 6% do EVM medido entre os formatos 64QAM e QPSK, para a mesma potência detectada de -24,5 dBm. Isso ocorre devido aos efeitos não-lineares associados à amplificação do sinal pelos RSOAs e filtragem que ocorre no AWG.

O impacto do tipo de filtragem no AWG foi tema de uma publicação em periódico, escrito durante o trabalho nesta dissertação [48]. Nele, foi demonstrada a intensificação do efeito não-linear de *red-shift* devido à troca do perfil de filtragem do AWG [48].

O comportamento não linear do sistema é acentuado quando são utilizados formatos de modulação cuja amplitude do símbolo é elevada, como BPSK e QPSK. O mesmo não ocorre com os formatos 16QAM e 64QAM, pois apresentam símbolos de menor amplitude, como pode ser observado nas Figuras 57 e 59. A razão disso ocorrer está na configuração escolhida para o modulador, onde foi priorizado manter a mesma amplitude máxima a fim de que o sinal de todos os formatos de modulação tenha a mesma razão de extinção. Essa escolha torna os resultados para BPSK e QPSK mais impactados pelas não-linearidades do sistema, em comparação com o 16QAM e 64QAM.

Apesar das considerações quanto às não-linearidades, é necessário lembrar que há

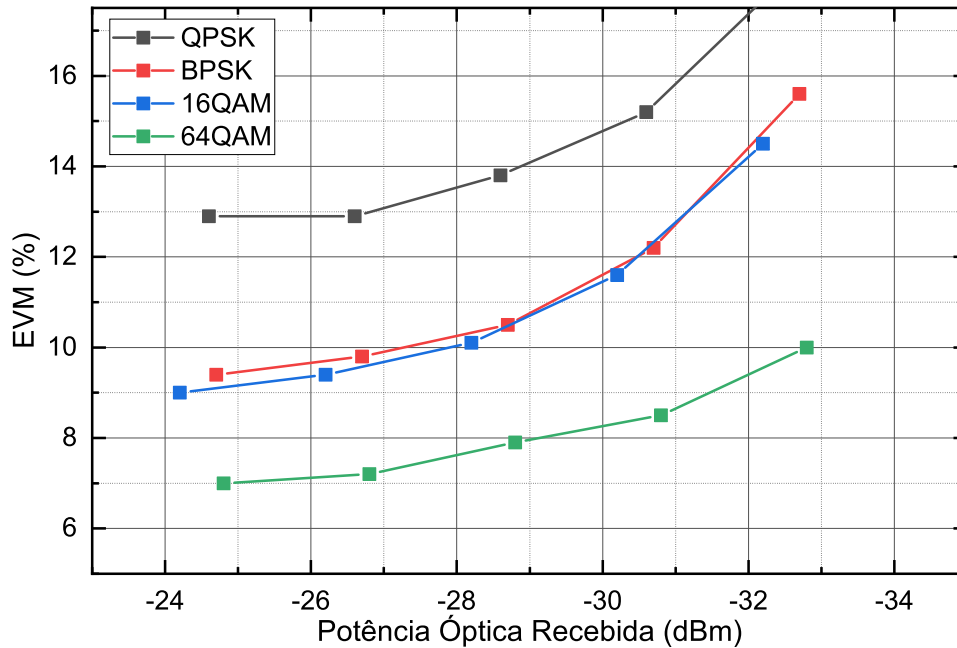


Figura 60 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz.

também uma relação entre a ordem da modulação, EVM e BER. O EVM de 7,2% no melhor caso para o 64QAM representa uma taxa de erros de bits mais elevada que o EVM de 9,2% do BPSK.

#### 4.2.1.2 Subida

A transmissão do sinal de subida ocorre por meio da supressão dos dados de descida e remodulação da portadora com novos dados. A Figura 61 apresenta a topologia investigada, que é similar à apresentada na transmissão de dados em banda-base, com a principal diferença sendo a inclusão de um EAM como modulador externo. O RSOA Aux é polarizado com uma corrente de 100 mA a fim de amplificar o sinal de entrada, enquanto o RSOA TX é polarizado com uma corrente de 125 mA e é responsável pelo apagamento dos dados de descida.

A Figura 62 apresenta as constelações obtidas na recepção do sinal de subida para a transmissão com taxa de 1,25 Gbps, frequência de RF centrada em 3,5 GHz e uma potência de aproximadamente -18 dBm para todos os casos. Nela, é possível observar que há um aumento de EVM de até 6,5% em relação à descida, como ocorre com o formato QPSK. Outros formatos de modulação também sofrem degradação no EVM em relação aos resultados de descida apresentados na Figura 57.

Esse aumento do EVM é causado pelo apagamento insuficiente dos dados de descida em razão da baixa potência que atinge o RSOA Aux na topologia de auto-alimentação. O mesmo efeito pode ser observado na BER da transmissão de dados em banda-base por

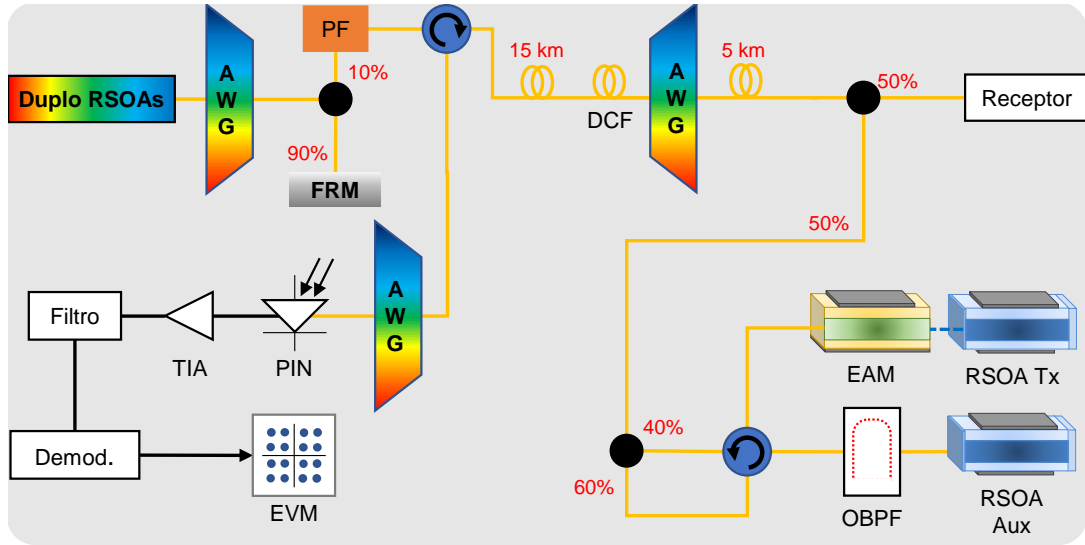


Figura 61 – Topologia de transmissão do sinal de subida por meio do apagamento dos dados de descida da auto-alimentação e remodulação da portadora. A portadora óptica é modulada externamente pelo EAM e os dados são transmitidos em direção ao receptor por um trecho fibra óptica, com uma seção de compensação de dispersão. OBPF - Filtro óptico passa-faixa com perfil *flat-top* e largura de banda de 0,25 nm; AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil gaussiano de filtragem e largura de banda de 0,7 nm; FRM - *Farady rotator mirror*; DCF - Fibra compensadora de dispersão; PIN - Fotodiodo p-i-n; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; EVM - *Error vector magnitude*.

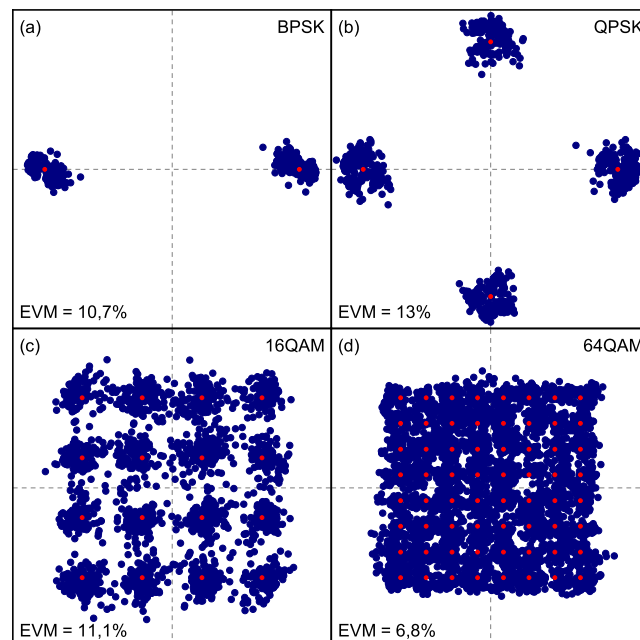


Figura 62 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Constelações obtidas para uma potência de aproximadamente -18 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de subida.

meio de um trecho de fibra óptica com compensação de dispersão, ilustrado pela Figura 45. No caso da transmissão de ARoF, os dados de subida apresentam distorção ao serem detectados, evidente principalmente na Figura 62(a) e (b), que mostra a formação de dois *clusters* distintos nos símbolos das constelações de BPSK e QPSK. Os resultados apresentados pela Figura 62 demonstram uma ineficiência no processo de apagamento óptico esperado para a topologia simulada.

Os resultados para o EVM calculado em função da potência recebida pelo detector de sinal de subida para uma taxa de 1,25 Gbps são apresentados na Figura 63. É possível observar que o EVM não se reduz linearmente com o aumento da relação sinal-ruído. Neste caso, a razão para o comportamento é a ineficiência do apagamento óptico e a forma de corrigir esse comportamento é aumentar a potência que atinge o RSOA Aux através do uso de um transmissor mais potente, ou, reduzir das perdas do enlace.

A Figura 63 mostra que há uma alta influência de efeitos não-lineares no EVM medido. Como mencionado anteriormente, as curvas de todos os formatos de modulação devem ser sobrepostas em um sistema linear. No entanto, há uma diferença de EVM medido que chega a 6,2% ao comparar a modulação 64QAM com BPSK. Os componentes utilizados na topologia de descida, como o filtro óptico com largura de banda de 0,25 nm e par de RSOAs influenciam neste comportamento observado.

As constelações obtidas na recepção do sinal de subida com taxa de 10 Gbps e frequência de RF centrada em 26 GHz são apresentadas na Figura 64 para uma potência

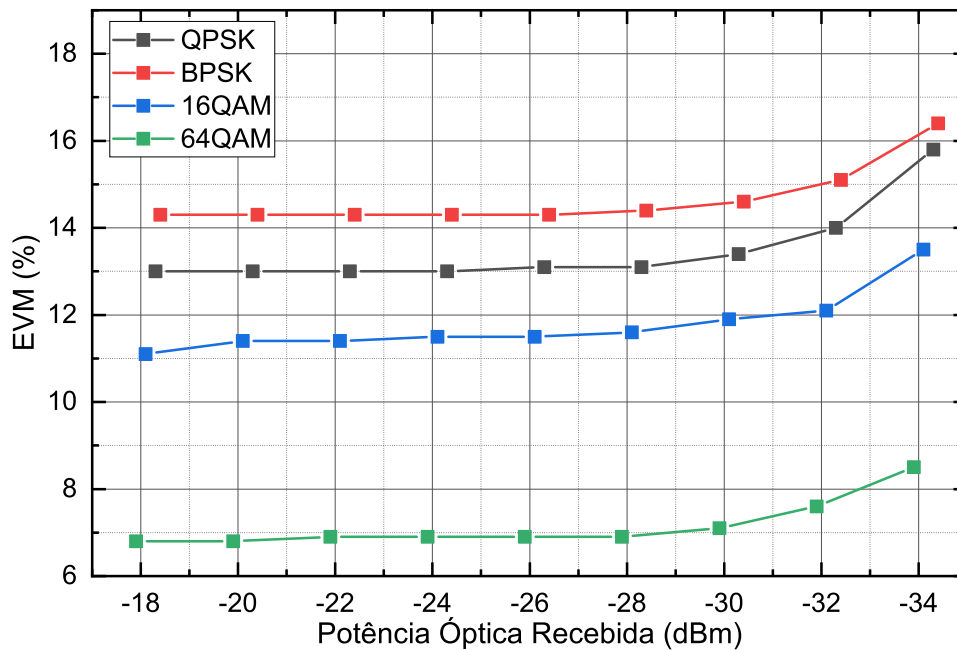


Figura 63 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz.

recebida de aproximadamente -18,5 dBm. Diferente do que ocorreu com a transmissão de 1,25 Gbps e 3,5 GHz, há uma melhoria no EVM do sinal detectado em relação à descida, chegando a uma redução próxima de 4%, como no caso do QPSK de descida.

A razão desta melhoria é o uso do filtro passa-faixa com perfil *flat-top* e largura de banda de 0,25 nm em conjunto com o par de RSOAs na ONT. O sinal ARoF desta simulação conta com duas bandas laterais com espaçamento de 26 GHz em relação à portadora. Essas bandas laterais incidem na faixa de rejeição do filtro, o que resulta no apagamento completo dos dados de descida. A Figura 65 apresenta um exemplo do processo de supressão das bandas laterais.

A eficácia do apagamento é evidente na comparação das Figuras 62 e 64. A primeira apresenta uma distorção visualmente perceptível nos formatos BPSK e QPSK, enquanto a segunda apresenta constelações sem a presença desta distorção.

A curva de EVM em função da potência detectada pelo receptor de subida é apresentada pela Figura 66. Assim como na transmissão de dados de subida com taxa de 1,25 Gbps em uma frequência de RF de 3,5 GHz, há uma limitação no menor valor de EVM obtido em função do aumento da SNR. No entanto, no caso anterior, a limitação estava associada ao processo de apagamento óptico, enquanto neste caso a supressão da ER é completa por meio da filtragem das bandas laterais. Portanto, a limitação do EVM está

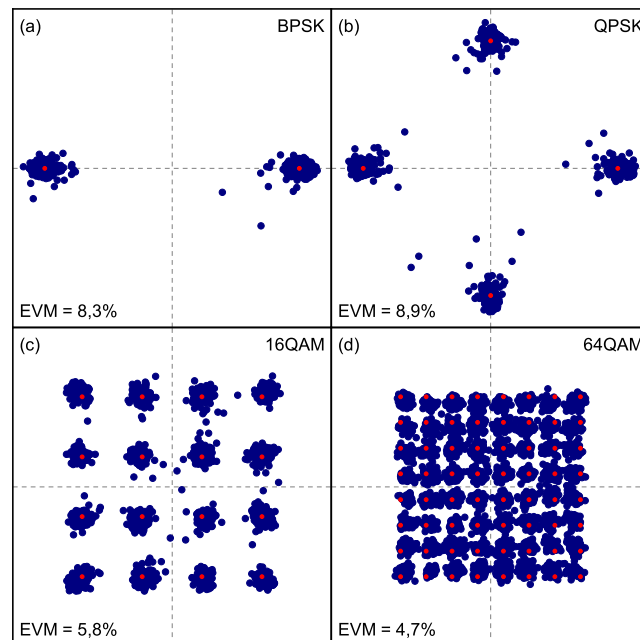


Figura 64 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Constelações obtidas para uma potência de aproximadamente -18,5 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de subida.

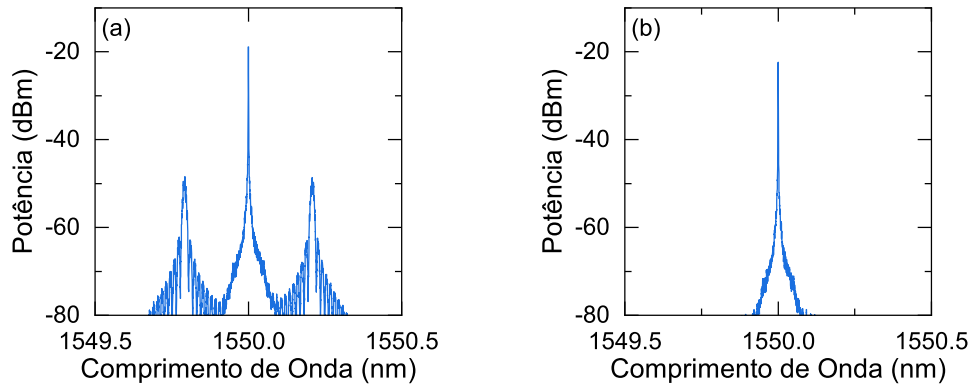


Figura 65 – Comparação entre o espectro do sinal de ARoF com frequência de RF centralizada em 26 GHz e taxa de transmissão de 10 Gbps. (a) antes da passagem pelo OBPF (b) após passar pelo OBPF.

associada às não-linearidades do sistema devido à utilização de RSOAs como transmissores nesta topologia.

Uma consequência do apagamento eficiente é a maior proximidade das curvas de EVM em função da potência óptica recebida para os formatos de modulação BPSK e QPSK. A configuração do EAM faz com que seus símbolos tenham a mesma amplitude, portanto, o que ocorre na simulação é o comportamento esperado de manter curvas de EVM sobrepostas. No entanto, ainda há o efeito das não-linearidades associadas aos RSOAs e isso é perceptível na separação em comparação com as curvas de 16QAM e 64QAM.

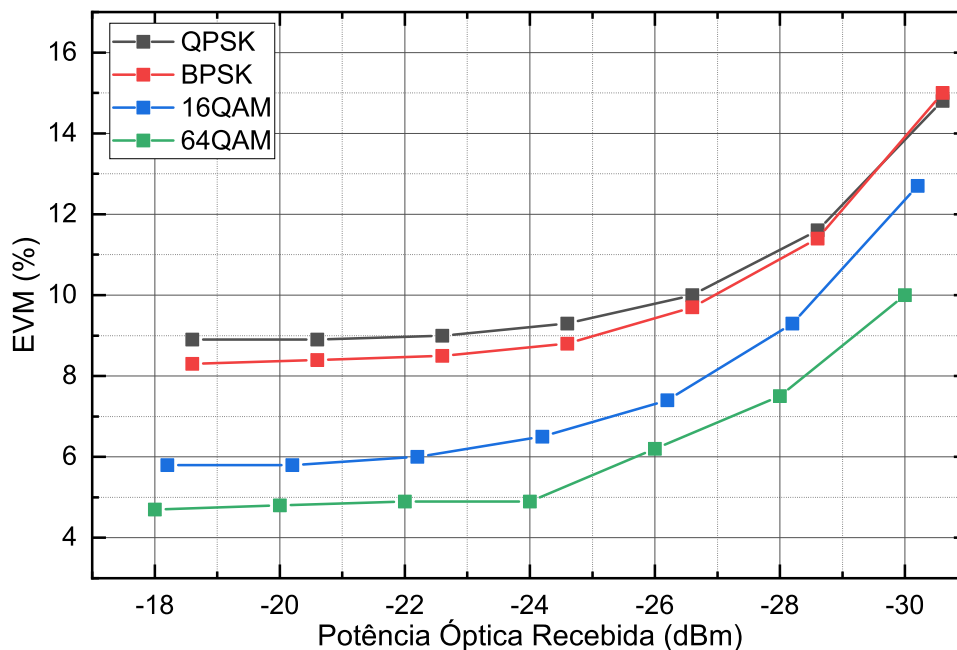


Figura 66 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de auto-alimentação com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz.

#### 4.2.2 MEMS-VCSEL

A transmissão de descida empregando o MEMS-VCSEL utiliza o laser configurado para emitir um comprimento de onda central de 1550 nm e é alimentado por uma corrente de polarização de 25 mA, a fim de atingir a potência de saída de 1,33 dBm. A razão de extinção dos dados de descida inseridos pelo EAM é de 7,5 dB.

Assim como ocorre na topologia de auto-alimentação, o transmissor de subida utiliza um par de RSOAs para realizar o apagamento dos dados de descida e reutilização de portadora. O modulador externo é o mesmo EAM previamente validado e o sinal de subida apresenta a mesma razão de extinção utilizada na descida.

O comprimento da sequência transmitida é de 2048 bits e o número de amostras por bits é 512, tanto para a descida como a subida. Fora, utilizados os resultados de 20 iterações de simulação em cada situação para compensar o tamanho reduzido de sequência. Isso equivale a aproximadamente 6826 símbolos analisados para uma modulação do tipo 64QAM, um valor superior ao utilizado na auto-alimentação devido à menor complexidade da topologia.

##### 4.2.2.1 Descida

A Figura 67 apresenta a topologia de transmissão do sinal de descida. Os AWGs considerados possuem perfil de filtragem do tipo *flat-top* e largura de banda de 0,6 nm. O componente é o mesmo utilizado na transmissão de sinal banda-base, pois o perfil de emissão do MEMS-VCSEL não é afetado pela filtragem pelo AWG. Assim, é possível manter o mesmo AWG para ambas as configurações. O MEMS-VCSEL é alimentado por uma corrente de polarização de 25 mA e transmite um sinal com potência de 1,33 dBm, medida na saída do transmissor.

A Figura 68 apresenta a constelação obtida na detecção do sinal transmitido com taxa de transmissão de 1,25 Gbps, frequência de RF centrada em 3,5 GHz e potência detectada de aproximadamente -15,75 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de descida. Os símbolos da constelação não apresentam distorção e estão contidos em uma área próxima à referência, marcada por um ponto vermelho. Ao realizar a avaliação do EVM, é possível observar que ele é aproximadamente o mesmo entre BPSK e QPSK. Quanto à modulação de quadratura, há um incremento ao utilizar um formato mais complexo como o 64QAM em comparação com o 16QAM.

A Figura 69 apresenta a curva de EVM em função da potência detectada pelo receptor do sinal de descida. É possível observar uma proximidade entre os resultados para as curvas de EVM dos formatos de modulação trabalhados. Como mencionado anteriormente, um sistema linear em que a BER é ditada apenas pela relação sinal-ruído deve ter a sobreposição das curvas de EVM em função da potência detectada para todos

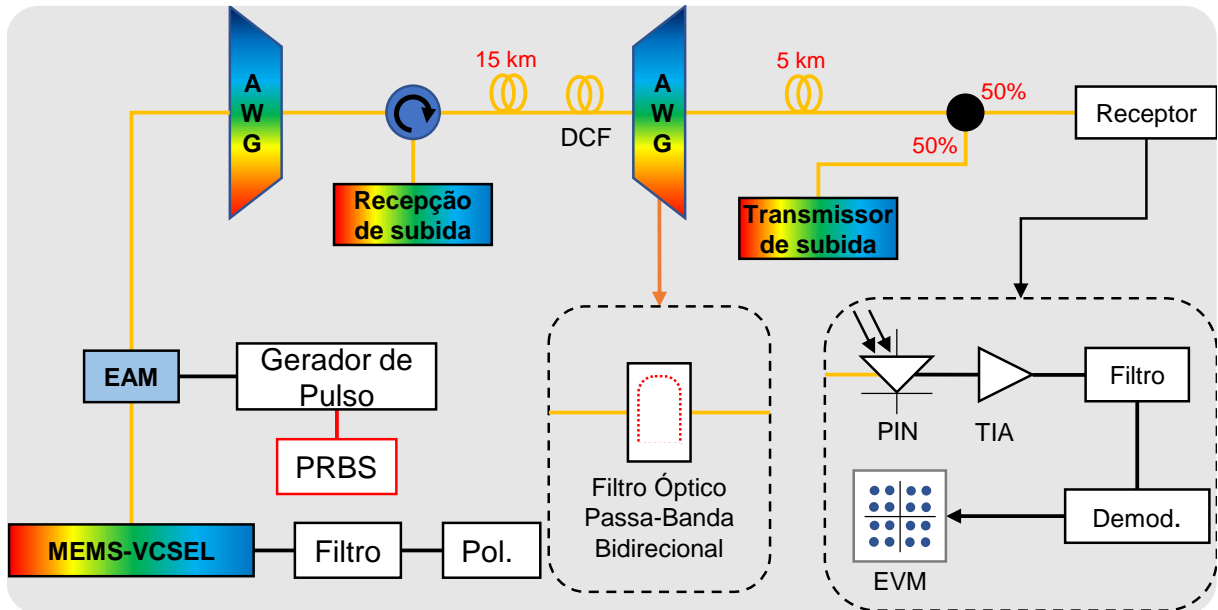


Figura 67 – Topologia de transmissão do sinal de descida utilizando um MEMS-VCSEL. A portadora é modulada externamente pelo EAM e o sinal é transmitido em direção ao receptor de descida por meio de um trecho fibra óptica e uma seção de fibra compensadora de dispersão. AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil de filtragem *flat-top* e largura de banda de 0,6 nm; PRBS - Gerador de sequência pseudoaleatória de bits; Pol. - Corrente de polarização; DCF - Fibra compensadora de dispersão; PIN - Fotodiodo p-i-n; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; EVM - *Error vector magnitude*.

os formatos de modulação, independente da complexidade. Neste caso, há a sobreposição dos formatos BPSK e QPSK, que possuem símbolos com a mesma amplitude. A única diferença é observada com os formatos de quadratura, que possuem diferentes amplitudes nos símbolos transmitidos. Há um aumento de 1,3% ao comparar o EVM do BPSK e o 64QAM. Esse comportamento é indicativo de efeitos não-lineares no sinal, que ocorre de maneira menos intensa na transmissão utilizando MEMS-VCSEL, em comparação com a auto-alimentação.

Outro comportamento indicativo da linearidade do sistema está no EVM dos sinais apresentados na Figura 69. O EVM apresenta uma dependência linear em função da relação sinal-ruído, indicando que o aumento ou redução da potência do sinal pode melhorar ou piorar o valor calculado de EVM para todos os formatos de modulação.

A Figura 70 apresenta as constelações detectadas para a transmissão de dados de descida com taxa de 10 Gbps e frequência de RF de 26 GHz. Os valores de EVM são calculados para uma potência recebida de aproximadamente -15,75 dBm. O resultado é similar ao da transmissão de 1,25 Gbps em 3,5 GHz e não há redução significativa da performance do sistema com o aumento da taxa de bits e da frequência de RF.



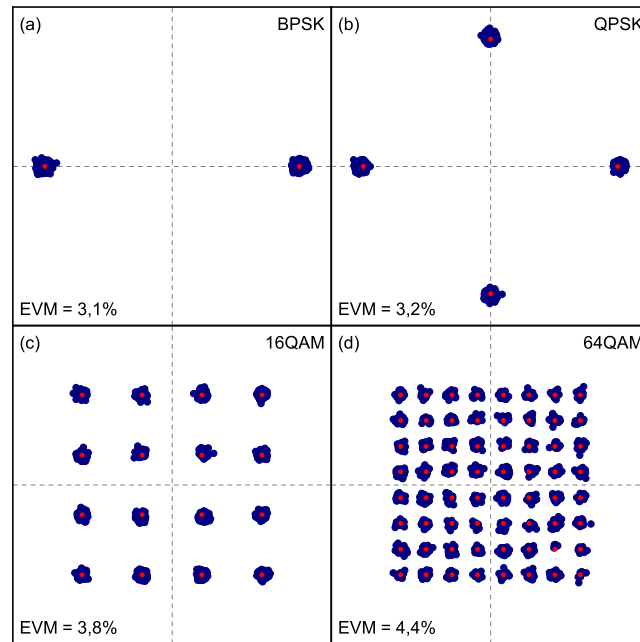


Figura 68 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Potência detectada de aproximadamente -15,75 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de descida.

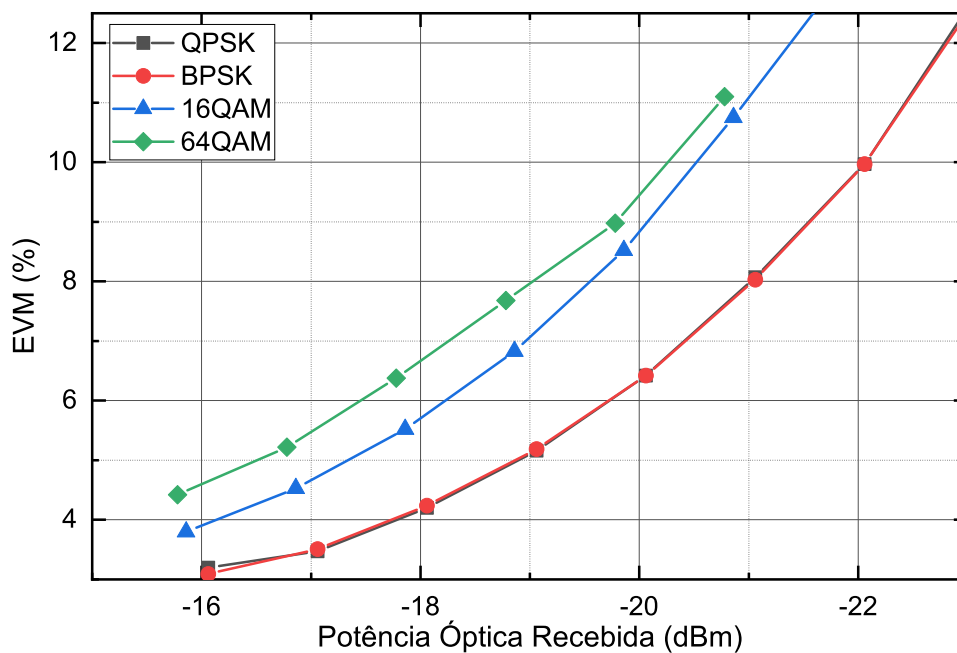


Figura 69 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centrada em 3,5 GHz.

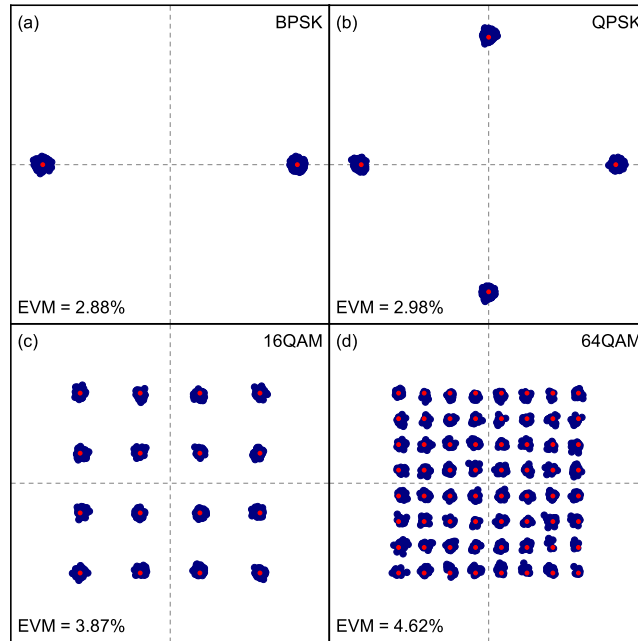


Figura 70 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. Potência detectada de aproximadamente -15,75 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de descida.

A Figura 71 apresenta a curva de EVM em função da potência óptica recebida pelo detector de sinal de descida na transmissão de 10 Gbps em uma frequência de RF de 26 GHz. Os comportamentos destes resultados são similares aos observados na Figura 69. No entanto, é perceptível uma diferença nos sinais com modulação BPSK e QPSK, que não se sobrepõem perfeitamente. Esse comportamento indica que há a influência de algum efeito de natureza não-linear na transmissão, que é intensificado com o aumento da taxa de bits e da frequência de RF do sinal em ARoF.

Os dados resultantes das simulações demonstram desempenho similar entre as modulações com taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps. Ambas mostram que o sistema WDM-PON baseado em MEMS-VCSEL tem a tendência de manter um comportamento linear. Há diferenças em comparação com o sistema baseado em auto-alimentação e que serão exploradas na seção Comparação.

#### 4.2.2.2 Subida

A topologia de subida é similar à implementada no sistema baseado em auto-alimentação. Nela, o sinal de descida tem seus dados apagados por um par de RSOAs e uma nova sequência de bits é adicionada por um EAM. A Figura 72 apresenta a topologia analisada nesta seção. O RSOA Aux é alimentado por uma corrente de polarização de 75 mA a fim de operar na região linear e amplificar o sinal de entrada. O RSOA TX é

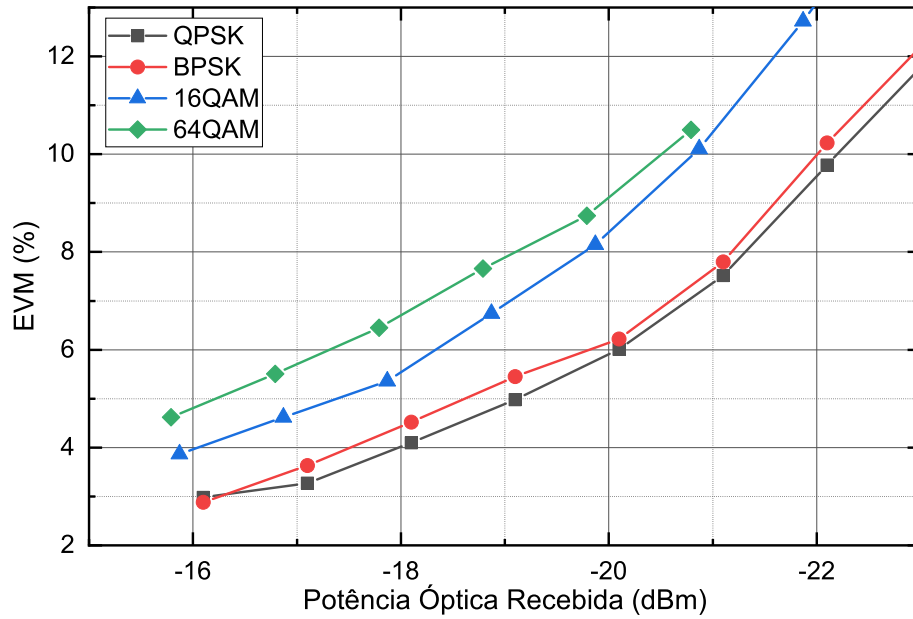


Figura 71 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de descida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz.

polarizado com uma corrente de 125 mA, dentro da região de saturação, e é responsável pelo apagamento dos dados de descida.

A Figura 73 apresenta a constelação obtida para o sinal de subida com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centrada em 3,5 GHz. A potência do sinal detectado é de aproximadamente -14 dBm. Assim como no caso da auto-alimentação, é perceptível a formação de dois *clusters* próximos. Isso ocorre principalmente na constelação do formato BPSK, o que indica que os dados de descida não foram completamente apagados antes da inserção dos dados de subida. Apesar disso, o impacto negativo no desempenho é pequeno e se limita aos formatos BPSK e QPSK.

É possível observar também que o 64QAM e 16QAM apresentam EVM inferior em comparação aos formatos BPSK e QPSK, um comportamento que também ocorre na topologia de auto-alimentação. A razão disso está na passagem do sinal por um filtro passa-faixa de 0,25 nm de largura de banda e pelo par de RSOAs. Assim como observado na transmissão da topologia de auto-alimentação, a tendência é que os formatos com símbolos de maior amplitude sejam os mais afetados pelos efeitos não-lineares, como é o caso do BPSK e QPSK.

A curva de EVM em função da potência óptica detectada é apresentada na Figura 74. É possível observar que nesta configuração a BER apresenta uma menor sensibilidade com a redução da SNR em comparação com a transmissão de dados de descida apresentado pela Figura 69. A razão é a troca do fotodetector utilizado na simulação, algo que também ocorre na transmissão de dados de subida em banda-base.

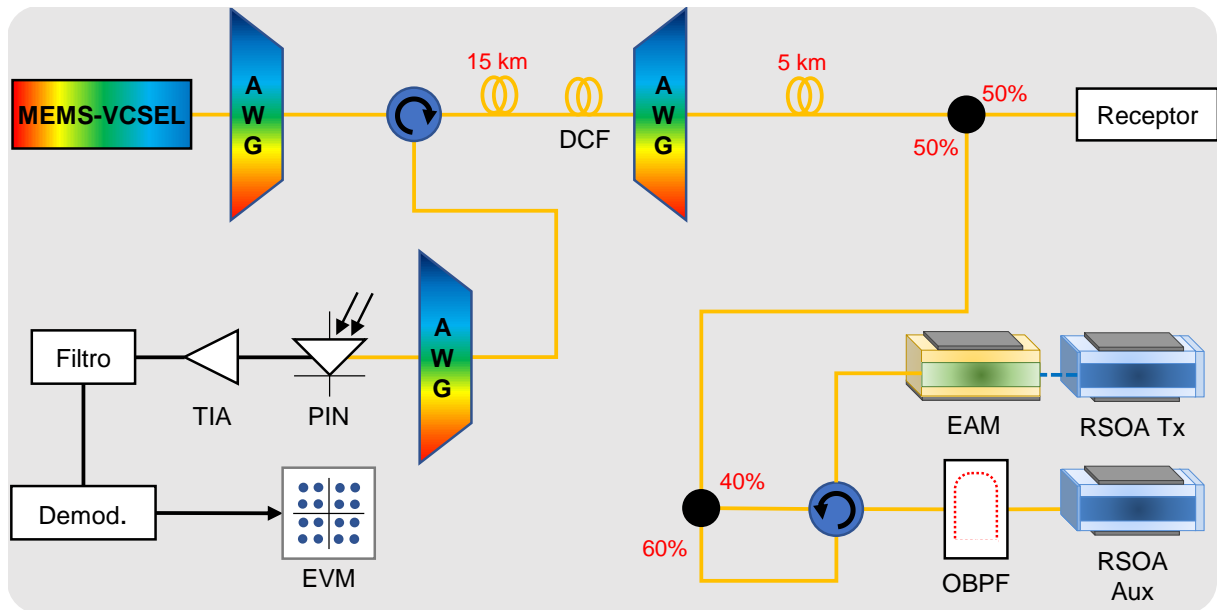


Figura 72 – Topologia de transmissão de dados de subida por meio do apagamento dos dados de descida de um MEMS-VCSEL e remodulação da portadora. A portadora é modulada externamente pelo EAM e o sinal é transmitido em direção ao receptor por meio de um trecho de fibra óptica, com uma seção de compensação de dispersão. OBPF - Filtro óptico passa-faixa com perfil *flat-top* e largura de banda de 0,25 nm; AWG - *Arrayed waveguide grating* com perfil *flat-top* de filtragem e largura de banda de 0,6 nm; DCF - Fibra compensadora de dispersão; PIN - Fotodiodo p-i-n; TIA - Amplificador de transimpedância ; Demod. - Demodulador; EVM - *Error vector magnitude*.

Os sinais com formato de modulação BPSK e QPSK apresentam EVM superior ao obtido pelos formatos de quadratura na faixa de -14 dBm a -22 dBm. A razão disso é o efeito das não-linearidades no sinal após a passagem pelo filtro óptico com largura de banda de 0,25 nm e pelo par de RSOAs para realizar o processo de apagamento óptico e remodulação da portadora. Os sinais com símbolos de maior amplitude são mais afetados que aqueles com menor de potência, como ocorre na modulação de quadratura. O mesmo comportamento pode ser observado no sistema de auto-alimentação.

O cruzamento entre os resultados para as curvas de EVM ocorre pois, a partir de -22 dBm, há o domínio da relação sinal-ruído no EVM do sinal detectado. Neste caso, devido às não-linearidades, os sinais modulados em quadratura são mais afetados proporcionalmente à sua complexidade. Por essa razão a curva de EVM o sinal de 64QAM possui um desempenho inferior ao 16QAM, como evidenciado nos resultados observados na Figura 74.

A Figura 75 apresenta a constelação obtida para o sinal de subida com taxa de 10 Gbps e frequência de RF centrada em 26 GHz. A potência do sinal detectado é de aproximadamente -14 dBm. Este caso conta com a supressão das bandas-laterais do sinal

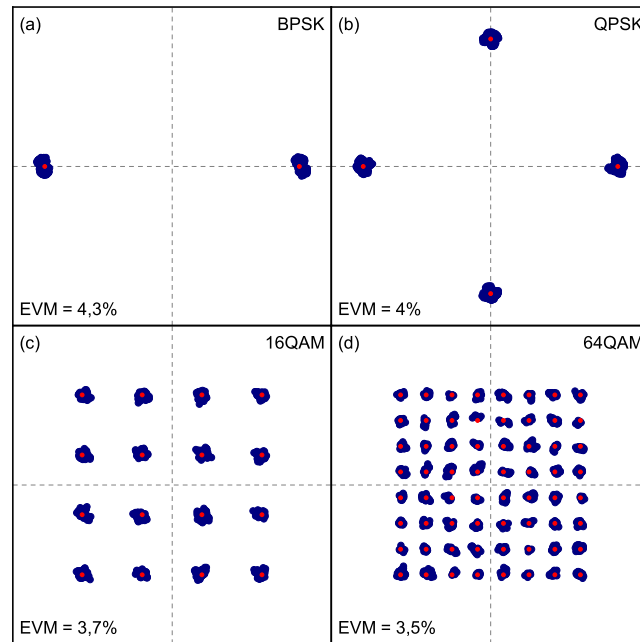


Figura 73 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. A potência do sinal detectado é de aproximadamente -14 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de subida.

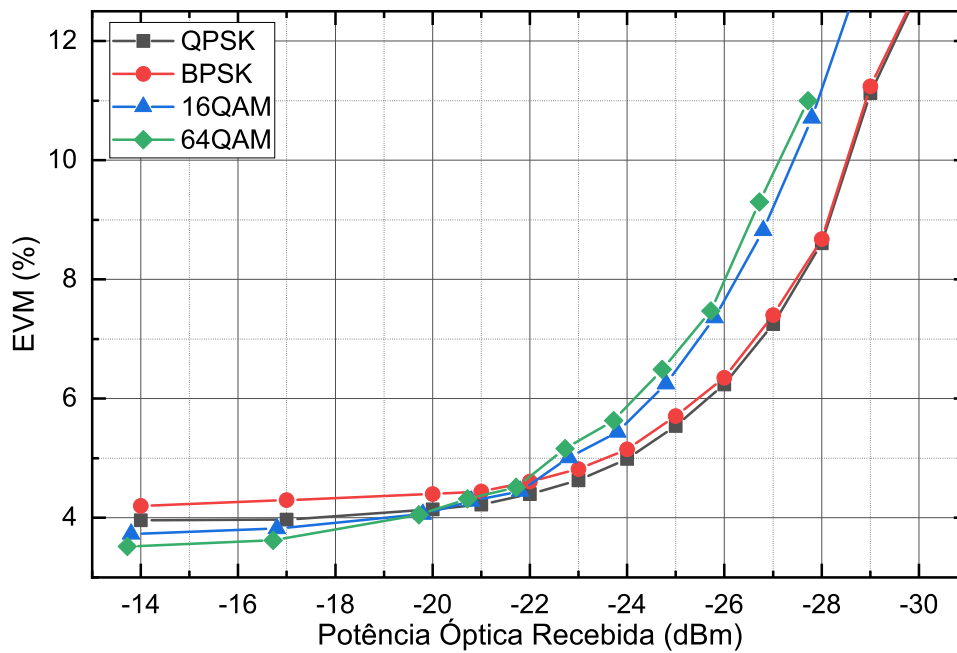


Figura 74 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL com taxa de transmissão de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz.

de descida por meio do filtro passa-faixa implementado. O sinal incidente no RSOA Aux já tem seus dados apagados, sendo necessário apenas a amplificação e remodulação da portadora óptica. Diferente da transmissão de 1,25 Gbps em 3,5 GHz, não há a formação de *clusters* distintos nas constelações apresentadas pela figura. Esta configuração de subida apresenta constelações com EVM similar ao observado nos resultados para descida já apresentados para a topologia de MEMS-VCSEL.

A curva de EVM em função da potência óptica recebida para o sinal com taxa de 10 Gbps é apresentada pela Figura 76. Há uma redução na sensibilidade do EVM em função da relação sinal-ruído vindo da troca do fotodetector utilizado na recepção do sinal de subida, assim como ocorre na transmissão de 1,25 Gbps.

A Figura 76 mostra que o sinal apresenta um comportamento linear semelhante ao observado na transmissão de dados de descida. Há a sobreposição dos sinais modulados através do deslocamento de fase e apenas uma pequena diferença em comparação aos sinais modulados em quadratura. É possível observar que o aumento da SNR reduz o EVM apenas até um certo patamar devido à passagem pelos RSOAs para a geração do sinal de subida.

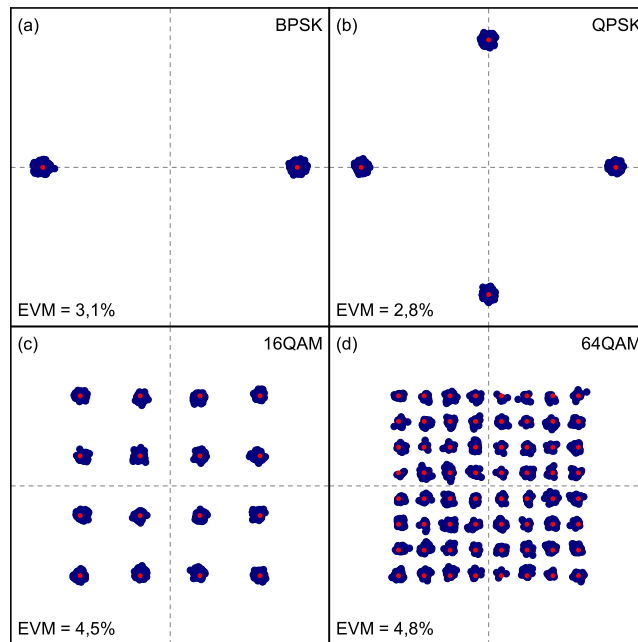


Figura 75 – Constelações detectadas pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. Os pontos em vermelho representam a referência para o cálculo do EVM. (a) BPSK; (b) QPSK; (c) 16QAM; (d) 64QAM. A potência do sinal detectado é de aproximadamente -14 dBm, medida na entrada do fotodetector PIN de subida.

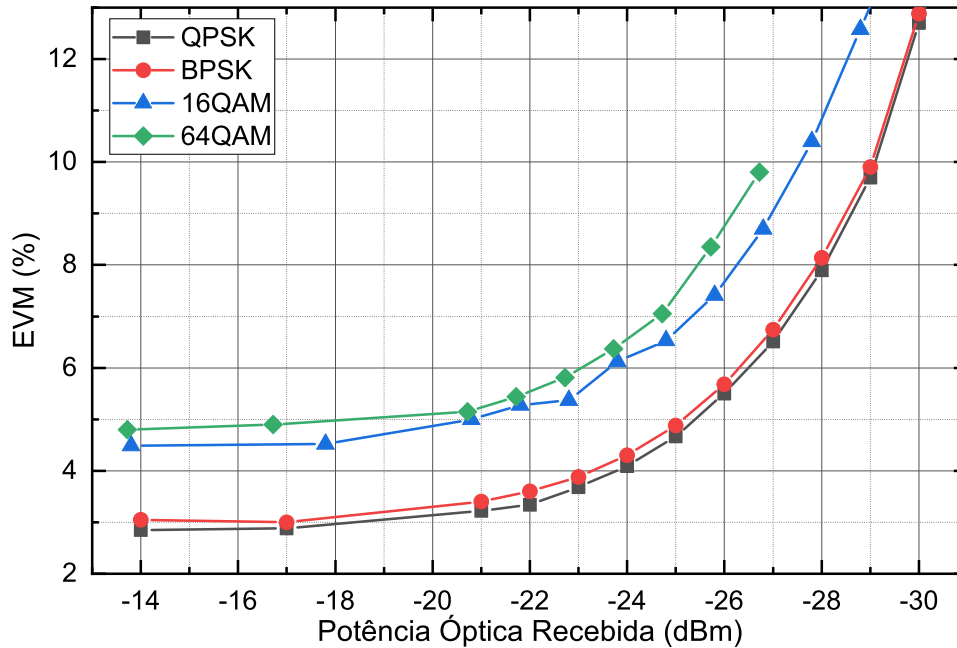


Figura 76 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para a topologia de MEMS-VCSEL, com taxa de transmissão de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz.

#### 4.2.2.3 Transmissão multicanal

A transmissão multicanal no sistema WDM-PON foi investigada durante o trabalho com intuito de analisar os seus efeitos nos sinais ARoF. A transmissão de diversos canais com elevada potência óptica em um trecho de fibra pode levar à ocorrência de efeitos não-lineares entre canais, como o *cross-phase modulation* e *four-wave mixing*. No entanto, tipicamente, sistemas WDM-PON não atingem o nível de potência necessário para o surgimento destes efeitos. Mesmo assim, esta análise é importante para observar o limite do sistema e garantir que não há interferência desses efeitos não-lineares em uma transmissão multicanal utilizando o MEMS-VCSEL.

A simulação foi configurada considerando 8 canais, com espaçamento de 100 GHz entre eles. A falta de dados experimentais impede a implementação de MEMS-VCSELS sintonizados em comprimentos de onda diferentes de 1550 nm. Por essa razão, todos os canais, com exceção de 1550 nm, são implementados utilizando um modelo de laser monomodo pré-validado e configurável, disponível na biblioteca do software Optisystem.

A configuração do MEMS-VCSEL é mantida a mesma, com comprimento de onda centralizado em 1550 nm, polarizado com uma corrente de 25 mA e transmitindo uma potência óptica de 1,33 dBm. Os lasers implementados nos outros canais são configurados para transmitir entre 1547,6 nm e 1553,2 nm, com espaçamento de 100 GHz e largura de linha de 46 MHz. A potência lançada na fibra é variada entre -5 dBm e 15 dBm por canal. Esses valores são os mesmos utilizados no trabalho de Song e colaboradores [100], que

estudou os efeitos não-lineares na transmissão multicanal no contexto de um *fronthaul* para 5G.

A portadora óptica é modulada externamente por um EAM, com uma taxa de 10 Gbps, frequência de RF em 26 GHz e formato 64QAM para todos os canais. Os resultados de EVM em função da potência recebida estão apresentados na Figura 77.

O resultado é consistente com o trabalho de Song e colaboradores [100]. É necessária uma potência acima de 10 dBm por canal para que seja observado um impacto negativo no EVM. Essa redução no desempenho do sistema é causada pelos efeitos não-lineares de *cross-phase modulation* e *four-wave mixing*, que passam a ser mais intensos com o aumento da potência lançada na fibra óptica.

A análise desta seção e seus resultados são importantes pois consolidam que o sistema apresentado nesta seção não sofre redução de performance associada aos efeitos não-lineares demonstrados pelo trabalho de Song [100]. Como já discutido, este comportamento é esperado para sistemas WDM-PON pois tipicamente suas transmissões não atingem um nível elevado de potência, portanto, esses efeitos não-lineares podem ser desconsiderados.

#### 4.2.3 Comparação

Esta seção apresenta a comparação entre as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL nas transmissões de dados de ARoF de descida e subida. São comparadas as curvas de EVM em função da potência recebida para as transmissões com taxas de bits de 1,25 Gbps e 10 Gbps, nas frequências de RF de 3,5 GHz e 26 GHz, respectivamente.

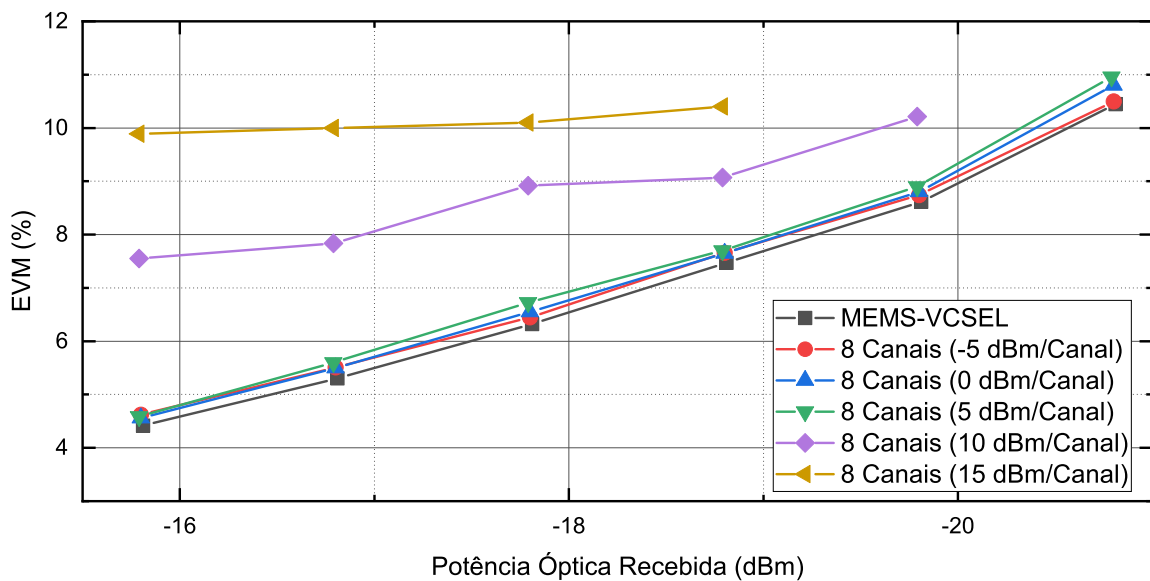


Figura 77 – EVM em função da potência detectada pelo receptor de sinal de subida para o MEMS-VCSEL. Resultados obtidos em simulação para 8 canais transmitidos simultaneamente.



#### 4.2.3.1 Descida

A primeira comparação é feita para a transmissão de dados de descida com uma taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF centrada em 3,5 GHz. A Figura 78 ilustra a curva de EVM em função da potência óptica recebida. Assim como ocorreu na comparação da transmissão de dados em banda-base, não é possível fazer uma comparação direta entre as topologias em termos de EVM em função da SNR devido às configurações experimentais as quais as simulações foram validadas. No entanto, é possível extrair informações sobre o comportamento dos sistemas e realizar uma comparação entre eles.

Os resultados ilustrados na Figura 78 mostram que os sinais do MEMS-VCSEL possuem um comportamento mais linear em comparação com a auto-alimentação. A emissão mais coerente e, conseqüentemente, com menor largura de linha permite que o sistema baseado no MEMS-VCSEL tenha comportamento linear e atinja um valor menor de EVM com o aumento da SNR.

Por outro lado, a auto-alimentação é limitada por um patamar no EVM obtido. Isso ocorre devido às não-linearidades presentes no processo de auto-alimentação, decorrente do uso de RSOAs e filtragem através do AWG. No entanto, mesmo com esse comportamento, a topologia de auto-alimentação apresenta resultados que satisfazem os limites admitidos pelo 3GPP para um *fronthaul* de 5G.

O valor menor de EVM obtido pelo MEMS-VCSEL é equivalente a uma BER inferior em comparação com os resultados para os mesmos formatos de modulação na

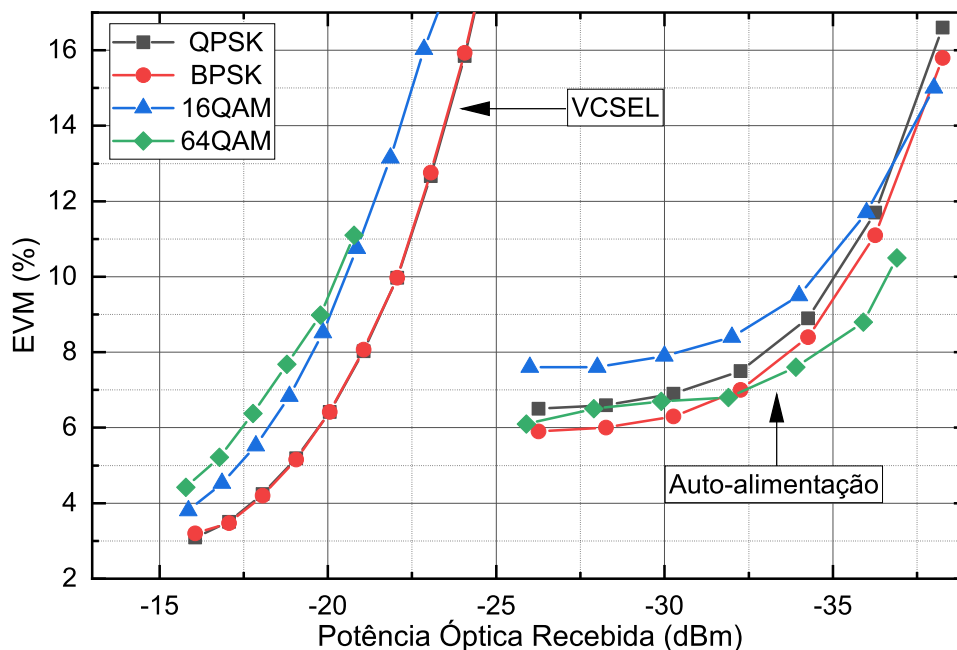


Figura 78 – Comparação entre os resultados para as curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de descida, taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz.

topologia de auto-alimentação. Isso torna o MEMS-VCSEL um transmissor desejável, principalmente ao considerar que o sistema simulado busca representar uma implementação real de um *fronthaul* para redes 5G.

O comportamento se repete nas curvas da Figura 79, que apresenta os resultados obtidos para a transmissão de uma taxa de 10 Gbps e frequência de RF de 26 GHz. Este caso mostra que a auto-alimentação é mais afetada pela mudança na taxa de transmissão de na frequência de RF do sinal.

Os efeitos não-lineares presentes na geração do sinal de auto-alimentação se intensificam e impactam principalmente os sinais modulados por deslocamento de fase, diferente do MEMS-VCSEL, que mantém um comportamento similar à comparação anterior. Apesar disso, ambos os sistemas apresentam resultados abaixo do limite sugerido pelo 3GPP. Nesta configuração, o uso do MEMS-VCSEL é desejável por apresentar uma grande diferença no EVM detectado, tornando a transmissão livre de erros.

A comparação da transmissão de dados de descida mostra um claro comportamento linear do MEMS-VCSEL e não-linear para a auto-alimentação. Isso impacta o EVM detectado de ambos os sistemas. O valor menor de EVM torna o uso do MEMS-VCSEL vantajoso se desconsiderar a sensibilidade com a redução da relação sinal-ruído, decorrente da caracterização experimental apenas parcialmente conhecida.

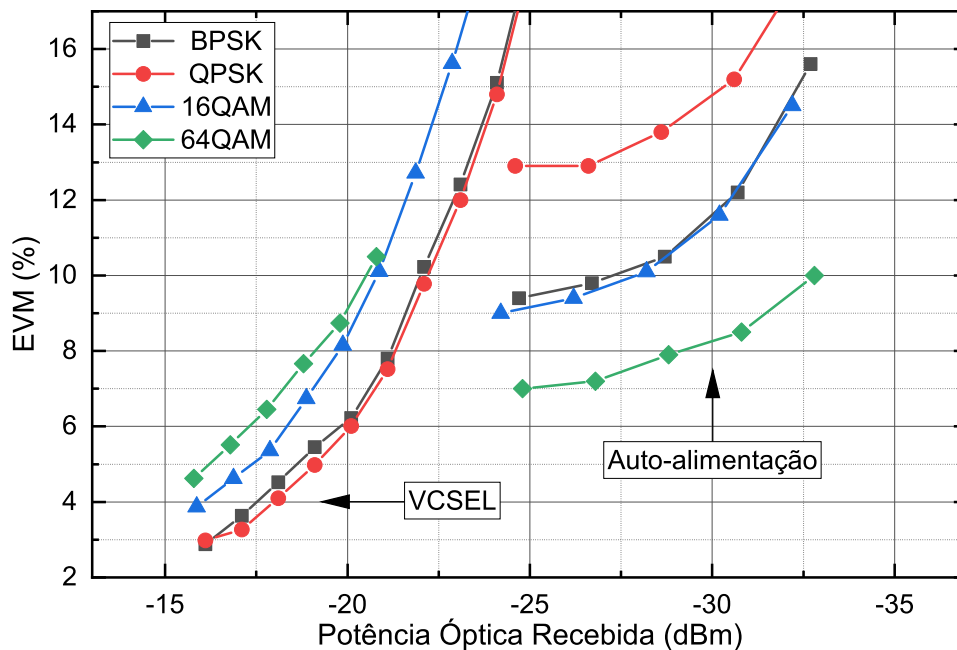


Figura 79 – Desempenho das curvas de EVM em função da potência óptica recebida, para as topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. Transmissão de um sinal de descida. Taxa de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz.

#### 4.2.3.2 Subida

O MEMS-VCSEL passa a ter uma vantagem mais evidente na transmissão de dados de subida devido à maior eficiência do apagamento óptico. A Figura 80 apresenta a curva de EVM para a comparação, com taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF centrada em 3,5 GHz.

O EVM calculado para quaisquer dos formatos de modulação do VCSEL é de aproximadamente 4%, enquanto a auto-alimentação apresenta casos extremos como o BPSK que atinge 14%, um aumento de aproximadamente 10% no EVM causado pela ineficiência no apagamento dos dados de descida. O caso apresentado pela Figura 80 é similar ao descrito na seção de análise do sinal de banda-base. Nele, a potência recebida pelo transmissor de subida na OLT é insuficiente para que o processo de apagamento seja eficiente, de forma a degradar o desempenho agregado do sistema. Por outro lado, os dados de descida do MEMS-VCSEL são apagados de forma eficiente e isso se reflete no EVM.

É possível observar na Figura 80 que os efeitos não-lineares da auto-alimentação são mais intensos que os que ocorrem no MEMS-VCSEL após a passagem pelo filtro passa-faixa e o par de RSOAs na OLT. Esse comportamento fica claro ao observar a separação entre as curvas para os diferentes formatos de modulação e que ocorre na auto-alimentação. Conforme discutido anteriormente, um sistema linear em que a BER é ditada apenas pela SNR deve apresentar curvas sobrepostas de EVM em função da potência óptica recebida para todos os formatos de modulação, independentemente de sua complexidade.

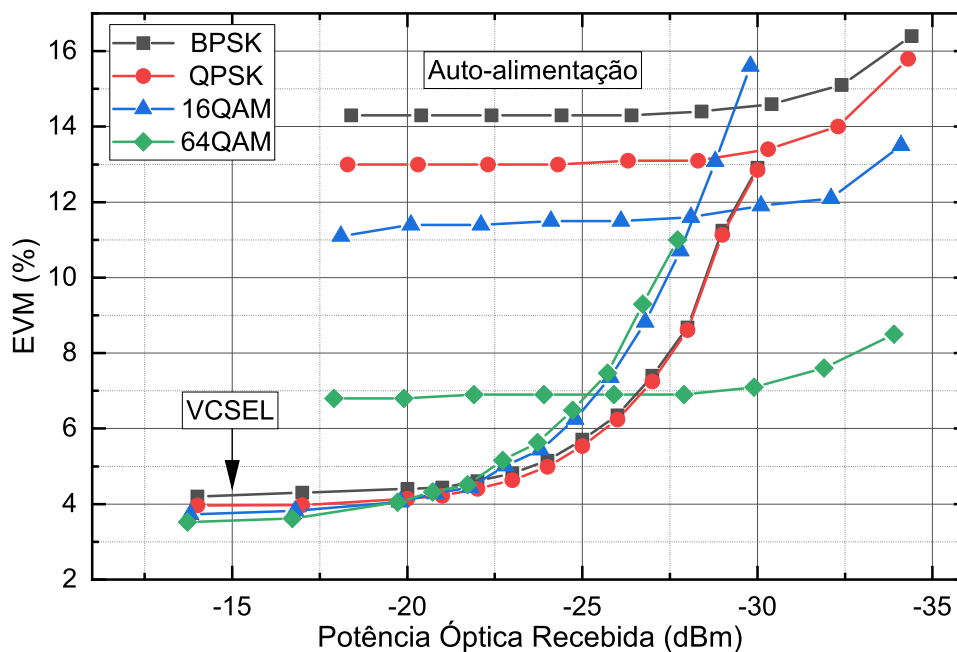


Figura 80 – Comparação entre os resultados para as curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL, com a transmissão de um sinal de subida, taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF centralizada em 3,5 GHz.

O caso da transmissão de subida com taxa de 10 Gbps em uma frequência de RF de 26 GHz apresenta um comportamento similar para ambas as topologias. A Figura 81 ilustra a curva de EVM em função da potência óptica recebida.

Neste caso, os resultados apresentam comportamento similar devido ao apagamento dos dados proporcionado pelo filtro óptico passa-faixa com largura de banda de 0,25 nm. A supressão das bandas laterais apaga completamente os dados de descida e aprimora o resultado de EVM em comparação com a transmissão de dados com taxa de 1,25 Gbps.

Mesmo com o apagamento completo, os sinais na topologia de auto-alimentação apresentam um comportamento não-linear e EVM acima do obtido na configuração utilizando o MEMS-VCSEL. Observa-se que os resultados com maiores EVM são o BPSK e QPSK no caso da auto-alimentação, devido à alta amplitude dos símbolos na constelação. Por outro lado, a topologia com MEMS-VCSEL apresenta resultados iguais para os formatos BPSK e QPSK, com uma pequena variação ao utilizar o 16QAM e 64QAM, caracterizando um sinal com comportamento linear.

Esta simulação mostra que, mesmo com o apagamento completo dos dados, o MEMS-VCSEL mantém sua vantagem em relação à auto-alimentação. O EVM é inferior e há uma larga margem de potência para todos os formatos de modulação trabalhados. Assim, o MEMS-VCSEL é a melhor solução para a transmissão de dados de subida, mesmo considerando a maior sensibilidade do EVM com a redução da relação sinal-ruído.

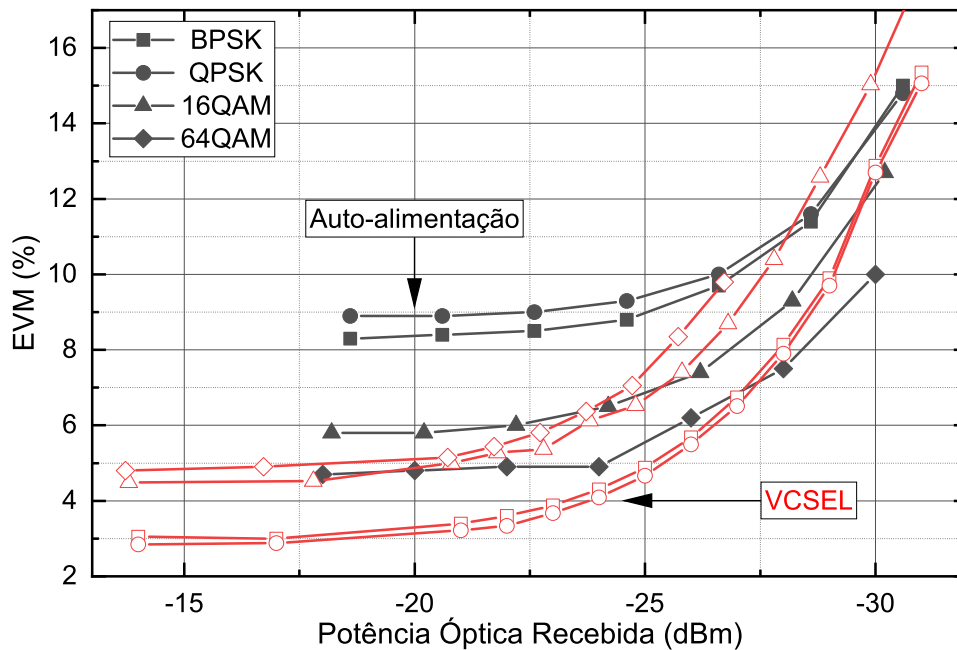


Figura 81 – Comparação entre os resultados para as curvas de EVM das topologias de auto-alimentação e MEMS-VCSEL. Transmissão de um sinal de descida, taxa de 10 Gbps e frequência de RF centralizada em 26 GHz. A curva em preto indica os resultados da auto-alimentação, enquanto a curva em vermelho indica os resultados obtidos do MEMS-VCSEL.

## 5 CONCLUSÃO

Esta dissertação explorou topologias de WDM-PON baseadas em transmissores *colorless* do tipo MEMS-VCSEL sintonizáveis e de auto-alimentação com o uso de RSOAs. Os dois transmissores passaram por um processo de validação de seu modelo computacional antes de serem implementados em um sistema WDM-PON. Foram feitas simulações de transmissão de dados de descida e subida em ambos os sistemas, utilizando sinais em banda-base e em rádio-sobre-fibra analógico. Esse último foi também investigado como um *fronthaul* em uma rede móvel de quinta geração.

### 5.1 Transmissão de dados em banda-base

A transmissão de dados em banda-base foi investigada considerando a modulação direta da portadora óptica e apresentada na Seção 4.1. As configurações simuladas foram: transmissão *back-to-back* e por meio de um trecho de fibra óptica monomodo, com e sem compensação de dispersão, utilizando uma fibra compensadora de dispersão.

O MEMS-VCSEL se destacou por permitir a transmissão de um sinal com taxa de 10 Gbps, enquanto a auto-alimentação é limitada a 1,25 Gbps devido à resposta em frequência dos RSOAs utilizados. Um segundo ponto vantajoso é a potência do sinal na topologia com o VCSEL, que torna o apagamento dos dados de descida mais eficiente e proporciona um desempenho melhor para a transmissão dos dados de subida.

As curvas de BER em função da potência óptica recebida na transmissão de dados de descida demonstraram, à primeira vista, que a taxa de erros da auto-alimentação é menos sensível à redução da SNR em comparação com o MEMS-VCSEL. No entanto, a falta de informação sobre os parâmetros de ruído no VCSEL e de detalhes de sua caracterização experimental não permite comparações diretas entre as duas topologias, no que tange a relação entre a BER e SNR. Em particular, a simulação considerou na transmissão de subida o comportamento do ruído no PIN validado para a descida. Por essa razão, a BER para transmissão de dados de subida também foi impactada, uma vez que houve a troca do fotodetector utilizado a fim de manter compatibilidade com a validação do RSOA selecionado para este trabalho.

Apesar desta limitação, é possível analisar a transmissão de dados de descida com base na margem de potência do sinal. A Tabela 20 mostra os resultados desta análise. A potência elevada do sinal do MEMS-VCSEL torna a sua margem de potência maior que da auto-alimentação, apesar desta última apresentar uma BER com menor sensibilidade à relação sinal-ruído. Essa comparação não foi necessária para o sinal de subida pois a mudança do PIN na simulação do MEMS-VCSEL tornou essa diferença ainda maior, uma

vez que ela diminuiu a degradação da BER com a redução da SNR.

De modo geral, a simulação da transmissão de dados em banda-base demonstra que ambos os sistemas operam conforme esperado e que são adequados para a transmissão de dados na condição de um enlace com 20 km de fibra óptica e compensação de dispersão. No entanto, o MEMS-VCSEL é mais vantajoso devido à possibilidade de trabalhar com uma taxa de até 10 Gbps e transmitir um sinal com maior potência óptica. Esse último aspecto resulta em uma maior margem de potência para o sinal de descida e maior eficiência no apagamento dos dados e reutilização da portadora para transmissão de subida.

## 5.2 Radio-sobre-fibra analógico

A transmissão de dados em rádio-sobre-fibra analógico foi simulada considerando a modulação externa da portadora utilizando o mesmo EAM em ambas as topologias, para a descida e subida. Foram analisados sinais com taxas de 1,25 Gbps e 10 Gbps, com frequência de RF de 3,5 GHz e 26 GHz respectivamente. Esses sinais foram selecionados para representar as configurações de *mid-band* e ondas milimétricas presentes no 5G. A transmissão de subida foi investigada utilizando a técnica de apagamento de dados de descida e remodulação da portadora óptica.

As simulações da Seção 4.2 consideraram um enlace com 20 km de fibra monomodo e compensação de dispersão utilizando uma fibra compensadora de dispersão. Ambas as topologias apresentaram resultados de EVM dentro dos limites impostos pelo 3GPP, tanto para dados de descida como de subida. No entanto, seus respectivos comportamentos são diferentes.

A topologia do MEMS-VCSEL pode ter seu comportamento descrito como predominantemente linear, enquanto a auto-alimentação pode ser considerada não-linear. Na descida, o MEMS-VCSEL apresenta curvas de EVM em função da potência óptica recebida similares para todos os formatos de modulação, com uma pequena variação a depender da complexidade. A auto-alimentação apresentou resultados de EVM com uma elevada variância entre os formatos de modulação utilizados e um patamar de EVM que não se reduz com o aumento da relação sinal-ruído.

O trabalho de Gharaibeh [98] mostra que um sistema linear deve apresentar curvas de EVM em função da SNR sobrepostas, independente do formato e complexidade da modulação utilizada. Por essa razão, quanto maior a variância, maior o efeito das não-linearidades no sistema, assim como ocorre no caso da auto-alimentação.

Assim como na transmissão de dados em banda-base, o MEMS-VCSEL é vantajoso na transmissão de dados de subida em ARoF devido à maior potência recebida pelo par de RSOAs da ONT. O impacto do apagamento ineficiente de dados é mais claro neste caso de transmissão de dados em ARoF em comparação com a configuração em banda-base. A

topologia de auto-alimentação teve uma melhora de desempenho com transmissão de dados com taxa de 10 Gbps e frequência de RF em 26 GHz devido à supressão das bandas-laterais do sinal. Mesmo assim, a auto-alimentação atinge um valor mínimo de EVM acima dos obtidos no sistema com MEMS-VCSEL.

A transmissão de dados de subida com taxa de 1,25 Gbps e frequência de RF em 3,5 GHz mostra um pequeno impacto das não-linearidades na transmissão de dados pelo MEMS-VCSEL. Essas não-linearidades ocorrem devido à filtragem pelo filtro passa-faixa de 0,25 nm e a passagem pelo par de RSOAs responsáveis pelo apagamento dos dados de descida. Ocorre o mesmo comportamento da formação de *clusters* observado na transmissão de subida da auto-alimentação, principalmente nos formatos de modulação BPSK e QPSK, que possuem símbolos com maior amplitude e mais suscetíveis às não-linearidades. Esse comportamento serve como evidência de que o par de RSOAs é responsável pela introdução de não-linearidades, podendo ser intensificado pelo OBPF utilizado em conjunto.

Todos os resultados da transmissão de dados em ARoF se alinham com os de banda-base. É possível concluir que o uso da combinação MEMS-VCSEL representa um avanço para a disseminação das redes WDM-PON, com resultados superiores aos obtidos na auto-alimentação.

A técnica de auto-alimentação também demonstrou efetividade por atingir valores de EVM abaixo dos limites sugeridos pelo 3GPP em todas as configurações estudadas. No entanto, esses valores de EVM são muito próximos do limite para formatos de modulação de alta ordem, como o 16QAM e 64QAM. Sua maior desvantagem é a baixa potência do sinal de descida, que impacta a transmissão de dados de subida. A solução neste caso seria fazer o uso de RSOAs mais modernos, com maior capacidade de amplificação e apagamento.

A Seção 4.2.2.3 apresentou a investigação sobre possíveis efeitos entre canais através da análise da transmissão multicanal utilizando o MEMS-VCSEL. A Figura 77 mostra que houve o comportamento esperado para um sistema WDM-PON e que o impacto negativo dos efeitos não-lineares entre canais ocorre somente quando há uma potência acima de 10 dBm por canal na fibra óptica. Canais de sistemas WDM-PON tipicamente não empregam potência tão elevada, portanto, os efeitos de *cross-phase modulation* e *four-wave mixing* podem ser desconsiderados.

### 5.3 Considerações finais

As análises dos resultados obtidos nas simulações feitas nesta dissertação mostram que ambos os transmissores atendem os requisitos mínimos de desempenho para uma rede WDM-PON nos contextos de transmissão em banda-base e *fronthaul* analógico para redes móveis. Tanto a auto-alimentação como o MEMS-VCSEL atendem aos requisitos de

---

um transmissor *colorless* e permitem a sintonia do comprimento de onda central do sinal transmitido por uma larga faixa, capaz de cobrir toda a banda C.

No entanto, os resultados obtidos utilizando o MEMS-VCSEL superam a auto-alimentação em todos os cenários simulados devido a características como maior potência transmitida, coerência da portadora gerada, menor largura de linha e maior linearidade. O MEMS-VCSEL se destacou em banda-base pela sua larga margem de potência. Nas simulações de *fronthaul* o uso do VCSEL resultou em menores valores de EVM e melhor capacidade de apagamento e reutilização de sua portadora, graças à maior potência de transmissão.

Apesar de resultados inferiores, a auto-alimentação atende todos os requisitos mínimos de operação e utiliza apenas de componentes amplamente disponíveis no mercado e tecnologicamente maduras, como RSOAs e AWGs. Há também a possibilidade de aprimorar os resultados por meio de RSOAs com maior capacidade de amplificação e de apagamento óptico. Para o sinal de subida, outra alternativa é a otimização da topologia e dos componentes, com intuito de reduzir a perda de potência na cavidade, principalmente considerando os divisores de potência utilizados.

Quanto ao MEMS-VCSEL, é necessário que ocorra o amadurecimento das técnicas de fabricação para que o dispositivo se torne uma tecnologia viável em redes WDM-PON de escala comercial. O trabalho de Paul [53] mostra que há o interesse de diversos grupos no avanço da tecnologia, algo que pode levar ao desenvolvimento de métodos de manufatura de menor custo em larga escala e transmissores economicamente viáveis.

A técnica de reutilização de portadora óptica foi capaz de atender todos os requerimentos do 3GPP no cenário de *fronthaul* analógico em ambos os transmissores. Em relação à banda-base, a performance na transmissão foi mantida para ambas as topologias, no entanto, o sinal da auto-alimentação sofreu um impacto devido à menor potência de recepção, remediável através de mudanças nas perdas da cavidade. Esta técnica é uma alternativa viável para a transmissão de subida, mas a implementação utilizada neste trabalho apresenta a desvantagem de depender de um filtro passa-faixa para filtrar a ASE do RSOA Aux. O uso de um filtro com uma largura de banda de 0,25 nm, como o deste trabalho, requer que a banda passante esteja alinhada ao comprimento de onda da portadora do canal. Caso contrário, a portadora óptica pode estar dentro da banda de rejeição e ser totalmente filtrada, tornando impossível o seu reuso. Uma solução para essa limitação é utilizar filtros sintonizáveis, no entanto, a implementação destes dispositivos possivelmente acarretará aumento dos custos.

Em conclusão, esta dissertação demonstrou a viabilidade dos transmissores baseados em MEMS-VCSEL e auto-alimentação em redes WDM-PON para transmissão de dados em banda-base e ARoF, utilizando modulação direta e externa. Ambos atingiram resultados dentro dos limites estabelecidos pelo 3GPP para ARoF. Em banda-base, ambos foram



capazes de transmitir dados por uma distância de 20 km, chegando a uma taxa de 10 Gbps no caso do MEMS-VCSEL. Esses resultados simulados demonstram a viabilidade do uso dos transmissores em um sistema WDM-PON e indicam que há uma oportunidade para que mais estudos experimentais sejam feitos utilizando esses dispositivos.

## REFERÊNCIAS

- [1] “Ericsson mobility report june 2022”. (2022), endereço: <https://www.ericsson.com/49d3a0/assets/local/reports-papers/mobility-report/documents/2022/ericsson-mobility-report-june-2022.pdf> (acesso em 15/11/2022).
- [2] S. Dang, O. Amin, B. Shihada e M.-S. Alouini, “What should 6G be?”, *Nature Electronics*, v. 3, n. 1, pp. 20–29, jan. de 2020.
- [3] W. Jiang, B. Han, M. A. Habibi e H. D. Schotten, “The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey”, *IEEE Open Journal of the Communications Society*, v. 2, pp. 334–366, 2021.
- [4] Y. Lu e X. Zheng, “6G: a survey on technologies, scenarios, challenges, and the related issues”, *Journal of Industrial Information Integration*, v. 19, p. 100–158, 1 de set. de 2020.
- [5] D. Zhang, D. Liu, X. Wu e D. Nessel, “Progress of ITU-T higher speed passive optical network (50G-PON) standardization”, *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 12, n. 10, p. D99, 1 de out. de 2020.
- [6] V. Houtsma e D. van Veen, “Optical Strategies for Economical Next Generation 50 and 100G PON”, em *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, mar. de 2019, pp. 1–3.
- [7] J. S. Wey, “The Outlook for PON Standardization: A Tutorial”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 1, pp. 31–42, jan. de 2020.
- [8] S. Li, L. D. Xu e S. Zhao, “5G internet of things: a survey”, *Journal of Industrial Information Integration*, v. 10, pp. 1–9, jun. de 2018.
- [9] Y. Mehmood, N. Haider, M. Imran, A. Timm-Giel e M. Guizani, “M2M Communications in 5G: State-of-the-Art Architecture, Recent Advances, and Research Challenges”, *IEEE Communications Magazine*, v. 55, n. 9, pp. 194–201, set. de 2017.
- [10] H. C. Leligou, T. Zahariadis, L. Sarakis, E. Tsampasis, A. Voulkidis e T. E. Velivassaki, “Smart Grid: a demanding use case for 5G technologies”, em *2018 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications Workshops (PerCom Workshops)*, mar. de 2018, pp. 215–220.
- [11] Y. Wang, J. Li, L. Huang, Y. Jing, A. Georgakopoulos e P. Demestichas, “5G Mobile: Spectrum Broadening to Higher-Frequency Bands to Support High Data Rates”, *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 9, n. 3, pp. 39–46, set. de 2014.

- 
- [12] Federal Communications Commission. “The FCC’s 5G FAST plan”, Federal Communications Commission. (15 de set. de 2016), endereço: <https://www.fcc.gov/5G> (acesso em 01/03/2020).
- [13] European Commission. “European commission to harmonise the last pioneer frequency band needed for 5G deployment”, Shaping Europe’s digital future - European Commission. (14 de mai. de 2019), endereço: <https://ec.europa.eu/digital-single-market/en/news/european-commission-harmonise-last-pioneer-frequency-band-needed-5g-deployment> (acesso em 01/03/2020).
- [14] “Um ano após leilão, Brasil avança com expansão do sinal 5G”, Ministério das Comunicações. (), endereço: <https://www.gov.br/mcom/pt-br/noticias/2022/novembro/um-ano-apos-leilao-brasil-avanca-com-expansao-do-sinal-5g> (acesso em 16/11/2022).
- [15] “M.2150 : Detailed specifications of the terrestrial radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020)”. (), endereço: <https://www.itu.int/rec/R-REC-M.2150-1-202202-I/en> (acesso em 26/11/2022).
- [16] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. De Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour e G. Wunder, “5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 35, n. 6, pp. 1201–1221, jun. de 2017.
- [17] I. A. Alimi, A. L. Teixeira e P. P. Monteiro, “Toward an Efficient C-RAN Optical Fronthaul for the Future Networks: A Tutorial on Technologies, Requirements, Challenges, and Solutions”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 20, n. 1, pp. 708–769, 2018.
- [18] C. Ranaweera, E. Wong, A. Nirmalathas, C. Jayasundara e C. Lim, “5G C-RAN With Optical Fronthaul: An Analysis From a Deployment Perspective”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 11, pp. 2059–2068, jun. de 2018.
- [19] X. Liu e F. Effenberger, “Emerging optical access network technologies for 5G wireless [invited]”, *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 8, n. 12, B70–B79, dez. de 2016.
- [20] S. H. Kim, H. S. Chung e S. M. Kim, “Experimental demonstration of CPRI data compression based on partial bit sampling for mobile front-haul link in C-RAN”, em *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, mar. de 2016, pp. 1–3.
- [21] L. M. P. Larsen, A. Checko e H. L. Christiansen, “A Survey of the Functional Splits Proposed for 5G Mobile Crosshaul Networks”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 21, n. 1, pp. 146–172, 2019.

- 
- [22] G. Kalfas, C. Vagionas, A. Antonopoulos, E. Kartsakli, A. Mesodiakaki, S. Papaioannou, P. Maniotis, J. S. Vardakas, C. Verikoukis e N. Pleros, “Next Generation Fiber-Wireless Fronthaul for 5G mmWave Networks”, *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 3, pp. 138–144, mar. de 2019.
- [23] S. Rommel, D. Dodane, E. Grivas, B. Cimoli, J. Bourderionnet, G. Feugnet, A. Morales, E. Pikasis, C. Roeloffzen, P. van Dijk, M. Katsikis, K. Ntontin, D. Kritharidis, I. Spaleniak, P. Mitchell, M. Dubov, J. B. Carvalho e I. Tafur Monroy, “Towards a Scaleable 5G Fronthaul: Analog Radio-over-Fiber and Space Division Multiplexing”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 19, pp. 5412–5422, out. de 2020.
- [24] H.-D. Jung, K. W. Lee, J.-H. Kim, Y.-H. Kwon e J. H. Park, “Performance Comparison of Analog and Digitized RoF Systems With Nonlinear Channel Condition”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 28, n. 6, pp. 661–664, mar. de 2016.
- [25] U. Gliese, S. Norskov e T. Nielsen, “Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 44, n. 10, pp. 1716–1724, out. de 1996.
- [26] P. Toumasis, G. Giannoulis, G. Pouloupoulos, K. Kanta, D. Apostolopoulos e H. Avramopoulos, “On the Ring Resonator-Based Dispersion Compensation Method for Analog 5G/B5G Mobile Fronthauling”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 39, n. 6, pp. 1662–1671, mar. de 2021.
- [27] M. Masanas, J. Tabares e J. Prat, “Coherent UD-WDM RoF Fronthaul Network With D-EML Transmitter and Phase-Noise Robust Receiver”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 33, n. 23, pp. 1281–1284, dez. de 2021.
- [28] A. Delmade, C. Browning, T. Verolet, J. Poette, A. Farhang, H. H. Elwan, R. D. Koilpillai, G. Aubin, F. Lelarge, A. Ramdane, D. Venkitesh e L. P. Barry, “Optical Heterodyne Analog Radio-Over-Fiber Link for Millimeter-Wave Wireless Systems”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 39, n. 2, pp. 465–474, jan. de 2021.
- [29] L. A. M. Pereira, C. H. S. Lopes, R. M. Borges, E. S. Lima, A. C. Ferreira, M. Abreu, L. L. Mendes e A. Cerqueira S., “Implementation of a multiband 5G NR fiber-wireless system using analog radio over fiber technology”, *Optics Communications*, v. 474, p. 126 112, 1 de nov. de 2020.
- [30] A. Delmade, C. Browning, A. Farhang, N. Marchetti, L. E. Doyle, R. D. Koilpillai, L. P. Barry e D. Venkitesh, “Performance analysis of analog IF over fiber fronthaul link with 4G and 5G coexistence”, *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 10, n. 3, pp. 174–182, mar. de 2018.

- 
- [31] S. Rommel, D. Perez-Galacho, J. M. Fabrega, R. Muñoz, S. Sales e I. Tafur Monroy, “High-Capacity 5G Fronthaul Networks Based on Optical Space Division Multiplexing”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 65, n. 2, pp. 434–443, jun. de 2019.
- [32] M. Sung, J. Kim, E.-S. Kim, S.-H. Cho, Y.-J. Won, B.-C. Lim, S.-Y. Pyun, H. Lee, J. K. Lee e J. H. Lee, “RoF-Based Radio Access Network for 5G Mobile Communication Systems in 28 GHz Millimeter-Wave”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 2, pp. 409–420, jan. de 2020.
- [33] ITU-T, “Fifth-generation transmission systems for interactive cable television services – IP cable modems”, International Telecommunication Union, jul. de 2019.
- [34] —, “Gigabit-capable Passive Optical Networks (GPON): General characteristics”, International Telecommunication Union, mar. de 2003.
- [35] —, “10-Gigabit-capable passive optical network (XG-PON) systems: Definitions, abbreviations, and acronyms”, International Telecommunication Union, jan. de 2010.
- [36] D. Nasset, “PON roadmap [invited]”, *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, v. 9, n. 1, A71–A76, jan. de 2017.
- [37] M. A. Romero, “Passive optical networks: Present status and future outlook”, em *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, ago. de 2017, pp. 1–5.
- [38] ITU-T, “10-Gigabit-capable symmetric passive optical network (XGS-PON)”, International Telecommunication Union, jun. de 2016.
- [39] —, “40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification”, International Telecommunication Union, out. de 2015.
- [40] I. Kurbatska, J. Braunfelds, V. Bobrovs, S. Spolitis, T. Raddo, B. Cimoli, S. Rommel e I. T. Monroy, “The Integration of 5G, PON and VLC Technologies for Ubiquitous Connectivity in Autonomous and Cooperative Systems”, em *2019 IEEE 2nd 5G World Forum (5GWF)*, set. de 2019, pp. 237–242.
- [41] L. Li, S. Tang, L. Huang, T. Zhang, S. Li, Y. Shi e X. Chen, “Experimental demonstration of a low-cost tunable semiconductor DFB laser for access networks”, *Semiconductor Science and Technology*, v. 29, n. 9, p. 095 002, jul. de 2014.
- [42] S. Hann, T.-Y. Kim e C.-S. Park, “Direct-modulated upstream signal transmission using a self-injection locked F-P LD for WDM-PON”, em *2005 31st European Conference on Optical Communication, ECOC 2005*, ISSN: 0537-9989, vol. 3, set. de 2005, 451–452 vol.3.

- 
- [43] D. R. Celino, U. R. Duarte e M. A. Romero, “Improved self-seeding and carrier remodulation performance for WDM-PON by means of double RSOA erasure”, *Optics Communications*, v. 459, p. 125 018, mar. de 2020.
- [44] U. R. Duarte, R. S. Penze, J. B. Rosolem, F. R. Pereira, F. F. Padela e M. A. Romero, “Combined self-seeding and carrier remodulation method for reflective transmitters in WDM-PON”, em *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, mar. de 2013, pp. 1–3.
- [45] U. R. Duarte, J. B. Rosolem, R. S. Penze e M. A. Romero, “Analysis of ASE-related impairments on wavelength-reuse WDM-PONs based on self-seeded reflective SOAs”, *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 6, n. 9, pp. 773–781, set. de 2014.
- [46] U. Duarte e M. Romero, “Enhancement of maximum reach on spectrum-sliced ASE systems employing self-seeded reflective-SOAs transmitters”, *Electronics Letters*, v. 52, n. 2, pp. 130–131, 2016.
- [47] A. M. Souza, D. R. Celino, U. R. Duarte e M. A. Romero, “Analog radio-over-fiber fronthaul by a WDM-PON employing double RSOA self-seeding and carrier-reuse techniques”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 17, n. 4, pp. 552–566, out. de 2018.
- [48] C. L. M. P. Plazas, A. M. d. Souza, D. R. Celino e M. A. Romero, “Optimization of arrayed waveguide grating-filtering response for efficient analog radio-over-fiber fronthaul over a wavelength-division multiplexing passive optical network”, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, v. 32, n. 1, e4113, 2021.
- [49] S. Paul, M. T. Haidar, J. Cesar, M. Malekizandi, B. Kögel, C. Neumeyr, M. Ortsiefer e F. Küppers, “Far-field, linewidth and thermal characteristics of a high-speed 1550-nm MEMS tunable VCSEL”, *Optics Express*, v. 24, n. 12, pp. 13 142–13 156, jun. de 2016.
- [50] J. A. Tatum, D. Gazula, L. A. Graham, J. K. Guenter, R. H. Johnson, J. King, C. Kocot, G. D. Landry, I. Lyubomirsky, A. N. MacInnes, E. M. Shaw, K. Balemarchy, R. Shubochkin, D. Vaidya, M. Yan e F. Tang, “VCSEL-Based Interconnects for Current and Future Data Centers”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 4, pp. 727–732, 15 de fev. de 2015.
- [51] S. Paul, J. Cesar, M. Malekizandi, M. T. Haidar, N. Heermeier, M. Ortsiefer, C. Neumeyr, C. Gréus, M. H. Eiselt, I. Ibrahim, H. Schmidt, J. Schmidt e F. Küppers, “Towards a SFP+ module for WDM applications using an ultra-widely-tunable high-speed MEMS-VCSEL”, em *Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers XXI*, vol. 10122, International Society for Optics e Photonics, fev. de 2017, p. 1 012 209.

- 
- [52] P. Parolari, A. Gatto e P. Boffi, “Long Wavelength VCSELs Exploitation for Low-Cost and Low-Power Consumption Metro and Access Networks”, em *2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, jul. de 2018, pp. 1–4.
- [53] S. Paul, “Surface micromachined widely tunable VCSEL and OAM-filter for optical data transmission”, tese de dout., Technische Universität, Darmstadt, 19 de abr. de 2019.
- [54] H. Fukano, T. Yamanaka, M. Tamura e Y. Kondo, “Very-low-driving-voltage electroabsorption modulators operating at 40 Gb/s”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 24, n. 5, pp. 2219–2224, mai. de 2006.
- [55] N. N. Cikan e M. Aksoy, “A Review of Self-Seeded RSOA Based on WDM PON”, *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, v. 42, n. 1, pp. 2–9, 2019.
- [56] S. Pachnicke, J. Zhu, M. Lawin, M. H. Eiselt, S. Mayne, B. Quemeneur, D. Sayles, H. Schwuchow, A. Wonfor, P. Marx, M. Fellhofer, P. Neuber, M. Dietrich, M. J. Wale, R. V. Penty, I. H. White e J.-P. Elbers, “Tunable WDM-PON System With Centralized Wavelength Control”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 2, pp. 812–818, jan. de 2016.
- [57] Y. Liu, L. Zhang, X. La, X. Zhu, L. Zhao, W. Wang e S. Liang, “Up to 50 Gb/s modulation of an EAM integrated widely tunable DBR laser”, *Optics Express*, v. 29, n. 3, pp. 4523–4529, 1 de fev. de 2021, Publisher: Optical Society of America.
- [58] Z. Su, Z. Sun, R. Xiao, J. Lu, Y. Shi e X. Chen, “Compact Tunable Laser Array for WDM-PON in 5G wireless networks”, em *2019 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, out. de 2019, pp. 1–3.
- [59] K. Grobe, M. H. Eiselt, S. Pachnicke e J.-P. Elbers, “Access Networks Based on Tunable Lasers”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 16, pp. 2815–2823, ago. de 2014.
- [60] N. Caponio, M. Goano, I. Maio, M. Meliga, G. Bava, G. Destefanis e I. Montrosset, “Analysis and design criteria of three-section DBR tunable lasers”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 8, n. 6, pp. 1203–1213, ago. de 1990.
- [61] M. Yamada, N. Nakaya e M. Funaki, “Characteristics of mode-hopping noise and its suppression with the help of electric negative feedback in semiconductor lasers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, v. 23, n. 8, pp. 1297–1302, ago. de 1987.
- [62] S. Pachnicke, J. Zhu, M. Lawin, A. Wonfor, M. Eiselt, R. V. Penty, R. Cush, R. Turner, P. Firth, M. J. Wale, I. H. White e J.-P. Elbers, “First demonstration of a full C-Band tunable WDM-PON system with novel high-temperature DS-DBR lasers”, em *OFC 2014*, mar. de 2014, pp. 1–3.

- 
- [63] Y. Liu, L. Zhang, X. La, S. Liang, L. Zhao e W. Wang, “10 Gb/s NRZ and 20 Gb/s PAM4 Transmission Using an EAM-Integrated Widely Tunable DBR Laser”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 31, n. 22, pp. 1826–1829, nov. de 2019.
- [64] D. Zhou, S. Liang, G. Chen, Y. Mao, D. Lu, L. Zhao, H. Zhu e W. Wang, “10 Gb/s Data Transmissions Using a Widely Tunable Directly Modulated InGaAlAs/InGaAsP DBR Laser”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 30, n. 22, pp. 1937–1940, nov. de 2018.
- [65] D. Zhou, S. Liang, Y. He, Y. Liu, D. Lu, L. Zhao e W. Wang, “Two 10 Gb/s directly modulated DBR lasers covering 20 nm wavelength range”, *Optics Communications*, v. 475, p. 126 236, 15 de nov. de 2020.
- [66] K. Iga, “Surface-emitting laser-its birth and generation of new optoelectronics field”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 6, n. 6, pp. 1201–1215, nov. de 2000.
- [67] K. Iga, “Forty years of vertical-cavity surface-emitting laser: invention and innovation”, *Japanese Journal of Applied Physics*, v. 57, n. 8, 08PA01, 1 de ago. de 2018.
- [68] B. Tell, Y. H. Lee, K. F. Brown-Goebeler, J. L. Jewell, R. E. Leibenguth, M. T. Asom, G. Livescu, L. Luther e V. D. Mattera, “High-power CW vertical-cavity top surface-emitting GaAs quantum well lasers”, *Applied Physics Letters*, v. 57, n. 18, pp. 1855–1857, out. de 1990.
- [69] M. Orenstein, A. C. V. Lehmen, C. Chang-Hasnain, N. G. Stoffel, J. P. Harbison, L. T. Florez, E. Clausen e J. E. Jewell, “Vertical-cavity surface-emitting InGaAs/GaAs lasers with planar lateral definition”, *Applied Physics Letters*, v. 56, n. 24, pp. 2384–2386, jun. de 1990.
- [70] D. M. Kuchta, A. V. Rylyakov, F. E. Doany, C. L. Schow, J. E. Proesel, C. W. Baks, P. Westbergh, J. S. Gustavsson e A. Larsson, “A 71-Gb/s NRZ Modulated 850-nm VCSEL-Based Optical Link”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 27, n. 6, pp. 577–580, mar. de 2015.
- [71] D. M. Kuchta, A. V. Rylyakov, C. L. Schow, J. E. Proesel, C. Baks, P. Westbergh, J. S. Gustavsson e A. Larsson, “64Gb/s transmission over 57m MMF using an NRZ modulated 850nm VCSEL”, em *OFC 2014*, mar. de 2014, pp. 1–3.
- [72] R. Michalzik, “VCSELs: a research review”, em *VCSELs: Fundamentals, Technology and Applications of Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers*, sér. Springer Series in Optical Sciences, R. Michalzik, ed., Berlin, Heidelberg: Springer, 2013, pp. 3–18.



- 
- [73] M. Muller, W. Hofmann, T. Grundl, M. Horn, P. Wolf, R. D. Nagel, E. Ronneberg, G. Bohm, D. Bimberg e M.-C. Amann, “1550-nm High-Speed Short-Cavity VCSELs”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 17, n. 5, pp. 1158–1166, set. de 2011.
- [74] C. Gierl, T. Gruendl, P. Debernardi, K. Zogal, C. Grasse, H. A. Davani, G. Böhm, S. Jatta, F. Küppers, P. Meißner e M.-C. Amann, “Surface micromachined tunable 1.55  $\mu\text{m}$ -VCSEL with 102 nm continuous single-mode tuning”, *Optics Express*, v. 19, n. 18, pp. 17 336–17 343, ago. de 2011.
- [75] S. Paul, C. Gierl, J. Cesar, Q. T. Le, M. Malekizandi, B. Kogel, C. Neumeyr, M. Ortsiefer e F. Kuppers, “10-gb/s direct modulation of widely tunable 1550-nm MEMS VCSEL”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 21, n. 6, pp. 436–443, nov. de 2015.
- [76] A. Caliman, A. Mereuta, G. Suruceanu, V. Iakovlev, A. Sirbu e E. Kapon, “8 mW fundamental mode output of wafer-fused VCSELs emitting in the 1550-nm band”, *Optics Express*, v. 19, n. 18, pp. 16 996–17 001, 29 de ago. de 2011.
- [77] C. Wagner, A. Dochhan, M. H. Eiselt, K. Grobe, M. Ortsiefer, C. Gréus, C. Neumeyr, S. Paul, J. Cesar, F. Küppers, J. J. V. Olmos e I. T. Monroy, “26-Gb/s DMT Transmission Using Full C-Band Tunable VCSEL for Converged PONs”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 29, n. 17, pp. 1475–1478, set. de 2017.
- [78] A. Gatto, P. Parolari, C. Neumeyr e P. Boffi, “Beyond 25 Gb/s directly-modulated widely tunable VCSEL for next generation access network”, em *Optical Fiber Communication Conference*, San Diego, California: OSA, 2018, Th1E.2.
- [79] E. Wong, K. L. Lee e T. B. Anderson, “Directly Modulated Self-Seeding Reflective Semiconductor Optical Amplifiers as Colorless Transmitters in Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 25, n. 1, pp. 67–74, jan. de 2007.
- [80] E. Wong, K.-L. Lee e T. Anderson, “Low-cost WDM passive optical network with directly-modulated self-seeding reflective SOA”, *Electronics Letters*, v. 42, n. 5, pp. 299–301, mar. de 2006.
- [81] M. Presi e E. Ciaramella, “Stable self-seeding of R-SOAs for WDM-PONs”, em *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, mar. de 2011, pp. 1–3.
- [82] A. M. d. Souza, “Topologias WDM-PON utilizando auto-alimentação com dupla cavidade óptica para Fronthaul analógico de redes 5G”, text, Universidade de São Paulo, 10 de set. de 2018.
- [83] 3GPP, *38.104: NR; Base Station (BS) radio transmission and reception*, 2018.

- 
- [84] U. R. Duarte, “Técnicas combinadas de autoalimentação e reuso de comprimento de onda em transmissores refletivos para redes WDM-PON”, text, Universidade de São Paulo, 6 de mar. de 2015.
- [85] D. R. Celino, “Proposta e análise de redes WDM-PON empregando auto-alimentação e dupla cavidade óptica”, text, Universidade de São Paulo, 24 de jul. de 2017.
- [86] P. Mena, J. Morikuni, S.-M. Kang, A. Harton e K. Wyatt, “A simple rate-equation-based thermal VCSEL model”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 17, n. 5, pp. 865–872, mai. de 1999.
- [87] J. C. Cartledge e R. C. Srinivasan, “Extraction of DFB laser rate equation parameters for system simulation purposes”, *Journal of Lightwave Technology*, v. 15, n. 5, pp. 852–860, mai. de 1997.
- [88] W. Nakwaski e M. Osinski, “Self-consistent thermal-electrical modeling of proton-implanted top-surface emitting semiconductor lasers”, em *Physics and Simulation of Optoelectronic Devices II*, vol. 2146, International Society for Optics e Photonics, jun. de 1994, pp. 365–387.
- [89] G. Hadley, K. Lear, M. Warren, K. Choquette, J. Scott e S. Corzine, “Comprehensive numerical modeling of vertical-cavity surface-emitting lasers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, v. 32, n. 4, pp. 607–616, abr. de 1996.
- [90] J. Piprek, H. Wenzel e G. Sztefka, “Modeling thermal effects on the light vs. current characteristic of gain-guided vertical-cavity surface-emitting lasers”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 6, n. 2, pp. 139–142, fev. de 1994.
- [91] S. Yu, W. Wong, P. Shum e E. Li, “Theoretical analysis of modulation response and second-order harmonic distortion in vertical-cavity surface-emitting lasers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, v. 32, n. 12, pp. 2139–2147, dez. de 1996.
- [92] Y. Su, Y. Chang e X. Chen, “Circuit model for studying temperature effects on vertical-cavity surface-emitting laser”, em *Conference Proceedings LEOS’96 9th Annual Meeting IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, vol. 1, nov. de 1996, 215–216 vol.1.
- [93] T. E. Sale, J. S. Roberts, J. P. R. David, R. Grey, J. Woodhead e P. N. Robson, “Temperature effects in VCSELs”, em *Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers*, vol. 3003, International Society for Optics e Photonics, abr. de 1997, pp. 100–110.
- [94] T. Wipiejewski, M. Peters, B. Thibeault, D. Young e L. Coldren, “Size-dependent output power saturation of vertical-cavity surface-emitting laser diodes”, *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 8, n. 1, pp. 10–12, jan. de 1996.

- 
- [95] Corning. “SMF-28 ultra optical fibers | single mode optical fiber | corning”. (31 de jan. de 2023), endereço: <https://www.corning.com/optical-communications/worldwide/en/home/products/fiber/optical-fiber-products/smf-28-ultra.html> (acesso em 31/01/2023).
- [96] ThorLabs. “DCF38 Fibra compensadora de dispersão”. (31 de jan. de 2023), endereço: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=DCF38> (acesso em 31/01/2023).
- [97] R. Bonk, D. Geng, D. Khotimsky, D. Liu, X. Liu, Y. Luo, D. Nettet, V. Oksman, R. Strobel, W. Van Hoof e J. S. Wey, “50G-PON: The First ITU-T Higher-Speed PON System”, *IEEE Communications Magazine*, v. 60, n. 3, pp. 48–54, mar. de 2022, Conference Name: IEEE Communications Magazine.
- [98] K. Gharaibeh, K. Gard e M. Steer, “Accurate estimation of digital communication system metrics - SNR, EVM and  $\rho$  in a nonlinear amplifier environment”, em *64th ARFTG Microwave Measurements Conference, Fall 2004.*, dez. de 2004, pp. 41–44.
- [99] R. A. Shafik, M. S. Rahman e A. R. Islam, “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics”, em *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*, dez. de 2006, pp. 408–411.
- [100] Y. Song, P. Yu, Y. Xu e Z. Li, “Simulation and experimental investigation of nonlinear effects in 5G fronthaul transmission system based on WDM-PON architecture”, *Optical Fiber Technology*, v. 65, p. 102628, 1 de set. de 2021.



***EESC • USP***