

Diogo Vieira Nogueira Coelho

Entrelaçamento de Comprimentos de Onda em Redes DWDM-PON

Brasil

Vitória 2020

Diogo Vieira Nogueira Coelho

Entrelaçamento de Comprimentos de Onda em Redes DWDM-PON

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal do Espírito Santo – UFES

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Maria José Pontes

Coorientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto

Brasil

Vitória 2020

Diogo Vieira Nogueira Coelho

Entrelaçamento de Comprimentos de Onda em Redes DWDM-PON/ Diogo Vieira Nogueira Coelho. – Brasil, Vitória 2020-
107p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Maria José Pontes

Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Espírito Santo – UFES
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Vitória 2020.

1. Redes de acesso óptica. 2. DWDM-PON. 3. Entrelaçamento de frequências.
I. Maria José Pontes. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Entrelaçamento de Comprimentos de Onda em Redes DWDM-PON

Diogo Vieira Nogueira Coelho

Entrelaçamento de Comprimentos de Onda em Redes DWDM-PON

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovado em 27/03/2020:

Maria José Pontes
Orientador (UFES)

Marcelo Eduardo Vieira Segatto
Coorientador (UFES)

Monica de Lacerda Rocha
USP

Maria Thereza M. Rocco Giraldi
IME

Jair Adriano Lima Silva
UFES

Reginaldo Barbosa Nunes
IFES

Jessé Gomes dos Santos
UFES

Brasil

Vitória 2020

Agradecimentos

Aos meus Pais, Denis Nogueira Coelho (*in memoriam*) e Mariza Vieira Coelho, pelo amor e dedicação que sempre foi transmitido. Tudo o que sou devo a vocês dois e dizer somente obrigado não é o suficiente para demonstrar toda a minha gratidão.

A minha amada esposa Giselle Santos Magalhães pelo amor, confiança, companheirismo e por ter me dado o maior e melhor presente de todos, chamada Marcela Magalhães Coelho, nossa muito amada filha. Ao mesmo tempo peço desculpas as duas pelas ausências em muitos momentos importantes devido a dedicação a este trabalho. Amo vocês demais.

Aos meus orientadores professora Dra. Maria José Pontes e professor Dr. Marcelo Segatto, que sempre me estimularam mesmo quando eu não acreditava em minha capacidade. Obrigado por seu apoio, paciência, amizade e parceria. Considero uma honra sem igual ter tido a oportunidade de conviver e trabalhar com vocês. Espero que essa parceria, que vem desde 2005, época do meu mestrado, seja prolongada por muitos anos.

Ao meu irmão e colega de trabalho na UFJF, Thiago Vieira Nogueira Coelho por compartilhar a paixão nesta linha de pesquisa e no ensino superior. Que esse laço fraternal gere muitas contribuições acadêmicas no futuro.

Aos meus amigos e colegas do Labetel Reginaldo Nunes e Pablo Marciano por sua importante colaboração neste trabalho. Aos também amigos e colegas do Labetel Sabrina Felix, Adilson Prado, Esequiel Pereira, Carlos Dalarmelina, Ricardo Natale, Camilo Rodriguez, Rosa Puentes e Breno Frizera pelos ótimos momentos que passamos juntos.

A Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) e ao Labetel, na figura de seu corpo docente, direção e administração pela oportunidade de realização deste trabalho.

Meus respeitosos agradecimentos, pela contribuição, a banca de qualificação e pela participação da banca de defesa.

*“Se enxerguei mais além,
foi por ter subido nos ombros de gigantes“
(Sir Isaac Newton)*

Resumo

As novas tecnologias e serviços de comunicação emergentes, têm requisitos cada vez mais exigentes, como velocidade de transmissão elevada e extensa largura de banda. Neste contexto, as redes ópticas passivas, ou PON (do inglês *Passive Optical Network*), vêm sendo uma solução utilizada especialmente para suprir essas demandas. Redes ópticas PON podem ainda explorar o uso de múltiplos comprimentos de onda, através da técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (do inglês WDM - *Wavelength Division Multiplexing*), com vantagens em termos de aumento das taxas de transmissão de dados, facilidade de reconfiguração, flexibilidade no encaminhamento dos sinais e proteção da rede.

Sistemas WDM consideram o padrão ITU-T de alocação e espaçamento (50 GHz e 100 GHz) para comprimentos de onda, reservando uma região do espectro para transmissão *downstream* e outra para *upstream*. Esta estratégia de alocação de comprimentos de onda resulta em uma utilização ineficiente do espectro disponível. Além disso, as operadoras exigem que os novos padrões de redes PON devem coexistir com os anteriores, pois isso facilitaria a migração progressiva dos assinantes aos novos serviços de acordo com a demanda. Como seria de se esperar, a cada geração de PON, a disponibilidade de espectro não alocado tende a diminuir.

Apresenta-se neste trabalho uma proposta de utilização de comprimentos de onda entrelaçados em redes ópticas de acesso com detecção direta e sem a utilização de técnicas de processamento digital de sinais, denominado de FI-DWDM-PON, como uma maneira de melhorar a eficiência espectral, e com isso garantir a coexistência com padrões de redes PON anteriormente desenvolvidas e instaladas. O conceito proposto baseia-se na topologia em árvore, em que cada OLT é conectada a pelo menos um dispositivo passivo divisor/combinador, oferecendo serviços para um total de 256 ONUs. Além disso, um gerador de múltiplos comprimentos de onda utilizando uma técnica de recirculação em anel, é responsável pela criação das portadoras ópticas de *downstream* e *upstream*. Para a multiplexação e demultiplexação dos comprimentos de onda utilizados, em ambos os sentidos de transmissão, é aplicada uma combinação de interferômetros de *Mach-Zehnder* em cascata garantindo assim uma diminuição do *crosstalk* entre comprimentos de onda adjacentes.

Resultados de simulações em *Matlab*, para 20 km e 40 km de fibra monomodo e diferentes formatos de modulação ópticos comprovam a viabilidade desta técnica para redes DWDM-PON com taxas de transmissão de 50 Gbits/s a 100 Gbits/s e com maior eficiência espectral

em relação aos sistemas PON tradicionais. Como metodologia, os vários dispositivos ópticos da rede foram modelados e inseridos no ambiente de simulação.

Abstract

The new emerging technologies and services have increased its requirements such as high transmission speed and large bandwidth. In this context, passive optical networks, or PON, have been an adopted solution to answer these demands. PON networks can successfully exploit the use of multiple wavelengths with the use of WDM techniques, with advantages in terms of higher data rate, easy configuration, flexibility in signal routing and network protection as well.

WDM systems consider the wavelength ITU-T standard allocation and spacing (50 GHz and 100 GHz), which considers a reservation of spectrum for downstream transmission and another to upstream transmission. This wavelength allocation strategy results in inefficient use of the available spectrum. Furthermore, on the point of view of operators, the coexistence of PON standards already implemented with new ones are extremely desirable. This facilitates the progressive migration of subscribers to new services in accordance with the demand. As might be expected, with each generation of PON, available channels for spectrum allocation tends to decrease.

In this work, a proposal of interleaved wavelengths for access networks with direct detection and without digital signal processing techniques, named FI-DWDM-PON, is presented as a solution to improve spectral efficiency and ensure coexistence with already implemented PON. The proposed concept is based on the tree topology, where each OLT connects to at least one passive splitter/combiner device, providing services at most 256 ONUs. Furthermore, an optical comb source using a recirculation technique, is responsible to create the downstream and upstream optical carriers. The multiplexing and demultiplexing operation, in downstream and upstream transmission, is processed by the use of cascade Mach-Zehnder interferometers, as a way to decrease the crosstalk between wavelengths.

Simulation results performed in Matlab, for 20 km and 40 km single mode fiber, considering different optical modulation formats show the viability of this technique for 50 Gbits/s and 100 Gbits/s DWDM-PON networks with higher spectral efficiency in comparison with existing PON standards. As a methodology adopted in this study, the several optical devices models of the network were created and inserted into the simulation environment.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Crescimento do tráfego IP global [2].	28
Figura 2 – Esquema ilustrando os elementos de uma rede PON. OLT - <i>Optical Line Terminal</i> , ONU - <i>Optical Network Units</i>	29
Figura 3 – Esquemas de Topologia de Rede.	35
Figura 4 – Alocação de comprimentos de onda em redes PON padrão ITU e padrão IEEE.	36
Figura 5 – Arquitetura de coexistência GPON e XG-PON.	39
Figura 6 – Esquema de um sistema TWDM-PON. DEMUX - Demultiplexador, MUX - Multiplexador e MAC - Controle de acesso ao meio (do inglês <i>Medium Access Control</i>).	41
Figura 7 – Arquitetura de coexistência TWDM-PON.	42
Figura 8 – Esquema ilustrando o processo de emissão estimulada de um laser.	46
Figura 9 – Esquema de um laser <i>Fabry-Perot</i> com superfícies refletoras (R_1 e R_2) que compõem a cavidade laser.	47
Figura 10 – Curva de potência óptica \times corrente de polarização para laser <i>Fabry-Perot</i> , onde pode ser observado o comportamento dependente da temperatura [59].	50
Figura 11 – Atenuação e dispersão em função do comprimento de onda em SSMF [59].	51
Figura 12 – Dispersão sobre pulso de 80 ps transmitido por 20 km de SSMF. A linha azul corresponde ao pulso transmitido e a linha vermelha ao pulso recebido.	53
Figura 13 – Acoplador óptico direcional com quatro portas: duas portas de entrada da luz e duas portas para a saída.	54
Figura 14 – Interferômetro de Mach-Zehnder.	55
Figura 15 – Respostas em Amplitude e Fase do MZI modelado. (a) resposta em amplitude da saída 1, (b) resposta de fase da saída 1, (c) resposta em amplitude da saída 2 e (d) resposta de fase da saída 2.	57
Figura 16 – Estrutura de um modulador de <i>Mach-Zehnder</i>	58
Figura 17 – Curva característica do modulador <i>Mach-Zehnder</i>	60
Figura 18 – Estrutura de um modulador <i>Mach-Zehnder</i> IQ.	61
Figura 19 – Diagrama dos níveis de energia para a fibra dopada com érbio.	62
Figura 20 – Modelo do circuito de recepção.	64
Figura 21 – Esquema de OLT para rede FI-DWDM-PON. CW - Laser CW, MZM - Modulador <i>Mach-Zehnder</i> , FOS - Filtro Óptico Sintonizável e AO - Amplificador Óptico.	66

Figura 22 – Esquema de ONU para rede FI-DWDM-PON. MZM - Modulador <i>Mach-Zehnder</i> , FOS - Filtro Óptico Sintonizável e AO - Amplificador Óptico.	67
Figura 23 – Gerador de pente de frequências usando técnica RFS.	69
Figura 24 – Pente de frequências com 8 comprimentos de onda e diferença máxima de potência de 0,87 dB. Os comprimentos de onda em 1550,1 nm e 1551,0 nm não são usados por estarem fora da resposta de 3 dB do filtro óptico.	70
Figura 25 – Máxima variação entre comprimentos de onda em relação ao valor do ganho do EDFA.	70
Figura 26 – OSNR de cada comprimento de onda gerado na simulação.	71
Figura 27 – Exemplo de dispositivo de multiplexação (MUX) e demultiplexação (DEMUX) de 8 portas.	72
Figura 28 – Resposta ao impulso do multiplexador de 8 portas.	73
Figura 29 – Resposta ao impulso do demultiplexador de 8 portas.	74
Figura 30 – Esquema de transmissor óptico OOK.	76
Figura 31 – Diagrama de olho de um sinal OOK.	76
Figura 32 – Esquema de transmissor óptico DPSK. O parâmetro T_b é o período de bit.	77
Figura 33 – Esquema de receptor óptico DPSK.	78
Figura 34 – Esquema de transmissor óptico DQPSK.	79
Figura 35 – Constelação do sinal óptico DQPSK.	80
Figura 36 – Esquema de receptor óptico DQPSK.	81
Figura 37 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação NRZ-OOK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) <i>downstream</i> e b) <i>upstream</i>	85
Figura 38 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação NRZ-OOK com elemento multiplexador sendo um dispositivo composto por MZIs em cascata. a) <i>downstream</i> e b) <i>upstream</i>	87
Figura 39 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DPSK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) <i>downstream</i> e b) <i>upstream</i>	88
Figura 40 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DPSK com elemento multiplexador sendo um dispositivo formado por MZIs em cascata no caminho de <i>upstream</i>	89
Figura 41 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DQPSK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) <i>downstream</i> e b) <i>upstream</i>	90

Figura 42 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DQPSK com elemento multiplexador sendo MZIs em cascata. a) <i>downstream</i> e b) <i>upstream</i>	91
Figura 43 – OSNR em um espectro DWDM.	105

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros intrínsecos do VCSEL HFE-4192-582 da Finisar [61]. . . .	48
Tabela 2 – Parâmetros gerais usados nas simulações em <i>Matlab</i>	84

Lista de abreviaturas e siglas

ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i> (Emissão Espontânea Amplificada)
BER	<i>Bit Error Rate</i> (Taxa de Erro de Bit)
BPON	<i>Broadband PON</i>
CW	<i>Continuous Wave</i> (onda contínua)
DBA	<i>Dynamic Bandwidth Allocation</i>
DD	Detecção Direta
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i> (Laser semiconductor com realimentação distribuída)
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i> (Chaveamento por Deslocamento de Fase Diferencial)
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> (Chaveamento por Deslocamento de Fase e Quadratura Diferencial)
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (Processamento de sinais digitais)
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> (Multiplexação por divisão de comprimento de onda densa)
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifiers</i> (amplificador a fibra dopada com érbio)
EPON	<i>Ethernet PON</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i> (Magnitude do Vetor Erro)
FDMA	<i>Frequency Division Multiplexing Access</i> (Acesso por Multiplexação por Divisão de Frequências)
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada rápida de Fourier)
FSAN	<i>Full Service Access Network</i>
GPON	<i>Gigabit PON</i>
HSP	<i>Higher Speed PON</i>

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Inversa da transformada rápida de Fourier)
IoT	<i>Internet of Things</i> (Internet das coisas)
IP	<i>Internet Protocol</i>
ISI	<i>Inter-Symbolic Interference</i> (Interferência Intersimbólica)
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
Laser	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LLID	<i>Logical Link Identifier</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i> (controle de acesso ao meio)
MZI	<i>Mach-Zehnder interferometer</i> (interferômetro de Mach-Zehnder)
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i> (modulador de Mach-Zehnder)
NF	<i>Noise figure</i> (Figura de ruído)
NG-PON1	<i>Next Generation PON stage 1</i>
NG-PON2	<i>Next Generation PON stage 2</i>
NRZ	<i>Not-Return-to-Zero</i>
ODN	<i>Optical Distribution Network</i> (Rede de distribuição óptica)
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (Multiplexação por divisão de frequências ortogonais)
OFFT	<i>Optical Fast Fourier Transform</i> (Transformada rápida de Fourier Óptica)
OIFFT	<i>Optical Inverse Fast Fourier Transform</i> (Transformada inversa rápida de Fourier Óptica)
OLT	<i>Optical Line Terminal</i>
ONU	<i>Optical Network Units</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i> (modulação por Chaveamento Liga e Desliga)
OSNR	<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído Óptica)

OCNR	<i>Optical Carrier-to-Noise Ratio</i> (Relação Portadora-Ruído Óptica)
P2P	<i>Peer-to-peer</i> (Ponto a ponto)
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i> (Modulação por Amplitude de Pulso)
PAPR	<i>peak-to-average power ratio</i> (Potência de pico em relação a média)
PCBd	<i>Physical Control Block for Downstream</i>
PON	<i>Passive Optical Network</i> (rede óptica passiva)
QoS	<i>Quality of Service</i> (qualidade de serviço)
RF	Rádio Frequência
SCM	<i>Subcarrier Multiplexing</i> (Multiplexação por Subportadora)
SDH	<i>Synchronous Digital Hierarchy</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído)
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i> (Multiplexação por divisão no tempo)
TWDM	<i>Time and Wavelength Division Multiplexing</i> (Multiplexação por divisão de comprimento de onda e tempo)
UWB	<i>Ultra Wide-Band</i>
VCSEL	<i>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser</i>
WBF	<i>Wavelength Blocking Filter</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i> (Multiplexação por divisão de comprimento de onda)

Lista de símbolos

α_{dB}	Atenuação da fibra óptica
β	coeficiente de propagação da fibra
β_0	coeficiente do primeiro termo da série de Taylor de β
β_1	coeficiente do segundo termo da série de Taylor de β
β_2	coeficiente do terceiro termo da série de Taylor de β
β_{sp}	Fração de emissão espontânea acoplada no laser
λ	Comprimento de onda
λ_{CW}	Comprimento de onda CW
ν	Frequência do fóton
τ_n	Tempo de recombinação das portadoras
τ_p	Tempo de vida do fóton
ω	Frequência angular
Γ	Fator de confinamento
a	Fator de aprimoramento de largura de linha
a_0	Coeficiente de ganho
BW_λ	Largura de banda do filtro dentro do anel
c	Velocidade da luz
D	Dispersão da fibra
E_1	Nível de baixa energia do elétron
E_2	Nível de alta energia do elétron
E_{i1}	Campo elétrico óptico de entrada 1
E_{i2}	Campo elétrico óptico de entrada 2
E_{o1}	Campo elétrico óptico de saída 1

E_{o2}	Campo elétrico óptico de saída 2
f_c	Frequência do sinal de RF dentro do anel
$G(t)$	Coefficiente de ganho saturável do laser
g	ganho do EDFA
h	Constante de Planck
$I(t)$	Corrente elétrica injetada no laser
I_{ph}	Corrente gerada pelo fotodetector
L	Comprimento da fibra óptica em km
N_b	Número de bits
$n(t)$	Densidade de portadoras
n_e	Índice de refração efetivo da fibra
n_0	Densidade de portadoras à transparência
P_{in}	Potência óptica inserida no fotodetector
$p(t)$	Densidade de fótons
q	Carga do elétron
R_1	Superfície refletora 1 de um laser DFB
R_2	Superfície refletora 2 de um laser DFB
R_e	Responsividade do fotodetector
R_L	Resistência de carga do fotodetector
S_{ASE}	Densidade espectral de potência da ASE
S	Declive de dispersão da fibra
V_a	Volume da região ativa
v_g	Velocidade de grupo
v_p	Velocidade de fase
v_{th}	tensão de ruído térmico

Sumário

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Objetivos	30
1.2	Histórico de Contribuições Anteriores do LabTel no Contexto deste Trabalho	30
1.3	Organização da Tese	32
1.4	Lista de Publicações	33
2	ASPECTOS TEÓRICOS SOBRE REDES DE ACESSO ÓPTICAS PASSIVAS	35
2.1	Primeira Geração de PONs	36
2.1.1	Sistemas BPON	37
2.1.2	Sistemas GPON	37
2.1.3	Sistemas EPON	37
2.2	Próxima Geração de PON estágio 1 (NG-PON1)	38
2.2.1	Sistemas XG-EPON	38
2.2.2	Sistemas XG-PON	39
2.3	Próxima Geração de PON estágio 2 (NG-PON2)	40
2.3.1	NG-PON2 Amd1	42
2.3.2	XGS-PON	42
2.4	NG-EPON	43
2.5	G.hsp.x (ITU-T SG15/Q2)	43
2.6	Desafios das Redes de Acesso PON	43
3	ASPECTOS TEÓRICOS E MODELAGEM DE DISPOSITIVOS EM REDES ÓPTICAS	45
3.1	Lasers	45
3.1.1	Equações de Taxa de Lasers (monomodo)	47
3.1.2	Curva de Potência Óptica × Corrente de Polarização	49
3.2	Fibra Óptica	50
3.2.1	Atenuação	51
3.2.2	Dispersão Cromática	51
3.3	Acopladores Direcionais	54
3.4	Interferômetro de <i>Mach-Zehnder</i>	55
3.5	Moduladores Electro-Ópticos	58
3.5.1	Modulador <i>Mach-Zehnder</i>	58
3.5.1.1	Modulador <i>Mach-Zehnder</i> IQ	60

3.6	Amplificadores Ópticos (EDFA)	61
3.7	Fotodetector (PIN)	63
3.7.1	Modelo de Ruído Térmico	63
4	SISTEMAS FI-DWDM-PON	65
4.1	Arquitetura FI-DWDM-PON	65
4.2	Geração de Pente de Frequências	67
4.2.1	Recirculação com Deslocamento de Frequências (RFS - <i>Recirculating Frequency Shifting</i>)	68
4.3	Dispositivo de Multiplexação e Demultiplexação	71
4.4	Formatos de Modulação e Detecção Direta	75
4.4.1	Modulação OOK	75
4.4.2	Modulação DPSK	76
4.4.3	Modulação DQPSK	79
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	83
5.1	Resultados para Modulação OOK	84
5.2	Resultados para Modulação DPSK	86
5.3	Resultados para Modulação DQPSK	89
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	93
	REFERÊNCIAS	95
A	EFICIÊNCIA ESPECTRAL	103
B	RELAÇÃO SINAL-RUÍDO ÓPTICA (OSNR)	105
C	TAXA DE ERRO DE BIT	107

1 Introdução

Apresenta-se neste capítulo introdutório, um apanhado sobre tecnologias em redes de acesso ópticas passivas a fim de contextualizar a proposta deste trabalho. Em seguida, expõem-se os objetivos e, na sequência, há um levantamento sobre as contribuições já apresentadas em trabalhos recentes no LabTel em temas envolvendo redes ópticas. Ao final deste capítulo, descreve-se a organização do texto desta Tese e inclui-se a lista de publicações realizadas com os resultados do trabalho.

As novas tecnologias e serviços emergentes, tais como *peer-to-peer* (P2P), jogos *on line*, voz sobre IP (do inglês VoIP - *Voice over IP*), internet das coisas (do inglês IoT - *Internet of Things*), sistemas 5G, televisão sobre IP ou vídeo por demanda, têm requisitos cada vez mais exigentes, como velocidade de transmissão elevada, baixa latência e extensa largura de banda, justificando a intensa investigação de sistemas que apresentam estas características [1]. A Figura 1 ilustra o crescimento do tráfego IP global, em exabytes (10^{18} bytes) por mês, bem como a estimativa de crescimento futuro, onde pode-se perceber, para o ano de 2022, uma estimativa de crescimento do tráfego de 97 % em relação ao ano de 2019 [2].

Neste contexto, as redes ópticas de acesso possuem a capacidade de fornecer aos usuários finais elevadas taxas de transmissão, devido a fibra óptica ter, como uma de suas principais características, grande largura de banda de transmissão que permite, por exemplo, multiplexação de centenas de canais de comprimento de onda. Porém, outros fatores como custo, simplicidade de instalação, manutenção e capacidade de expansão também desempenham um papel de grande importância para uma rede de acesso.

As redes ópticas passivas (do inglês PON - *Passive Optical Network*) vêm sendo uma solução utilizada, especialmente para fornecer acesso com capacidade de suprir demandas dos diversos serviços emergentes [1, 3, 4]. Uma rede PON, conforme representado na Figura 2, é composta por uma rede óptica de distribuição (do inglês ODN - *Optical Distribution Network*) interligando um equipamento terminal de linha óptica (do inglês OLT - *Optical Line Terminal*) a diversas unidades de rede óptica ou terminal de rede óptica (do inglês ONU - *Optical Network Units*). A OLT centraliza as funções de processamento de sinais e é responsável pela conexão com redes de *backbone* (como as redes de transporte SDH - do inglês *Synchronous Digital Hierarchy*). Conforme ilustrado na Figura 2, a OLT conecta-se às diversas ONUs, localizadas em *data centers*, condomínios, gabinetes nas calçadas, ou diretamente a residências, através de um elemento óptico passivo divisor/combinador [5, 6]. A ODN é totalmente passiva, sendo especialmente atrativa para as operadoras, uma vez

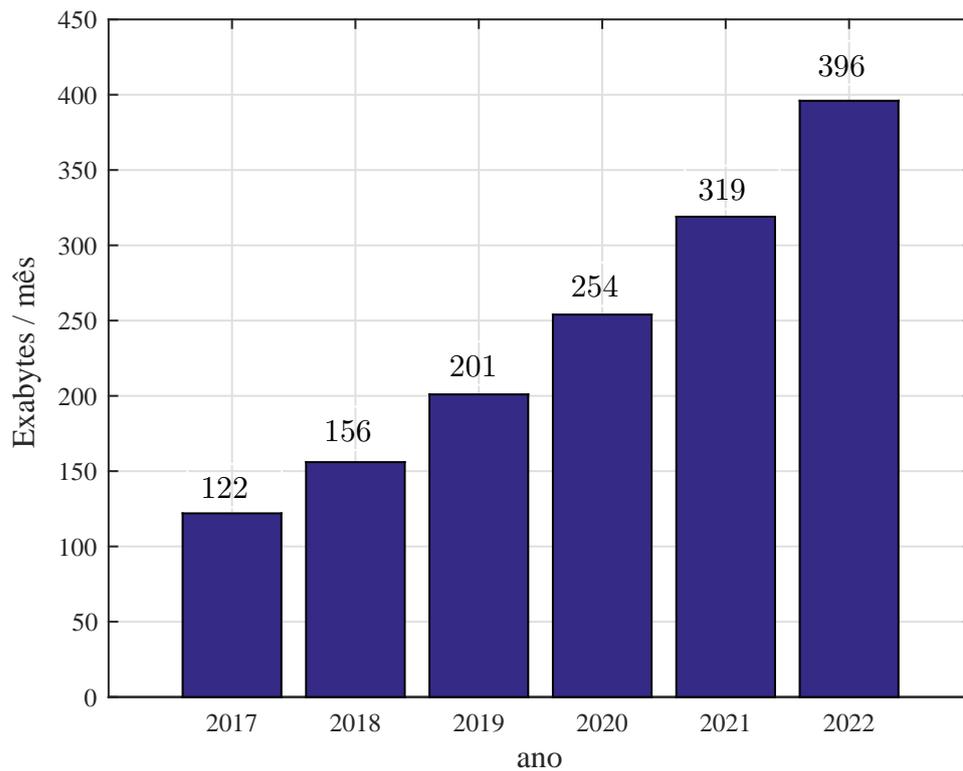


Figura 1 – Crescimento do tráfego IP global [2].

que o processo de transmissão de sinais para as diversas ONUs ocorre com economia de energia e sem incrementar custos de manutenção de equipamentos eletrônicos.

Redes ópticas PON podem ainda explorar técnicas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (do inglês WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) com vantagens em termos de aumento de capacidade e facilidade de reconfiguração, flexibilidade no encaminhamento dos sinais e proteção da rede [7]. Sistemas WDM tradicionais utilizam um espaçamento entre comprimentos de onda de 50 GHz e 100 GHz, além de dedicar um comprimento de onda exclusivo para transmissão, mesmo que a taxa de transmissão requerida seja baixa em relação a sua capacidade [8,9]. No entanto, a necessidade do uso de regiões distintas do espectro óptico para *downstream* e *upstream* representa uma utilização ineficiente do espectro disponível.

Observa-se que com a demanda e aplicação de novos serviços, a evolução das redes PON com as novas implementações e as já existentes devem coexistir [10,11]. Isto facilitaria as migrações progressivas dos assinantes existentes, à medida que avançam para novas tecnologias sem interromper os serviços de transmissão de dados contratados [11]. Espera-se que a cada nova geração de PON implementada, a disponibilidade de espectro não alocado tenda a diminuir [11].

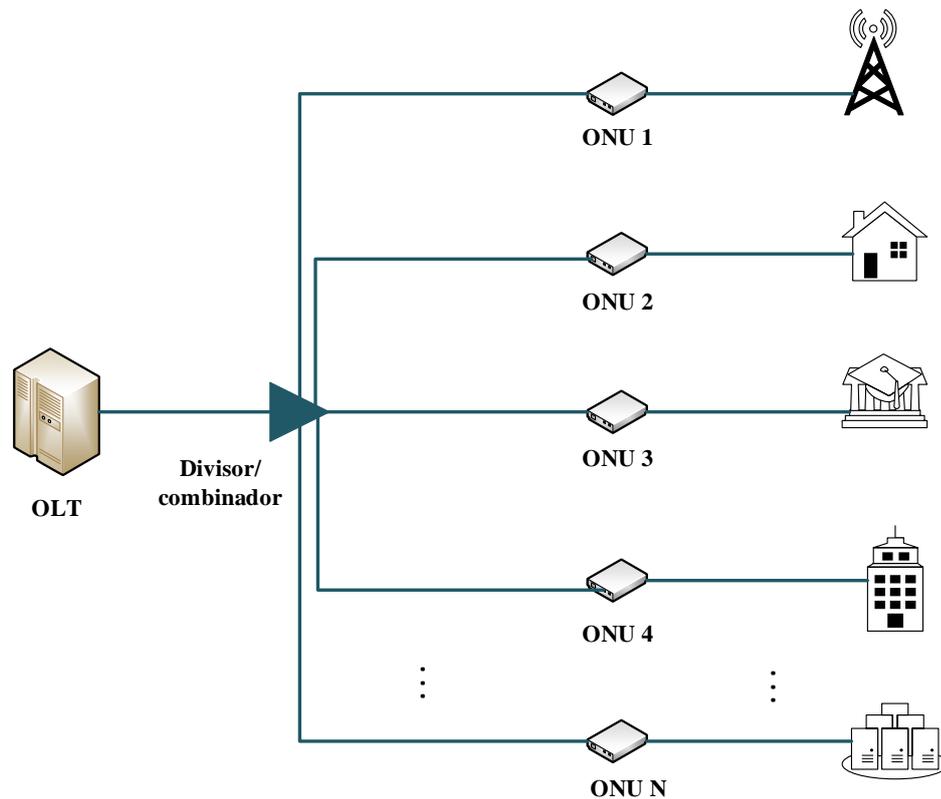


Figura 2 – Esquema ilustrando os elementos de uma rede PON. OLT - *Optical Line Terminal*, ONU - *Optical Network Units*.

Desse modo, as novas exigências impostas para as redes PON de próxima geração exigem alta eficiência espectral no espectro óptico [12]. Além disso, a necessidade de sistemas com taxas de transmissão iguais ou superiores a 100 Gb/s para futuras redes de acesso também foi reportada [13] e estudada [14, 15].

Em relação aos esquemas de recepção, a detecção coerente tem sido extensivamente estudada, para redes com elevadas taxas de dados e eficiência espectral maiores do que 1 bit/s/Hz, onde um laser é necessário para atuar como oscilador local [16]. Neste tipo de receptor, técnicas de processamento digital de sinais (do inglês DSP - *Digital Signal Processing*), em altas taxas, são necessárias para a recuperação da fase da portadora e estimativa de deslocamento da frequência da portadora [17–19], além do uso de 4 fotodetectores balanceados e uma fonte laser local [20]. Isto representa um elevado custo na arquitetura de recepção por ONU na rede e soluções de custo mais baixo são necessárias. Nesse cenário, sistemas que não utilizam DSP e que empregam detecção direta (do inglês DD - *Direct Detection*) podem ser considerados como uma solução adequada para redes de acesso óptico, principalmente pela simplicidade da arquitetura dos receptores [21].

1.1 Objetivos

O objetivo desta Tese foi desenvolver o estudo a partir da modelagem computacional da camada física para a avaliação de redes ópticas passivas com altas taxas de transmissão. Considerou-se a utilização de sistemas de multiplexação por divisão de comprimentos de onda densa (do inglês DWDM - *Dense Wavelength Division Multiplexing*) de acesso, gerando assim alta eficiência espectral e compartilhamento da mesma faixa de comprimento de onda para os sinais de *downstream* e *upstream*. Além disso, buscou-se o aumento do número de ONUs assistidas em comparação com os sistemas PONs existentes de detecção direta.

Neste contexto, implementou-se neste trabalho um conjunto de algoritmos para simulação de redes ópticas passivas DWDM, em ambiente *Matlab*. Com o objetivo de obter uma topologia de rede com fonte óptica centralizada, uma técnica de geração de pentes de frequências usando um anel de recirculação foi implementada. Explorou-se a partir daí o conceito de entrelaçamento de frequências que foi desenvolvido como uma maneira de aumentar a eficiência espectral e poder permitir a coexistência com sistemas PON já existentes, com foco em futuras implementações de rede.

1.2 Histórico de Contribuições Anteriores do LabTel no Contexto deste Trabalho

Nos últimos anos, diversos trabalhos de pesquisa, em redes de acesso ópticas, foram desenvolvidos no Laboratório de Telecomunicações (LabTel) da UFES com o objetivo de obter sistemas com melhores capacidades de transmissão e eficiência espectral.

O trabalho realizado por Arnaldo Togneri [22], em 2005, baseou-se em uma análise, através de simulações em *Matlab*, sobre sistemas utilizando a técnica de Multiplexação por Subportadora (do inglês SCM - *Subcarrier Multiplexing*). Em suas simulações, foram transmitidos sinais ópticos do tipo Banda Lateral Dupla (do inglês ODSB - *Optical Double Side Band*) e Banda Lateral Simples (do inglês OSSB - *Optical Single Side Band*), obtendo uma taxa de transmissão agregada de 10 Gbit/s em uma arquitetura ponto-a-ponto.

Em 2009, Daniel Coura propôs duas arquiteturas de PONs com tecnologias de acesso por multiplexação por divisão de frequências (do inglês FDMA - *Frequency Division Multiplexing Access*) [23]. A primeira, nomeada FDMA-SCM PON, utilizava dispositivos de rádio frequência para gerar sinais alocados em diversas frequências (com banda de guarda entre eles), os quais foram enviados a diversas ONUs. A segunda, utilizava a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (do inglês OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para transmitir os dados as ONUs, sendo nomeada BS

OFDMA-PON. O desempenho da BS OFDMA-PON foi analisado através da relação sinal-ruído (do inglês SNR - *Signal-to-Noise Ratio*), taxa de erro de bit (do inglês BER - *Bit Error Rate*) e magnitude do vetor erro (do inglês EVM - *Error Vector Magnitude*) de uma rede PON com 32 ONUs. As simulações demonstraram que taxas de transmissão de 35,5 Gb/s e 53,2 Gb/s foram alcançadas com a utilização de 16 e 64 QAM, respectivamente, para 20 km a 30 km de fibra monomodo.

Jair Adriano, em 2011, apresentou uma nova técnica de transmissão de dados que utilizava sinais OFDM com envelope constante para combater não linearidades, geradas na fibra e no modulador óptico, devido aos altos valores da razão entre a potência máxima e a média (do inglês PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal [24]. Resultados de simulação a 10 Gb/s com 1023 subportadoras mapeadas em 16-QAM e ocupando uma largura de banda de 2,66 GHz mostraram sua robustez ao aumentar os níveis de potência de sinal inserido em um enlace de 960 km de fibra monomodo padrão sem compensação de dispersão e detecção direta. Importante mencionar que estes resultados foram confirmados através de experimentos realizados posteriormente [25].

Thiago Almeida, em 2014, realizou a análise de sinais OFDM em sistemas ópticos de curto alcance, com detecção direta e modulação por intensidade, com a finalidade de aumentar sua eficiência espectral [26]. Para isso, algoritmos genéticos foram utilizados como uma maneira de obter os parâmetros otimizados do sistema que foram confirmados através de experimentos. Os parâmetros otimizados utilizados foram o desvio padrão do sinal OFDM gerado, o ponto de polarização do modulador óptico, tensão de chaveamento do modulador óptico, banda de guarda óptica e largura de banda.

Bruno Coutinho, em 2016, desenvolveu uma ferramenta para a análise das diferentes camadas da rede para simulação de sistemas ópticos chamada *Optical Network Design and Analysis* (ONDA). Neste contexto, diversos dispositivos ópticos foram modelados com o objetivo de simular a camada física de redes ópticas de transporte [27]. Além disso, sinais utilizando a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais ópticas (OOFDM) foram utilizados em sua análise.

Também em 2016, Reginaldo Nunes apresentou através de experimentos e simulações, uma arquitetura com topologia em árvore capaz de fornecer transporte de dados a taxas superiores a 33 Gbits/s e oferecer uma gama de perfis de QoS em uma rede de acesso óptica passiva com fonte de luz centralizada na OLT [28]. Sua análise baseou-se em transmissão de sinais OFDM em sistemas ópticos, com detecção direta e modulação por intensidade, com o uso de otimização para operação dos diversos componentes da rede.

Esequiel Pereira, em 2017, apresentou uma proposta de utilização de técnica de constante envelope aplicado a sinais OFDM transmitidos em redes ópticas de transporte com

detecção coerente, denominado de CO-CE-OFDM, como uma maneira de combater as não linearidades geradas pelo modulador óptico e pela propagação na fibra óptica [29]. Simulações em *Matlab*, para 1200 km de fibra monomodo e taxas de 100 Gbits/s, foram realizadas para avaliar parâmetros importantes, como índice de modulação de fase elétrica, o índice de modulação óptica, a relação sinal ruído óptica e variação de potência de entrada na fibra. A comparação entre o sistema proposto com sistemas OFDM coerentes convencionais, em termos de não linearidades da fibra e do modulador óptico, mostraram um melhor desempenho da técnica proposta. Conclui-se, também, que o sistema proposto é fortemente dependente do índice de modulação de fase.

Pablo Marciano, em 2019, realizou estudos de sistemas OFDM totalmente ópticos em um rede óptica ponto-a-ponto, de máximo comprimento de 240 km, usando vários formatos de modulação de detecção direta e obtendo uma máxima taxa de 1,2 Tbits/s, usando um número de 128 subportadoras ópticas [30]. Em suas simulações, realizadas em *Matlab*, as diversas subportadoras ópticas utilizadas foram criadas através de técnica de geração de pentes de frequência. A transmissão e a recepção do bloco OFDM totalmente óptico foi realizada pela OIFFT (do inglês *Optical Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT óptica) e OFFT (do inglês *Optical Fast Fourier Transform* - FFT óptica), respectivamente.

1.3 Organização da Tese

Esta tese é composta por seis capítulos, os quais apresentam aspectos teóricos e resultados relacionados às simulações realizadas no contexto do tema abordado neste trabalho.

No Capítulo 2 é apresentado o estado da arte das redes PON, onde são incluídos os padrões definidos pela União Internacional de Telecomunicações (do inglês ITU - *International Telecommunications Union*) e pelo Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos (do inglês IEEE - *Institute of Electrical and Electronic Engineers*).

O Capítulo 3 aborda uma descrição dos diversos dispositivos utilizados nas simulações da rede óptica DWDM-PON proposta. A arquitetura de rede, nomeada IF-DWDM-PON, que envolve o conceito básico de entrelaçamento de frequências, é discutido no Capítulo 4. Este é o elemento chave para aumentar a eficiência espectral e oferecer coexistência com os diversos padrões de transmissão. Neste contexto, uma técnica de geração de pentes de frequência é apresentada como uma forma de centralizar na OLT a geração de comprimentos de onda de *downstream* e *upstream*. Além disso, dispositivos de multiplexação e demultiplexação, utilizando processo de interferometria são analisados.

Os resultados das simulações e discussões são apresentados no Capítulo 5, sendo por fim, as conclusões e trabalhos futuros discutidos no Capítulo 6.

1.4 Lista de Publicações

- D. V. N. Coelho, P. Marciano, T. V. N. Coelho, M. Segatto, M. J. Pontes, “**Entrelaçamento em Frequência para 50 Gb/s e 100 Gb/s DWDM-PON**”, *SBRT 2019, Petrópolis - Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*.
- D. V. N. Coelho, P. Marciano, T. V. N. Coelho, M. Segatto, M. J. Pontes, “**Frequency Domain Interleaving for Dense WDM Passive Optical Network**”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol 18, No 2, p. 196-207 (2019)*.
- Pablo R. N. Marciano, Diogo V. N. Coelho, Jair A. L. Silva, Maria J. Pontes, Marcelo E. V. Segatto, “**A New All-Optical OFDM Architecture for NG-PON2**”, *Lima, Peru - Latin America Optics and Photonics Conference 2018*.
- Diogo V. N. Coelho, Pablo R. N. Marciano, Reginaldo B. Nunes, Marcelo E. V. Segatto, Maria J. Pontes, “**New Architecture Proposal to Enhance Spectrum Efficiency in Multiwavelength Optical Access Networks**”, *MOMAG 2016, Porto Alegre - 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo / 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica*.

2 Aspectos Teóricos sobre Redes de Acesso Ópticas Passivas

Descreve-se, a seguir, os aspectos teóricos envolvidos na descrição de redes ópticas passivas. A evolução e as principais gerações de tecnologia desenvolvidas são discutidas. Ao final, são levantados os desafios esperados na implementação de novos sistemas.

Topologias de redes de comunicação consideram suas funcionalidades e distribuição física, podendo ser classificadas em redes de transporte, metropolitana ou de acesso. Redes de transporte tem como função conectar cidades ou continentes, transmitindo altas taxas de dados. As redes metropolitanas transmitem dados dentro de uma mesma cidade, conectando-se a rede de transporte por meio de roteadores. As redes de acesso conectam o usuário ao nó da rede metropolitana [31]. Topologias gerais, de redes de comunicação, estão ilustradas na Figura 3, onde pode-se observar como as redes de transporte, metropolitana e de acesso estão conectadas.

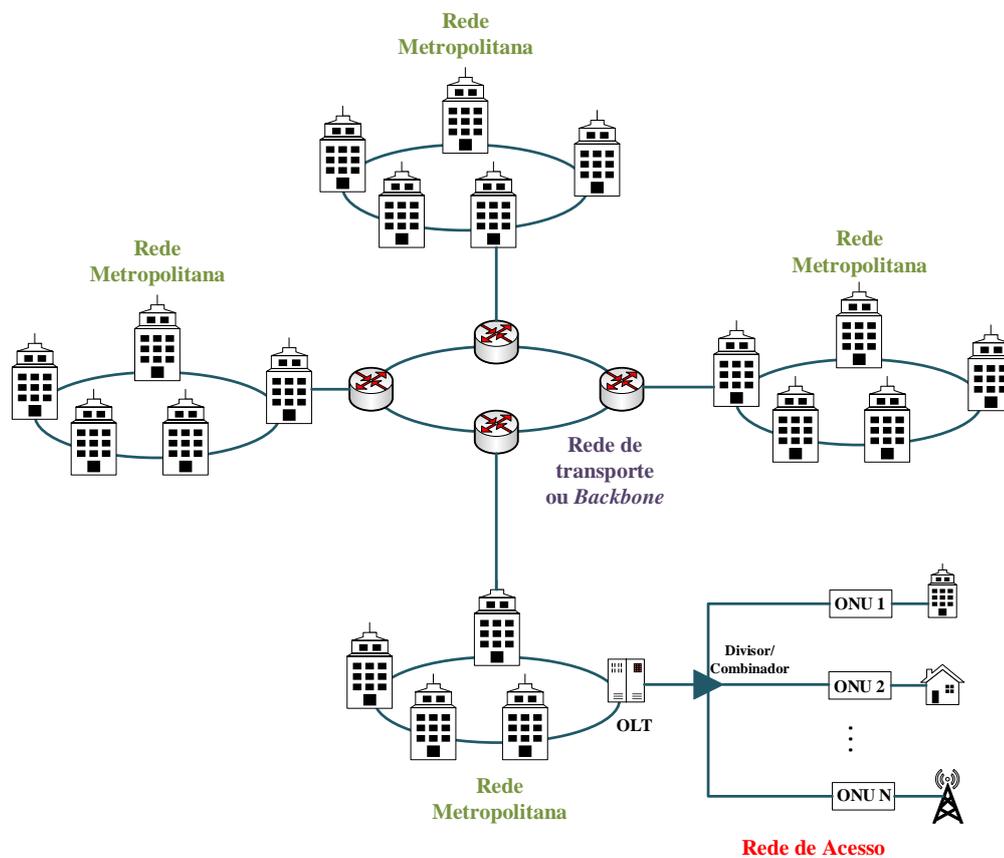


Figura 3 – Esquemas de Topologia de Rede.

As redes PON vêm sendo utilizadas como uma solução para redes de acesso por ser uma opção para banda larga óptica com custo relativamente reduzido, uma vez que não emprega amplificadores ópticos ao longo do enlace [28, 32]. Conforme mencionado no Capítulo 1, uma rede PON é composta por uma rede óptica de distribuição (ODN) interligando um equipamento terminal de linha óptica (OLT) a diversas unidades de rede óptica ou terminal de rede óptica (ONU). A configuração ponto-multiponto, como ilustrado nas Figuras 2 e 3, é a topologia de rede mais comum. O mecanismo de controle utilizado nas redes com tecnologia PON é conhecido como esquema centralizado dinâmico, uma vez que esta rede não permite a comunicação direta entre as ONUs, devido às propriedades de direcionamento dos divisores/combinadores [28].

Vários padrões de redes PON foram desenvolvidas pelo ITU-T e pelo IEEE ao longo dos anos. A Figura 4 ilustra a alocação de comprimento de ondas para alguns desses padrões criados ao longo das diversas gerações de PON. Cada padrão desenvolvido, apresenta uma alocação de comprimentos de onda, taxas de transmissão próprias e número de ONUs utilizadas.

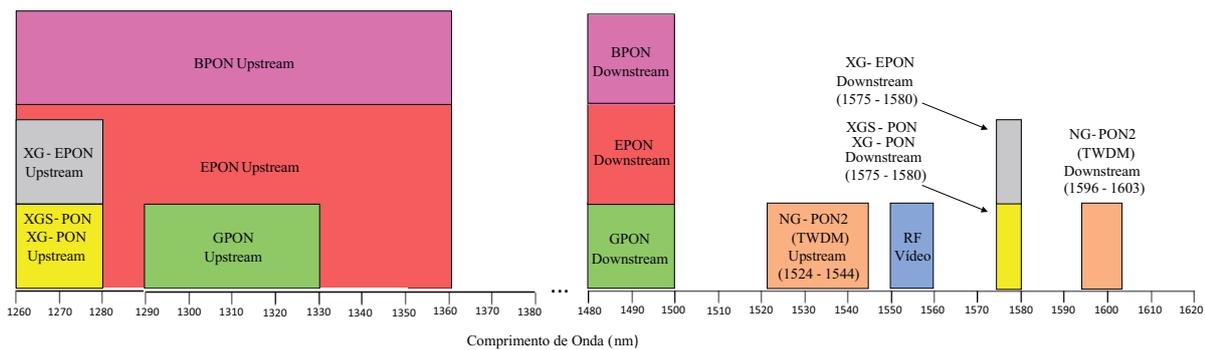


Figura 4 – Alocação de comprimentos de onda em redes PON padrão ITU e padrão IEEE.

A evolução da tecnologia PON pode ser dividida em três gerações: Primeira geração, Próxima geração de PON estágio 1 (do inglês NG-PON1 - *Next Generation PON stage 1*) e Próxima geração de PON estágio 2 (do inglês NG-PON2 - *do inglês Next Generation PON stage 2*) [33, 34].

2.1 Primeira Geração de PONs

A primeira geração de PONs é baseada na tecnologia de multiplexação por divisão no tempo (do inglês TDM - *Time Division Multiplexing*). Isto significa que a transmissão no sentido OLT/ONU (*downstream*) ou ONU/OLT (*upstream*) ocorre em intervalos pré-determinados de tempo para cada usuário, evitando assim colisões de dados. Pode-se destacar, na primeira geração de PONs, *Broadband PON* (BPON) definido pela ITU-T, a

Gigabit-Capable PON (GPON) definida pela ITU-T e a *Ethernet* PON (EPON) definida pelo IEEE [33].

2.1.1 Sistemas BPON

O sistema BPON (ITU-T G.983.x), especificado a partir de 1998, foi definido para transmissão em 20 km de fibra óptica monomodo padrão. Além disso, pode operar com taxas de dados de 1244,16 Mbits/s ou 622,08 Mbits/s ou 155,52 Mbits/s no sentido de *downstream* e 622,08 Mbits/s ou 155,52 Mbits/s no sentido de *upstream* [35]. A transmissão em um sistema BPON é efetuado para até 32 ONUs, na configuração ponto-multiponto, ocupando a faixa de comprimentos de onda de 1480 nm a 1500 nm para *downstream* e 1260 nm a 1360 nm para *upstream*. Para o controle de acesso ao meio, o sistema BPON utiliza o protocolo de Modo de Transmissão Assíncrono (do inglês ATM - *Asynchronous Transfer Mode*) [35].

2.1.2 Sistemas GPON

O sistema GPON (ITU-T G.984.x), especificado a partir de 2003, foi definido para transmissão em 10 km e 20 km de fibra óptica monomodo padrão. Além disso, pode operar na configuração 1,25 Gbits/s de *upstream* com 2,5 Gbit/s de *downstream*; ou 2,5 Gbits/s de *upstream* com 2,5 Gbits/s de *downstream*. Neste padrão pode-se efetuar transmissão para até 64 ONUs e máxima distância de 20 km, na configuração ponto-multiponto. A faixa de comprimentos de onda varia de 1480 nm a 1500 nm para *downstream* e 1290 nm a 1330 nm para *upstream* [36].

Para o controle de acesso ao meio, no sentido *downstream*, o *frame* GPON é transmitido para todas as ONUs que usam a informação contida no bloco de controle físico (do inglês PCBd - *Physical Control Block for Downstream*) para extrair suas informações [36]. No sentido de *upstream* é utilizado o sincronismo definido pelo PCBd no *downstream*, fazendo com que cada ONU mantenha o mesmo número de transmissões. Quando o tráfego chega à OLT, o tráfego da ONU é enfileirado com base na qualidade de serviço (do inglês QoS - *Quality of Service*).

2.1.3 Sistemas EPON

Sistemas EPON (IEEE 802.3ah), desenvolvidos a partir de 2004, têm como característica o emprego do protocolo *Ethernet* com adaptações para transmissão em meio óptico. Estão especificados para transmissão em 10 km e 20 km de fibra óptica monomodo padrão, taxas de 1 Gbits/s em *downstream* e *upstream*, transmitindo para 16 ONUs, na configuração ponto-multiponto. Para transmissão *downstream*, EPON utiliza um comprimento de

onda na faixa entre 1480 nm e 1500 nm, enquanto que para o *upstream* faz uso de um comprimento de onda entre 1260 nm e 1360 nm [33, 37].

No sentido *downstream*, o controle de acesso ao meio ocorre pela adição de um campo identificador de enlace lógico (do inglês LLID - *Logical Link Identifier*) no preâmbulo de cada *frame* IEEE 802.3, que é um identificador exclusivo atribuído pela OLT para cada ONU. Para o tráfego *upstream*, é utilizado a técnica TDM, onde a OLT atribui um intervalo de tempo específico para cada ONU, levando em consideração a distância entre cada ONU e a OLT [37, 38].

2.2 Próxima Geração de PON estágio 1 (NG-PON1)

NG-PON1 foi desenvolvida com o objetivo de atingir taxas de bits de até 10 Gbits/s, mantendo algumas características desenvolvidas nos padrões anteriores. Pode-se destacar aqui os sistemas XG-EPON, padronizado pelo IEEE e XG-PON, padronizado pelo ITU.

2.2.1 Sistemas XG-EPON

Sistemas XG-EPON (ou 10G-EPON), definidos pela norma IEEE 802.3av de 2009, representam um *upgrade* dos sistemas EPON tradicionais da primeira geração. Operam em dois modos, sendo que o primeiro modo corresponde a transmissões de 10 Gbits/s, tanto no sentido *downstream* quanto no *upstream*. O segundo modo corresponde a transmissões de 10 Gbits/s no sentido *downstream* e 1 Gbits/s no sentido *upstream*. Com relação a faixa de comprimentos de onda utilizada, XG-EPON usa a faixa de 1260 nm a 1280 nm para o *upstream* e 1575 nm a 1580 nm para o tráfego *downstream* [39]. Está especificada para transmissão de 10 ou 20 km de fibra óptica monomodo padrão e cobertura de 16 ou 32 ONUs, dependendo do balanço de potência utilizado. O uso de códigos corretores de erro (do inglês FEC - *Forward Error Correction*) que não era obrigatório no padrão EPON, passa a ser no padrão XG-EPON [39]. Com relação aos métodos de acesso ao meio utilizados pela XG-EPON, estas se assemelham aos métodos usados em sistemas EPON.

O padrão IEEE 802.3av permite operação de coexistência entre sistemas EPON e XG-EPON. No sentido *downstream*, os canais EPON e XG-EPON estão separados em diferentes faixas comprimento de onda, conforme pode ser observado na Figura 5. No sentido *upstream*, conforme Figura 5, ocorre uma sobreposição de entre faixas comprimento de onda EPON e XG-EPON. Por essa razão, no sentido *upstream* a coexistência é realizada através de técnicas TDM [39].

2.2.2 Sistemas XG-PON

Sistemas XG-PON (ou 10G-PON), definidos pela norma ITU-T G.987 de 2010, representam um *upgrade* dos sistemas GPON tradicionais da primeira geração. Foi desenvolvido para operar no modo assimétrico, garantindo transmissões de 10 Gbits/s no sentido *downstream* e 2,5 Gbits/s no *upstream*, com sinais do tipo NRZ (do inglês *Not-Return-to-Zero*) e modulação óptica OOK (do inglês *On-Off Keying*). Está especificada para transmissão de 20 ou 40 km de fibra óptica monomodo padrão e cobertura de 32 ou 64 ONUs, dependendo do balanço de potência utilizado [33, 40]. XG-PON usa a faixa de 1260 nm a 1280 nm para o *upstream* e 1575 nm a 1580 nm para o tráfego *downstream* [40]. Com relação aos métodos de acesso ao meio utilizados pela XG-PON; estas se assemelham aos métodos usados em sistemas GPON [40].

A operação de coexistência entre serviços de distribuição de vídeo, GPON e XG-PON ocorre com custo adicional associado à filtragem de comprimento de onda exigido para cada uma das ONUs. A Figura 5 mostra o cenário de coexistência entre duas OLTs, uma para transportar e receber sinais do padrão GPON e a outra para sinais do padrão XG-PON. Para a multiplexação/demultiplexação do sinal de ambas OLTs, é acrescentado um acoplador óptico de coexistência, chamado de WDMr1, enquanto que do lado das ONUs um filtro de bloqueio de comprimento de onda (do inglês WBF - *Wavelength Blocking Filter*) é necessário para diferenciar o tráfego [33, 40]. Vale lembrar, que a faixa de comprimentos de onda para serviços de vídeo está definida pela norma ITU-T G.983.3 de 2001 [41].

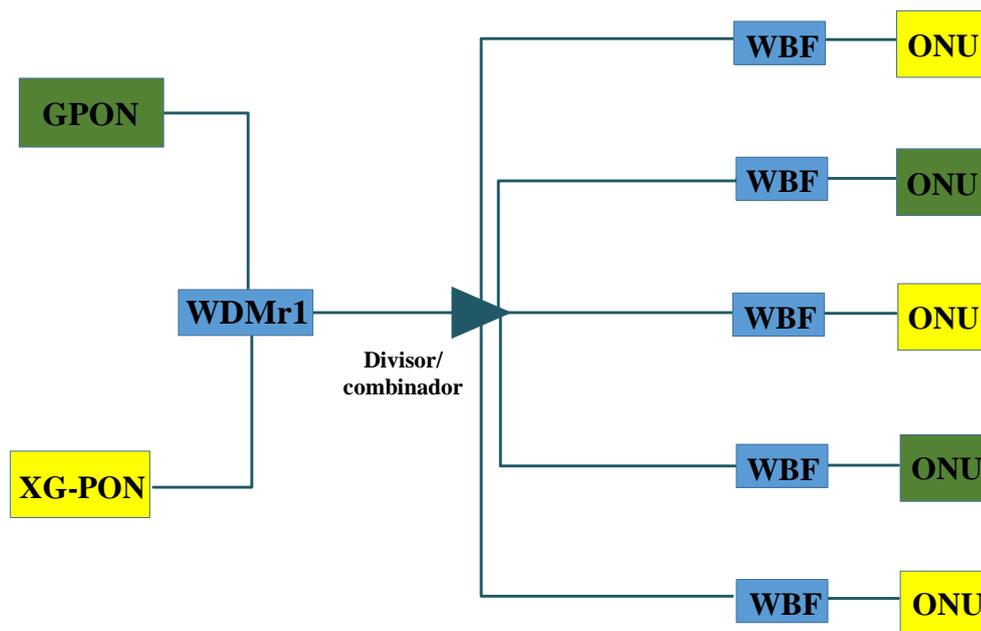


Figura 5 – Arquitetura de coexistência GPON e XG-PON.

2.3 Próxima Geração de PON estágio 2 (NG-PON2)

Na próxima geração de PON estágio 2, um consórcio de operadoras chamada FSAN (do inglês *Full Service Access Networks*) definiu a tecnologia de multiplexação por divisão de tempo e comprimento de onda (do inglês TWDM - *Time and Wavelength Division Multiplexing*) como padrão (ITU G.989) para aumentar a capacidade das PONs [42]. A taxa de transmissão é ampliada pelo empilhamento de múltiplas unidades XG-PONs, usando quatro pares de comprimentos de onda, totalizando 40 Gbits/s no *downstream* e 40 Gbits/s ou 10 Gbits/s no *upstream*. Com relação a faixa de comprimentos de onda utilizada, TWDM para NG-PON2 usa a faixa de 1596 nm a 1603 nm para o *upstream* e 1524 nm a 1544 nm para o tráfego *downstream* [42–45].

A arquitetura básica TWDM-PON, para os caminhos de *downstream* e *upstream*, é mostrada na Figura 6, onde sinais do tipo NRZ com modulação OOK, são transmitidos usando quatro pares de comprimentos de onda $(\lambda_1;\lambda_5)$, $(\lambda_2;\lambda_6)$, $(\lambda_3;\lambda_7)$ e $(\lambda_4;\lambda_8)$. A ODN consiste de um elemento combinador/divisor (*splitter*), podendo a OLT fornecer serviços para até 64 ONUs em distâncias de 20 e 40 km, dependendo do balanço de potência [46]. Os lasers sintonizáveis podem ser ajustados para qualquer um dos quatro pares de comprimentos de onda de *downstream* ou *upstream*. A fim de atender um orçamento de potência mais elevado do que o da XG-PON, amplificadores ópticos (AO) são usados tanto no lado da OLT, para compensar a perda de amplitude dos sinais no *downstream*, atenuados ao longo da propagação na fibra, como para recuperar a amplitude dos sinais no *upstream*, mantendo assim a ODN passiva. Cada comprimento de onda é compartilhado com diversas ONUs, usando técnica de acesso TDM gerenciada por um algoritmo de alocação dinâmica de largura de banda (do inglês DBA - *Dynamic Bandwidth Allocation*) [42].

Sistemas TWDM-PON usam a grade ITU com espaçamento de 100 GHz entre os comprimentos de onda tanto no *downstream*, quanto no *upstream*. A taxa de transmissão e a largura de banda ocupada, por sistemas TWDM-PON, representam um uso ineficiente do espectro óptico. A eficiência espectral apresenta-se em torno de 0,06 bits/s/Hz para o modo simétrico. No modo assimétrico, a eficiência diminui para 0,015 bits/s/Hz no sentido *upstream*.

A Figura 7 mostra o cenário de operação de coexistência entre OLTs TWDM-PON, XG-PON, GPON e canais de rádio frequência (RF) destinados a transmissão de vídeo. Para a multiplexação/demultiplexação do sinal das diversas OLTs, é acrescentado um elemento de coexistência (acoplador), chamado de CEx. Além disso, uma filtragem apropriada deve ser instalada nas diferentes ONUs para que seja eliminada a interferência entre as gerações coexistentes de PON [42].

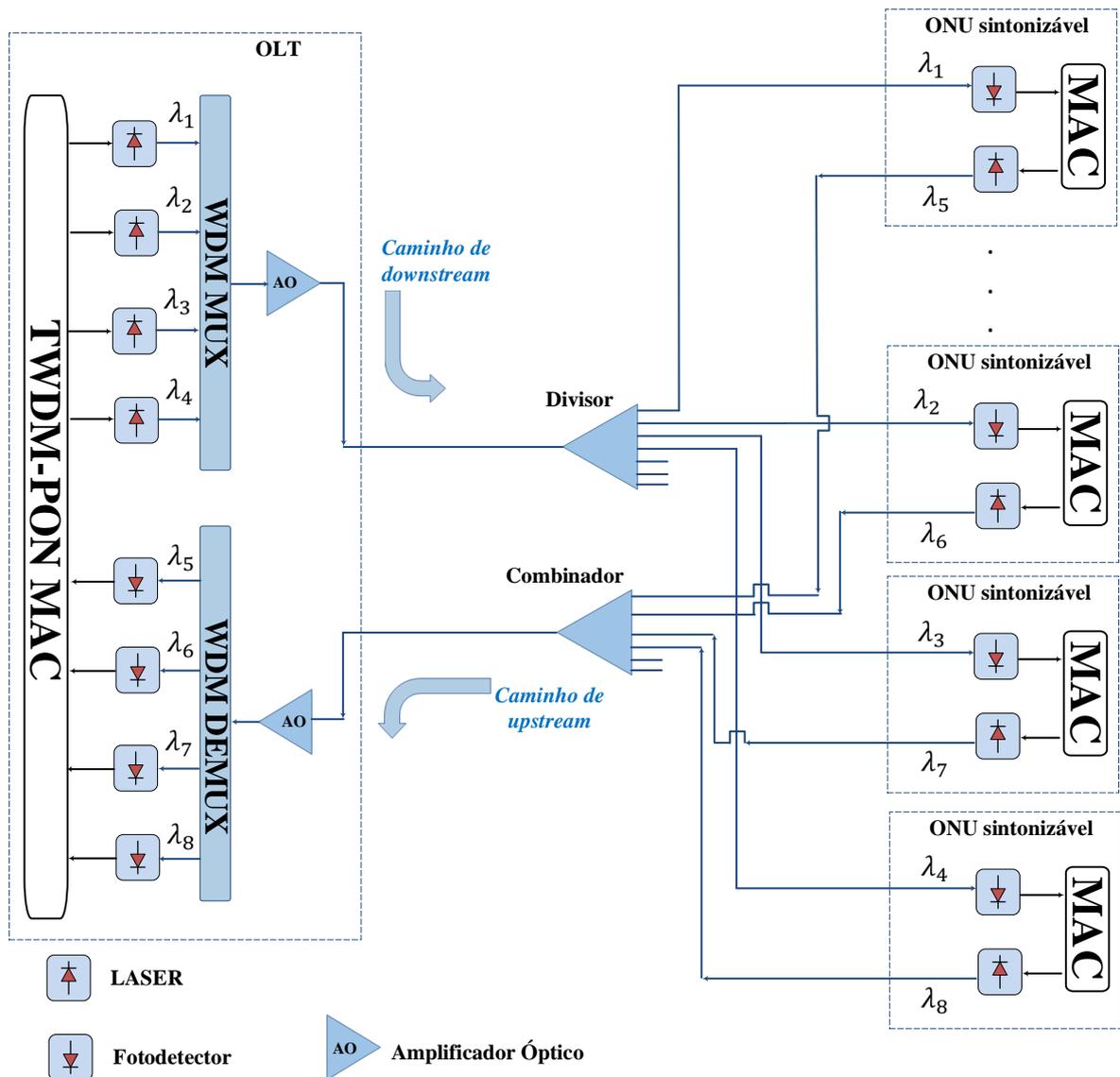


Figura 6 – Esquema de um sistema TWDM-PON. DEMUX - Demultiplexador, MUX - Multiplexador e MAC - Controle de acesso ao meio (do inglês *Medium Access Control*).

Sistemas TWDM-PON, com 40 Gbits/s no *downstream* e 10 Gbits/s no *upstream*, já foram demonstrados por diversos autores. Na referência 12, Luo et al apresentam resultados experimentais de um protótipo de um sistema TWDM-PON em 20 km de fibra, transmitindo para 512 ONUS e coexistindo com sistemas XG-PON e GPON. Em um outro trabalho experimental, Wong et al [46], apresentam testes experimentais de um sistema TWDM-PON usando SC-VCSELs (do inglês *Short-cavity vertical-cavity surface-emitting lasers*) e sem compensação de dispersão. O sistema TWDM-PON foi transmitido sem erros por 40 e 60 km de fibra, fornecendo dados para 64 e 128 ONUS, o que excede aos requisitos mínimos de assinantes da NG-PON2.

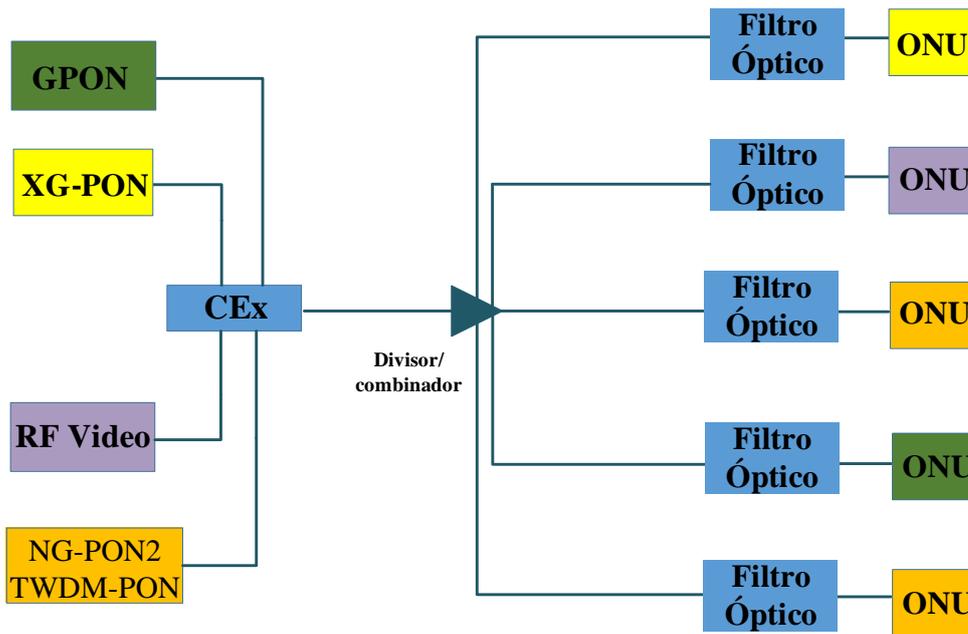


Figura 7 – Arquitetura de coexistência TWDM-PON.

2.3.1 NG-PON2 Amd1

ITU-T 989.x Amd1, desenvolvida a partir de 2015, especifica um aumento para 8 pares de comprimentos de onda TWDM sendo transmitidos por 20 ou 40 km de fibra monomodo padrão [47]. A taxa de transmissão por comprimento de onda é definida como 2,5 ou 10 Gbits/s em modo simétrico ou assimétrico. Além disso, o sistema usa um espaçamento de 100 GHz entre os comprimentos de onda no *downstream*, enquanto que no *upstream* usa espaçamento de 50 e 100 GHz [47].

O padrão garante a inserção de um sistema WDM ponto-a-ponto (WDM ptp) para atender a requisitos comerciais e serviços de *backhaul*. WDM ptp permite que um par de comprimentos de ondas dedicado, com taxas de transmissão de 1 a 10 Gbits/s em modo simétrico ou assimétrico, seja atribuído para ONUs específicas [47]. Utiliza, tanto para *downstream* quanto para *upstream*, a faixa de 1603 nm a 1625 nm, porém dependendo da implantação, o operador da rede pode dedicar espectro não utilizado para canais WDM ptp de maneira flexível. Neste modo, o sistema opera em modo de espectro expandido, ocupando a faixa de 1524 nm a 1625 nm [47].

2.3.2 XGS-PON

O padrão XGS-PON ou XG-PON2 (ITU-T G.9807.1) foi desenvolvido em 2016 para trabalhar em modo simétrico, ou seja, garantindo transmissões de 10 Gbits/s no sentido *downstream* e *upstream* para 32 ou 64 ONUs [48]. Está especificada para transmissão

máxima de 60 km de fibra óptica monomodo padrão e ocupa a mesma faixa de comprimentos de onda do XG-PON, ou seja, 1260 nm a 1280 nm para o *upstream* e 1575 nm a 1580 nm para o *downstream* [48]. Além disso, apresenta uma faixa de comprimentos de onda opcionais de 1300 a 1320 nm para o *upstream* e 1480 nm a 1500 nm para o *downstream*, ou seja, pode usar a faixa de comprimentos de onda G-PON.

2.4 NG-EPON

Em Dezembro de 2015, o IEEE iniciou os estudos para o desenvolvimento de uma rede Ethernet óptica passiva, nomeada NG-EPON (IEEE 802.3ca). Tem-se como objetivo dos trabalhos a padronização de redes PON com taxas de transmissão de 25, 50 e 100 Gbits/s, a coexistência com o padrão XG-EPON, baixo custo e a utilização da banda O da fibra óptica para a transferência de dados [49]. Os trabalhos focam em distâncias máximas de 20 km de fibra para 32 ONUs [49].

NG-EPON introduz o conceito de *channel bonding*, onde dados podem ser transmitidos, para as diversas ONUs, por mais de um comprimento de onda [50].

2.5 G.hsp.x (ITU-T SG15/Q2)

O consórcio FSAN/ITU-T SG15/Q2 começou, em Setembro de 2017, chamada de contribuições para o estudo e desenvolvimento de redes PON de alta velocidade (G.hsp - *higher speed PON*), cuja velocidade por comprimento de onda desejada seria ≥ 50 Gbits/s, ocupando a banda O (1260 nm a 1360 nm) da fibra óptica. Pretende-se, com estes trabalhos, a implementação de redes ópticas passivas com máxima distância de 60 km e cobertura de 256 ONUs [51].

2.6 Desafios das Redes de Acesso PON

A crescente demanda por serviços de altas velocidades, possivelmente impulsionará a pesquisa e o desenvolvimento de sistemas PON, com o objetivo de obter taxas de dados superiores a 40 Gbits/s e uma cobertura de ONUs superior a 1:64, ou seja, capacidades superiores às PONs disponíveis comercialmente. Os custos e complexidade da rede devem ser reduzidos, mantendo a rede óptica de distribuição com topologia em árvore (ou seja, ponto multi-ponto) e diminuindo o consumo de energia por bit transmitido na rede, principalmente nas ONUs [52]. Além disso, a rede deve possibilitar a implementação de um modelo *pay as you grow*, o que permite aos provedores de serviço adicionar mais comprimentos de onda conforme a necessidade do cliente [52].

Dentro das tecnologias a serem estudadas e implementadas, sistemas DWDM (*Dense WDM*) e UDWDM (*Ultra Dense WDM*) representam uma boa alternativa para redes com altas taxas e melhor aproveitamento do espectro disponível, uma vez que os comprimentos de onda encontram-se mais próximos uns dos outros. Outra alternativa, estaria ligada ao desenvolvimento de redes PON onde as ONUS possam ter acesso simultâneo a mais de um comprimento de onda (*Wavelength Channel Bonding*), explorando de maneira mais eficiente a capacidade do canal de transmissão [34, 53, 54].

A coexistência com padrões de PON anteriores é outro objetivo a ser alcançado, porém adicionar novos sistemas através de multiplexação de comprimentos de onda, a cada geração de PON, tende a diminuir a disponibilidade de espectro óptico ainda não atribuído no futuro [34, 52].

Com relação a escolha da arquitetura de rede PON para transmissão de sinais 5 G, deve-se levar em conta a baixa latência, o que pode limitar as distância de transmissão em fibra. A latência de ponta a ponta comumente sugerida em sistemas 5G deve ser menor que 1 ms [55]. Porém a latência introduzida pela fibra está em torno de $10 \mu\text{s}/\text{km}$ o que pode limitar as distâncias em fibra óptica para valores menores do que 20 km, uma vez que outros processos, como por exemplo os realizados pelo algoritmo de alocação de banda dinâmica, também introduzem latência [55].

3 Aspectos Teóricos e Modelagem de Dispositivos em Redes Ópticas

Neste capítulo, são descritos os dispositivos necessários em redes ópticas que foram implementados e utilizados neste trabalho. Estes dispositivos foram modelados numericamente para simulações de redes de acesso, em ambiente *Matlab*, cujos resultados de desempenho da rede estudada serão apresentados e analisados no Capítulo 5.

Sistemas de comunicações por fibra que transmitem dados por uma ou múltiplas portadoras ópticas dependem de componentes como transmissores (lasers e moduladores electro-ópticos), acopladores, filtros, fotodetectores, além de outros. Cada um deles apresenta especificações e limites de operação, sendo a análise de suas características necessária para implementação e otimização da rede óptica a ser desenvolvida.

3.1 Lasers

Lasers (do inglês *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) semicondutores são dispositivos essenciais em sistemas de transmissão ópticos, sendo utilizados como transmissores ou bombeio para amplificadores Raman e EDFA (do inglês *Erbium-Doped Fiber Amplifiers - amplificador a fibra dopada com érbio*) [56, 57]. É possível citar entre os lasers usados em sistemas de comunicações o laser do tipo *Fabry-Perot*, o laser DFB (do inglês *Distributed Feedback - laser semiconductor com realimentação distribuída*) e o laser de emissão de superfície de cavidade vertical (do inglês VCSEL - *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*).

Estes dispositivos operam baseados no princípio da emissão estimulada, no qual elétrons, que receberam excitação e estão em camada mais alta de energia, são estimulados por fótons incidentes. Estes fótons incidentes estimulam a recombinação de elétrons excitados, ou seja, os elétrons caem para níveis mais baixos de energia, liberando com isso fótons de frequência, energia, fase, polarização e direção de propagação iguais aos incidentes [58]. O processo de emissão estimulada que ocorre em dispositivos laser encontra-se ilustrado na Figura 8. O fóton terá frequência ν e energia $h\nu$, dada pela equação de Planck, descrita por [58, 59]

$$E_2 - E_1 = h\nu, \quad (3.1)$$

onde h é a constante de Planck ($h = 6,62607015 \times 10^{-34}$ J.s) [58, 59].

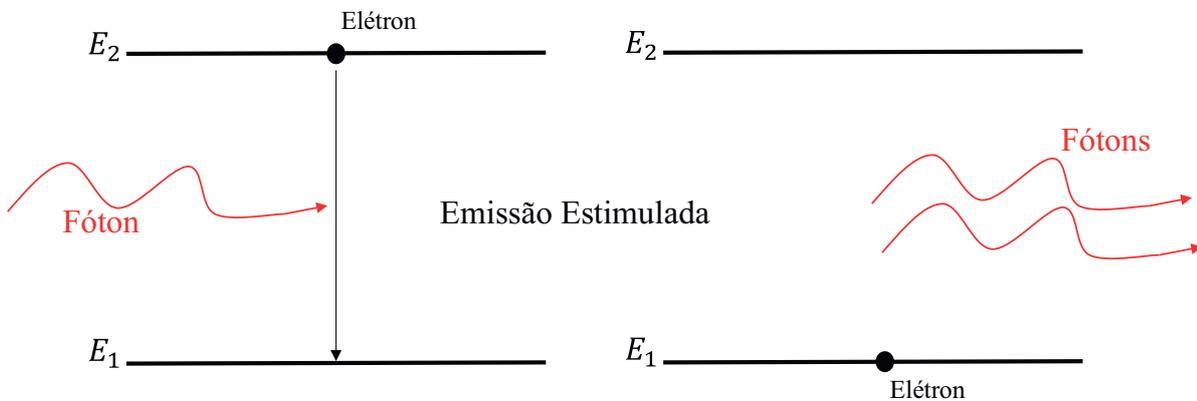


Figura 8 – Esquema ilustrando o processo de emissão estimulada de um laser.

No equilíbrio, a densidade de elétrons excitados no dispositivo é pequena em relação à densidade de elétrons existente em camadas de energia mais baixas (E_1), o que exige a injeção de uma corrente elétrica (corrente de polarização) para promover o aumento da densidade de elétrons excitados. Os valores de corrente de polarização no laser são diretamente proporcionais ao aumento da densidade de elétrons excitados (ou seja, elétrons que estão em camadas de energia mais altas) em relação a densidade dos que se encontram no nível de mais baixa energia. O processo conhecido como inversão de população implica, justamente, em popular o nível E_2 de forma a ter maior densidade de elétrons que o nível E_1 . Esta inversão de população é fundamental para a operação do laser e o valor inicial de corrente responsável por emissão estimulada é chamada de corrente de limiar (ou corrente de *threshold*) [58]. Quanto maior a população no nível de maior energia (E_2), maior será a emissão estimulada.

Outro processo envolvido na emissão de um laser semiconductor corresponde à inserção de uma realimentação (*feedback*) óptica em sua estrutura, para maximizar a emissão estimulada e gerar luz em grande quantidade na frequência específica de emissão do laser. Seu objetivo é fazer com que uma parcela dos fótons criados pela emissão estimulada voltem novamente para o meio ativo, criando assim mais emissão estimulada, o que aumenta a quantidade de fótons criados. A realimentação pode ser obtida a partir de superfícies refletoras, colocadas nas extremidades do meio ativo do dispositivo, ou com redes de difração colocados em sua estrutura, que compõem a cavidade laser [58–60]. A Figura 9 mostra o esquema da realimentação óptica com superfícies refletoras (R_1 e R_2), na região ativa de lasers do tipo *Fabry-Perot*. Valores típicos de refletividade em lasers comerciais, estão em torno de 30% [60].

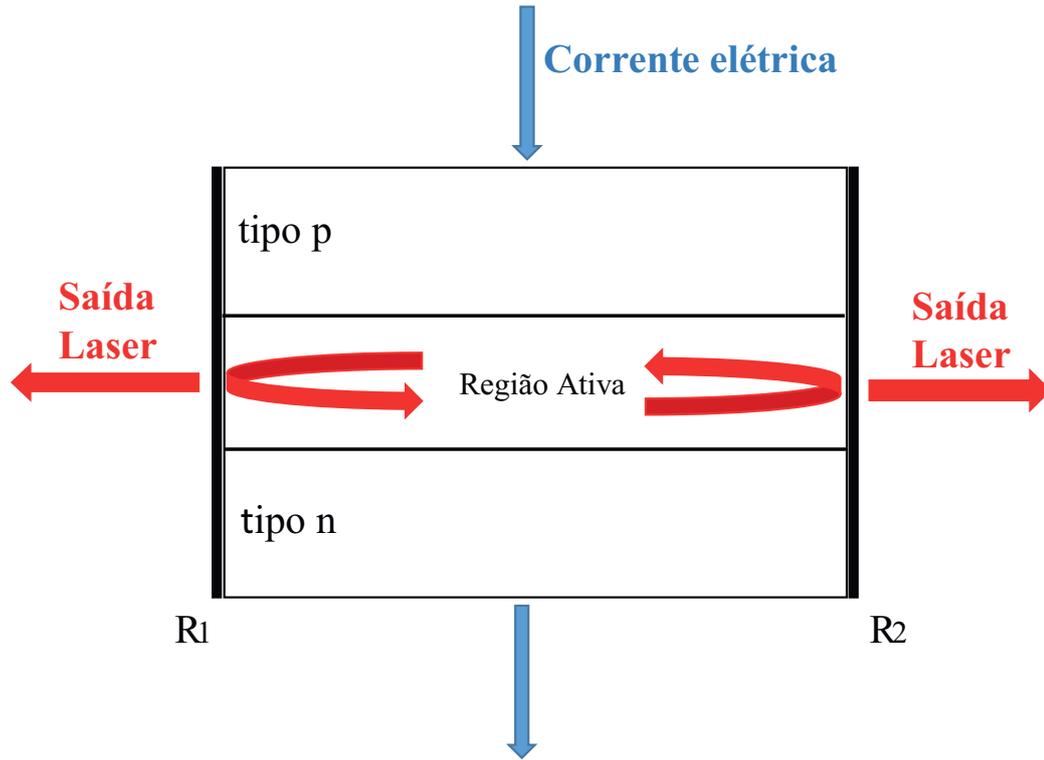


Figura 9 – Esquema de um laser *Fabry-Perot* com superfícies refletoras (R_1 e R_2) que compõem a cavidade laser.

3.1.1 Equações de Taxa de Lasers (monomodo)

O comportamento dos lasers, com relação à interação entre fótons e elétrons dentro da região ativa, pode ser descrito por um conjunto de equações diferenciais acopladas, chamadas de equações de taxas. Para lasers monomodo, a densidade de fótons $p(t)$ e a densidade de elétrons ou portadoras $n(t)$, além da fase do campo elétrico (ϕ) são definidos por [58–61]:

$$\frac{dp}{dt} = \Gamma G(t) (n(t) - n_0) p(t) - \frac{p(t)}{\tau_p} + \frac{\beta_{sp} \Gamma n(t)}{\tau_n} \quad (3.2)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - G(t) (n(t) - n_0) p(t) - \frac{n(t)}{\tau_p} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{a}{2} \left(\Gamma v_g a_0 (n(t) - n_0) - \frac{1}{\tau_p} \right) \quad (3.4)$$

Nas equações acopladas de 3.2 a 3.4, o parâmetro intrínseco Γ é o fator de confinamento, n_0 é a densidade de portadoras na condição de transparência, isto é, quando a taxa de perdas por absorção é igual a taxa de emissão estimulada. $I(t)$ é a corrente elétrica injetada no laser, τ_p é o tempo de vida do fóton, τ_n é o tempo de recombinação das portadoras na região ativa, β_{sp} é a fração de emissão espontânea acoplada no laser, q é a carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ Coulombs), V_a é o volume da região ativa, v_g é a velocidade de grupo, a_0 é o coeficiente de ganho, e a é fator de aumento de largura de linha [58–61]. O parâmetro $G(t)$ corresponde ao coeficiente de ganho saturável definido por [58, 60]

$$G(t) = \frac{v_g a_0}{1 + \varepsilon p(t)}, \quad (3.5)$$

onde ε é o fator de compressão do ganho [58, 60].

A equação 3.2 indica a taxa na qual os fótons são criados no dispositivo. O primeiro termo da equação corresponde aos fótons criados por emissão estimulada, enquanto que o terceiro termo corresponde a emissão espontânea. O segundo termo corresponde a perda de fótons dentro da cavidade.

A equação 3.3 indica a taxa na qual os elétrons são criados ou absorvidos na região ativa do dispositivo. O primeiro termo da equação corresponde a um aumento dos elétrons por injeção de corrente elétrica. O segundo termo corresponde a uma perda de elétrons por emissão estimulada, enquanto o terceiro termo representa a diminuição de elétrons devido à emissão espontânea.

Na Tabela 1 encontram-se, como exemplo, os valores dos parâmetros intrínsecos para um laser monomodo do tipo VCSEL, modelo HFE-4192-582 da Finisar, que opera em 850 nm [62].

Tabela 1 – Parâmetros intrínsecos do VCSEL HFE-4192-582 da Finisar [62].

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Volume da região ativa	V_a	$2,4 \times 10^{-34}$	m^3
Coefficiente de ganho	a_0	$4,2 \times 10^{-12}$	$\text{m}^3 \text{s}^{-1}$
Fator de compressão	ε	$2,0 \times 10^{-23}$	m^3
Densidade de portadoras à transparência	n_0	$1,9 \times 10^{24}$	m^{-3}
Fator de emissão espontânea	β	$1,7 \times 10^{-4}$	—
Fator de Confinamento	Γ	$4,5 \times 10^{-2}$	—
Tempo de vida do fóton	τ_p	1,8	ns
Tempo de recombinação das portadoras	τ_n	2,6	ps

3.1.2 Curva de Potência Óptica × Corrente de Polarização

A curva de potência óptica em função da corrente de polarização mostra as características de emissão de um laser, em que é possível identificar sua corrente de limiar, além da corrente necessária para se obter uma potência óptica desejada. Conforme mencionado anteriormente, a corrente de limiar indica quando a emissão estimulada passa a ser maior que a emissão espontânea. Para correntes abaixo do valor de limiar, ocorre somente radiação espontânea no dispositivo. A corrente de limiar é definida matematicamente por [58]

$$I_{th} = \frac{qn_{th}}{\tau_n}, \quad (3.6)$$

onde n_{th} corresponde à densidade de portadores na condição de limiar [58].

A Figura 10 mostra a curva característica para um laser *Fabry-Perot* medido por [60], onde pode-se identificar a corrente de limiar para diferentes temperaturas. Observa-se na Figura 10 que o desempenho do laser se deteriora em altas temperaturas, uma vez que para maiores valores de corrente observa-se valores potência óptica menores. Não somente a corrente de limiar aumenta com a temperatura, mas também a corrente de polarização para determinado nível de potência óptica. Ocorre um aumento da corrente de limiar maior que o dobro para uma variação de temperatura de 10 °C para 70 °C. Por essa razão, em sistemas WDM é necessário um controle de temperatura dos diversos componentes laser a serem utilizados para a transmissão de dados, uma vez que variações nos níveis de potência entre os diversos comprimentos de onda são indesejáveis. Em termos gerais, a corrente de limiar de um laser cresce exponencialmente com a temperatura, e empiricamente essa relação pode ser definida por [58].

$$I_{th} = I_0 e^{T/T_0}, \quad (3.7)$$

onde I_0 é uma constante dependente do material, T é a temperatura do laser e T_0 uma temperatura característica, geralmente usada para expressar a sensibilidade de corrente de limiar em relação à temperatura [58]. Para lasers de arseneto fosfeto de índio e gálio (InGaAsP), T_0 está no intervalo de 50–70 K, enquanto que para lasers de arseneto de gálio (GaAs) esse valor ultrapassa 120 K [58].

Vale lembrar que a corrente de limiar de um laser apresenta variações com o passar dos anos, precisando também de métodos de controle da corrente de polarização [58]. Por essa razão, métodos de geração de comprimentos de onda utilizando somente uma fonte laser

são atrativos para sistemas de comunicação óptica, uma vez que o controle de temperatura e de corrente de polarização seria realizado somente em um único dispositivo.

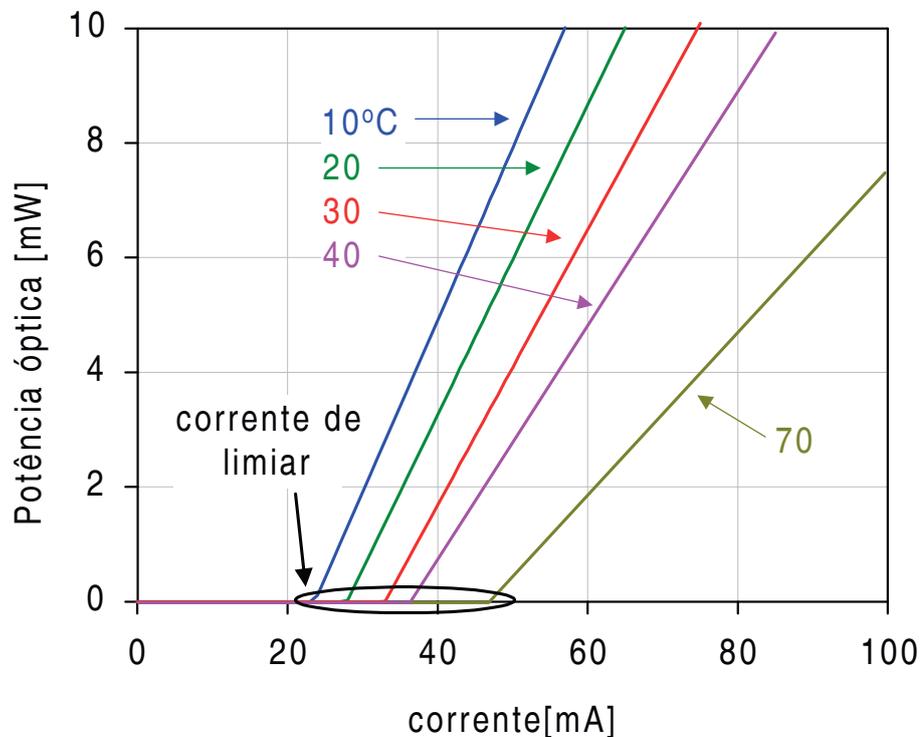


Figura 10 – Curva de potência óptica \times corrente de polarização para laser *Fabry-Perot*, onde pode ser observado o comportamento dependente da temperatura [60].

3.2 Fibra Óptica

Fibras ópticas do tipo monomodo padrão (do inglês SSMF - *Standard Single Mode Fiber*) são usadas para transmissões por longas distâncias, conforme a recomendação ITU G.652 [63]. As características importantes para transmissão são as perdas, a dispersão cromática e os efeitos não-lineares, sendo os dois primeiros, os efeitos que serão analisados neste trabalho. Conforme Figura 11, é possível considerar três bandas de transmissão no espectro da fibra, tendo cada uma características distintas de atenuação e dispersão cromática [60].

A primeira janela de transmissão da fibra corresponde a região de 800 nm a 900 nm e apresenta alta atenuação (2-3 dB/km), o que não é uma boa opção para transmissões por longas distâncias. A segunda janela de transmissão encontra-se em torno de 1300 nm onde apresenta zero de dispersão e atenuação de aproximadamente 0,4 dB/km, o que seria um atrativo, porém dispositivos como amplificadores ópticos comerciais instalados em sistemas de longa distância e altas taxas de transmissão, estão disponíveis na faixa de

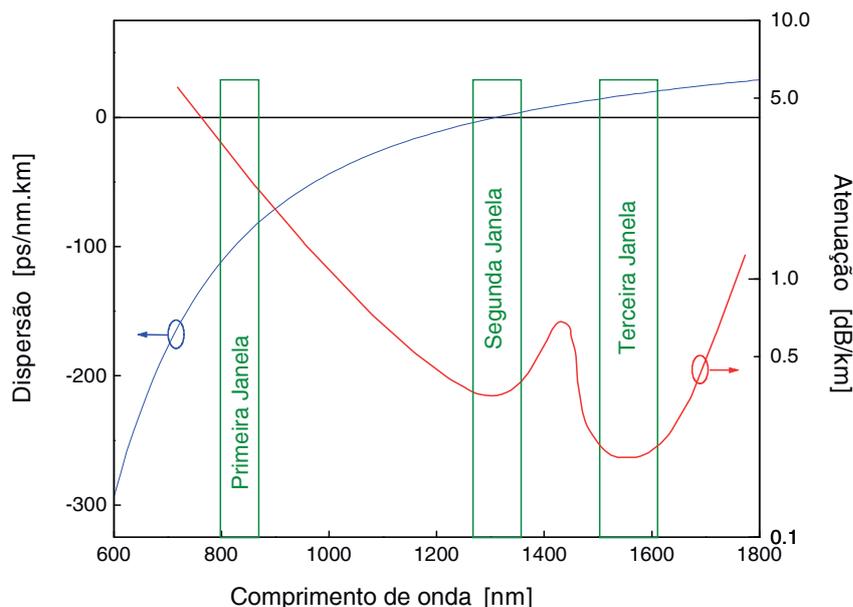


Figura 11 – Atenuação e dispersão em função do comprimento de onda em SSMF [60].

1550 nm, ou a terceira janela. A terceira janela (1500 nm a 1600 nm) apresenta atenuação de 0,2 dB/km e dispersão em torno de 17 ps/nm.km, sendo indicada para transmissões a longas distâncias, uma vez que amplificadores ópticos comerciais encontram-se disponíveis nesta faixa de operação [60].

3.2.1 Atenuação

Durante a propagação da luz ao longo da fibra, perdas ocorrem devido a espalhamento e a absorção do material, que contribuem para a atenuação do sinal observado. O coeficiente de atenuação da fibra varia com o comprimento de onda utilizado, conforme observado na Figura 11. A relação entre coeficiente de atenuação (α_{dB} em dB/km) e as potências dos sinais ópticos de entrada (P_i) e saída (P_o), é definida por [58]

$$\alpha_{dB} = -\frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_o}{P_i} \right), \quad (3.8)$$

onde L é o comprimento da fibra em km.

3.2.2 Dispersão Cromática

A dispersão cromática ocorre devido ao índice de refração efetivo da fibra ser dependente do comprimento de onda. Isso faz com que diferentes componentes espectrais do sinal se propaguem na fibra com diferentes velocidades, provocando diferentes atrasos nas componentes espectrais ao ser detectado no receptor óptico. A consequência é o alargamento do pulso em função do tempo [58].

A propagação (na direção z que coincide com o comprimento da fibra) de um sinal óptico ao longo de uma fibra, cuja característica é dispersiva, pode ser descrita como uma multiplicação, no domínio da frequência, pelo fator $e^{-j\beta(\omega)z}$ [64]. O fator $\beta(\omega)$ corresponde a constante de propagação e foi obtida da solução da equação de onda em função de espaço e tempo, sendo reescrita para o domínio da frequência, e definida por [58, 64]

$$\beta(\omega) = \omega \frac{n_e(\omega)}{c}, \quad (3.9)$$

onde $n_e(\omega)$ é o índice de refração efetivo da fibra, dependente da frequência e c é a velocidade da luz. Expandindo $\beta(\omega)$ em uma série de Taylor, na frequência da portadora ω_c obtém-se [58, 64]

$$\beta(\omega) = \beta_0 + (\omega - \omega_c)\beta_1 + \frac{(\omega - \omega_c)^2}{2!}\beta_2 + \dots, \quad (3.10)$$

$$\beta_i = \left. \frac{d^i \beta}{d\omega^i} \right|_{\omega=\omega_c} \quad (3.11)$$

O coeficiente do primeiro termo da equação 3.10 é relacionado a velocidade de fase v_p , de maneira que define-se, [64]

$$\beta_0 = \omega_c \frac{n_e(\omega_c)}{c} = \frac{\omega_c}{v_p}. \quad (3.12)$$

Velocidade de fase consiste na velocidade da frente de onda, onde uma função harmônica representa a propagação da onda. A velocidade de fase pode ser entendida como a velocidade com que um ponto caracterizado por uma determinada fase se propaga.

O coeficiente do segundo termo da equação 3.10 representa o inverso da velocidade de grupo (v_g), que corresponde a velocidade de propagação da energia ao longo do eixo de propagação, sendo definido por [64]

$$\beta_1 = \left. \frac{1}{c} \frac{d\omega n_e(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = \left. \frac{1}{c} \left(n_e(\omega) + \frac{dn_e(\omega)}{d\omega} \right) \right|_{\omega=\omega_c} \quad (3.13)$$

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g(\omega_c)} \quad (3.14)$$

O coeficiente do terceiro termo da equação 3.10 representa a dispersão, ou seja, determina qual é o valor do alargamento em função do tempo do pulso que se propaga na fibra. A

diferença entre os tempos de chegada Δt_g de duas componentes espectrais ω_c e $\omega_c + \Delta\omega$, onde $\Delta\omega$ é o espaçamento em frequência entre elas, é dada por [64]

$$\Delta t_g = \beta_2 \Delta\omega z. \quad (3.15)$$

O fator dispersão D da fibra, que relaciona o atraso Δt_g com a separação entre os sinais em termos de comprimento de onda $\Delta\lambda$ é definido por [58, 64, 65]

$$\frac{\Delta t_g}{z} = D \Delta\lambda \quad (3.16)$$

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (3.17)$$

A equação 3.17 define o alargamento temporal do pulso que se propaga na fibra como função do comprimento de onda, sendo medido em unidades de pico segundos por nanometro quilômetro (ps/nm.km). Em fibras ópticas monomodo padrão, o valor típico da dispersão é 17 ps/nm.km na faixa de 1550 nm. Isto significa que na faixa de 1550 nm, duas componentes espectrais separadas por 1 nm experimentam uma diferença de atraso de 17 ps por quilômetro. A Figura 12 mostra o efeito de alargamento temporal de um pulso de 80 ps ao ser transmitido por 20 km de fibra monomodo usada no desenvolvimento deste trabalho. Além disso, também observa-se o atraso temporal de aproximadamente 100 ps devido a propagação.

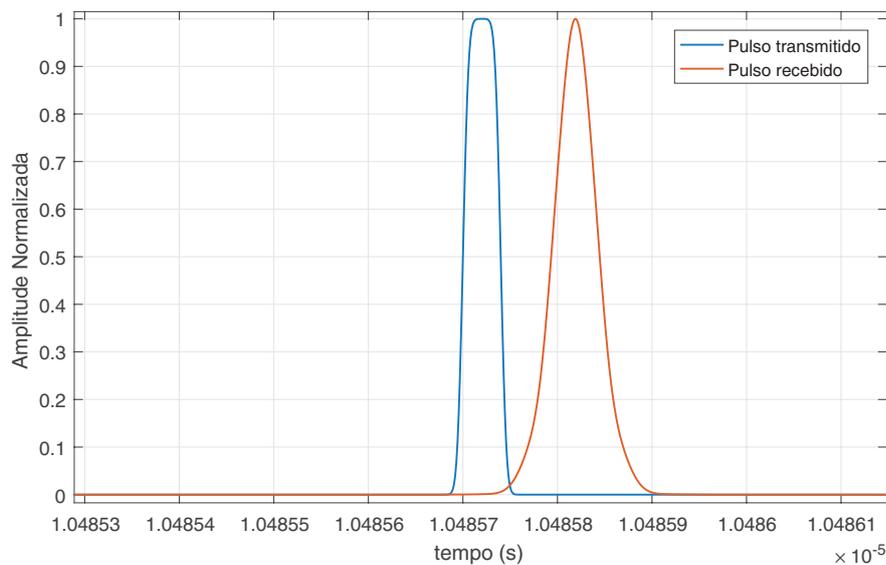


Figura 12 – Dispersão sobre pulso de 80 ps transmitido por 20 km de SSMF. A linha azul corresponde ao pulso transmitido e a linha vermelha ao pulso recebido.

O modelo de fibra óptica monomodo, com características dispersivas e de atenuação, foi implementado em *Matlab* através da seguinte relação matemática [58],

$$E_o(\omega) = E_i(\omega)e^{-j\beta_2(\omega)L}10^{\left(-\frac{\alpha_{dB}L}{20}\right)}, \quad (3.18)$$

onde $E_o(\omega)$ corresponde ao campo elétrico óptico de saída e $E_i(\omega)$ ao campo elétrico óptico na entrada da fibra, ambos representados no domínio da frequência [58].

3.3 Acopladores Direcionais

Um acoplador óptico direcional é um dispositivo de quatro portas (duas de entrada e duas de saída) constituído de dois caminhos de fibra óptica, onde no centro do acoplador seus núcleos encontram-se aproximados. Isso faz com que parte do campo que se propaga por um dos caminhos seja acoplado ao outro e vice e versa [58, 59, 65]. A Figura 13 ilustra um acoplador óptico direcional, onde E_{i1} e E_{i2} correspondem aos campo elétricos nas portas ópticas de entrada do acoplador. De forma análoga, os campos E_{o1} e E_{o2} se referem aos campo elétricos nas portas ópticas de saída do acoplador.

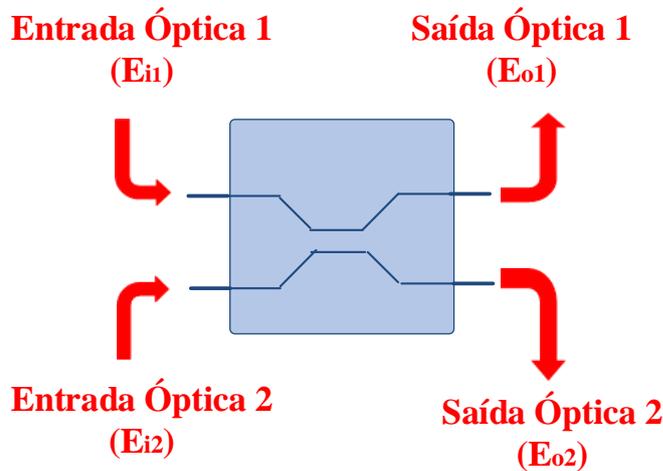


Figura 13 – Acoplador óptico direcional com quatro portas: duas portas de entrada da luz e duas portas para a saída.

O modelo de acoplador óptico com duas entradas (E_{i1} e E_{i2}) e duas saídas (E_{o1} e E_{o2}) pode ser matematicamente definido pela matriz [65]

$$\begin{bmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

onde k corresponde ao coeficiente do acoplador direcional, cujo valor típico neste trabalho é igual a 0,5, isto é, 50% da potência óptica inserida em uma das portas de entrada será acoplada igualmente a cada uma das portas de saída. O modelo de acoplador direcional, representado pela equação 3.19, foi implementado em *Matlab* e utilizado para compor outros dispositivos, como o interferômetro de *Mach-Zehnder*.

3.4 Interferômetro de *Mach-Zehnder*

Interferômetros de *Mach-Zehnder* (do inglês MZI - *Mach-Zehnder Interferometers*) são dispositivos ópticos passivos que apresentam aplicações em sensoriamento, modulação óptica, demodulação óptica (como por exemplo para sinais DQPSK), entre outros. O interferômetro, investigado neste trabalho, corresponde a um dispositivo de duas portas entradas e duas saídas, consistindo de três estágios. O primeiro estágio contém um acoplador direcional de 3 dB que divide o sinal óptico de entrada em dois guias de onda ópticos (fibra óptica). O segundo estágio corresponde à parte central do interferômetro, onde um dos guias de onda, denotado como linha de atraso, é maior em comprimento (ΔL). Este atraso gera uma diferença de fase no sinal óptico entre os dois diferentes caminhos. O terceiro estágio é composto por um acoplador direcional cuja função é combinar os dois sinais ópticos com diferentes fases [58, 59, 65]. Dividindo o sinal óptico e introduzindo uma diferença de fase em um dos braços, os sinais recombinados irão interferir construtivamente em uma das portas de saída e destrutivamente na outra, de acordo com o comprimento de onda do sinal utilizado. A Figura 14 mostra o esquema geral de um interferômetro de *Mach-Zehnder*.

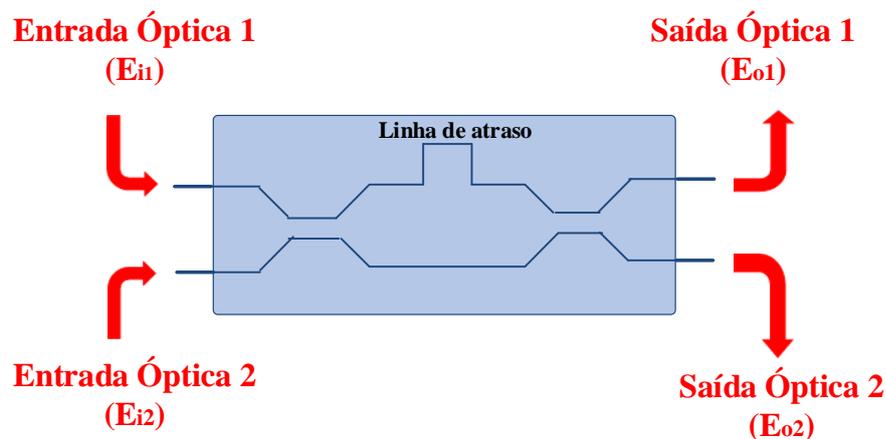


Figura 14 – Interferômetro de Mach-Zehnder.

Considerando como ϕ_1 e ϕ_2 os deslocamentos de fase dos sinais ópticos nos guias de onda

1 e 2, respectivamente, tem-se que o modelo de interferômetro de Mach-Zehnder com duas entradas (E_{i1} e E_{i2}) e duas saídas (E_{o1} e E_{o2}) pode ser matematicamente definido pela matriz [65]

$$\begin{bmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

onde k corresponde ao coeficiente do acoplador direcional, cujo valor típico neste trabalho é igual a 0,5, isto é, 50% da potência óptica inserida em uma das portas de entrada acoplada igualmente a cada uma das portas de saída.

Uma diferença de fase ($\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$) entre os sinais ópticos que se propagam nos guias do interferômetro é gerada pela diferença de comprimento entre os caminhos. Com isso pode-se definir que a diferença de fase entre os sinais ópticos no MZI passa a ser representada por [59, 65]

$$\Delta\phi = \beta\Delta L, \quad (3.21)$$

onde β corresponde a constante de propagação do modo que se propaga na fibra. Considerando ϕ_2 igual a zero conclui-se que

$$\phi_1 = 2\pi \frac{c\tau}{\lambda} = 2\pi f\tau, \quad (3.22)$$

onde c é a velocidade da luz, λ o comprimento de onda do sinal óptico e τ o atraso no tempo gerado pela diferença de comprimento no guia óptico 1. Com isso a equação 3.22 pode ser substituída na equação 3.20, que pode ser redefinida por

$$\begin{bmatrix} E_{o1} \\ E_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-k} & j\sqrt{k} \\ j\sqrt{k} & \sqrt{1-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i1} \\ E_{i2} \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

Considerando como entrada E_{i1} e desligando a entrada E_{i2} obtém-se as respostas ao impulso nas saídas ópticas 1 e 2. A Figura 15 mostra as respostas ao impulso, obtidas a partir da equação 3.23, em termos de amplitude (gráficos (a) e (c)) e fase (gráficos (b) e (d)), em função do comprimento de onda para as duas portas de saída do MZI, modelado em *Matlab*, utilizando τ igual a 40 ps. Este resultado foi utilizado nos testes de consistência e validação das rotinas implementadas. A validação ocorreu a partir de comparação com resultados da literatura em [59, 65].

Observa-se a partir das respostas em amplitude, ilustradas na Figura 15, que dependendo do comprimento de onda em uma das portas ocorre a transferência do sinal óptico, enquanto

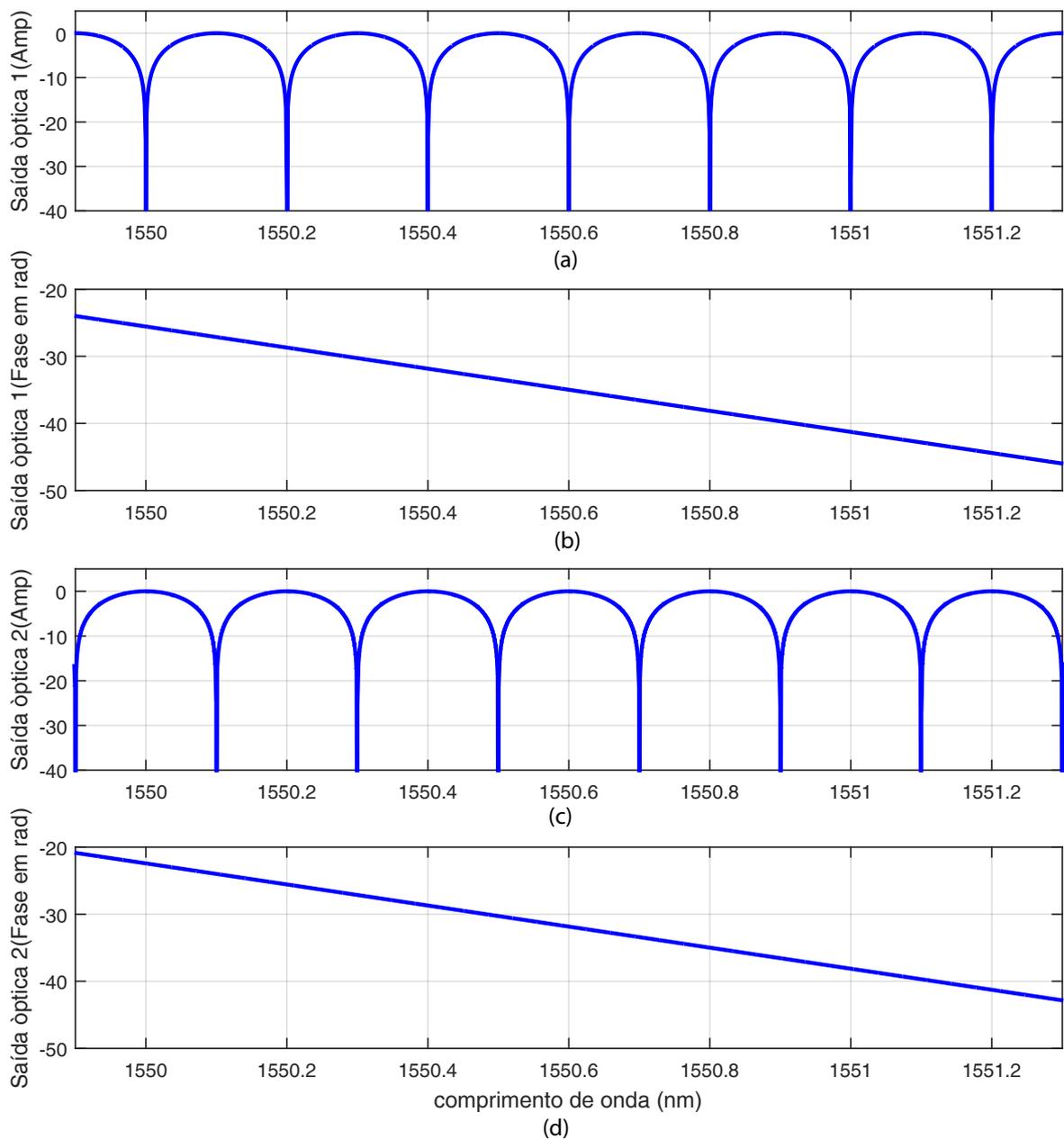


Figura 15 – Respostas em Amplitude e Fase do MZI modelado. (a) resposta em amplitude da saída 1, (b) resposta de fase da saída 1, (c) resposta em amplitude da saída 2 e (d) resposta de fase da saída 2.

que na outra porta o mesmo é eliminado. Conclui-se que o MZI pode ser usado como um filtro multibanda para a separação e seleção de comprimentos de onda adjacentes em sistemas DWDM, sendo um dispositivo de considerável importância para a arquitetura de rede proposta nesta tese e descrita no Capítulo 4. Após a análise da Figura 15, percebe-se que o dispositivo modelado pode ser usado para separar canais DWDM espaçados de 0,1 nm em termos de comprimento de onda.

3.5 Moduladores Electro-Ópticos

Sistemas de comunicações ópticas, que operam a taxas de Gbits/s, utilizam moduladores electro-ópticos de intensidade, em um esquema de modulação externa [66,67], para modular um laser em regime contínuo (do inglês CW - *continuous wave*), pois a modulação direta gera uma variação da frequência instantânea da portadora óptica conhecida como *chirp* [58, 59, 65]. Além disso, estes moduladores possuem elevada largura de banda elétrica, da ordem de dezenas de GHz, proporcionando assim sistemas com maiores taxas de transmissão. Como exemplos de moduladores electro-ópticos, cita-se o modulador *Mach-Zehnder* [68] e o de electroabsorção [68].

Neste trabalho, o modulador electro-óptico cujo modelo matemático foi usado em todas as simulações para transporte de dados é o modulador Mach-Zehnder.

3.5.1 Modulador *Mach-Zehnder*

A estrutura de moduladores do tipo *Mach-Zehnder* (do inglês MZM - *Mach-Zehnder Modulator*) consiste de um divisor de potência óptica (divisor de 3 dB), responsável por dividir a luz de entrada por dois caminhos (dois braços) que possuem eletrodos cuja função é modular a luz a partir de um sinal elétrico (sinal de RF) aplicado. A modulação ocorre devido a variação do índice de refração do material com a tensão aplicada. Após percorrerem os dois caminhos, a luz se propagando em cada um dos braços do modulador é combinada gerando um sinal modulado em intensidade ou fase, dependendo da tensão de polarização (V_{bias}), na saída do MZM. A Figura 16 mostra a configuração de um modulador *Mach-Zehnder*.

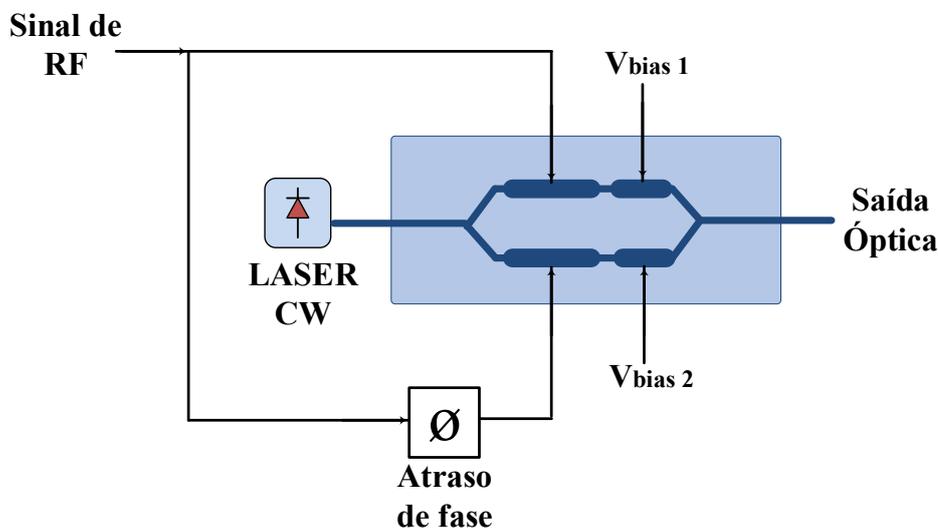


Figura 16 – Estrutura de um modulador de *Mach-Zehnder*.

Considerando $E_i(t)$ o campo elétrico do sinal óptico emitido pelo laser CW e $E_0(t)$ o campo elétrico do sinal óptico na saída do MZM, tem-se a relação [24, 68],

$$\begin{aligned}
E_0(t) &= \frac{E_i(t)}{2} \cdot \left(e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \right) \\
&= \frac{E_i(t)}{2} \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} \right] \\
&= E_i(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[\frac{e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)}}{2} \right] \\
&= E_i(t) \cdot \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t)) \right] \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left(\frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)}, \tag{3.24}
\end{aligned}$$

onde $V_1(t)$ e $V_2(t)$ são os sinais elétricos na entrada de cada um dos braços do MZM e V_π é a tensão aplicada no modulador para que este gere um desvio de fase de π radianos entre os sinais nos dois braços do modulador externo [24, 68]. A equação 3.23 também é chamada de equação de campo para um modulador *Mach-Zehnder* de dois braços.

Se os sinais de RF nos braços do modulador forem complementares (configuração *push-pull*), ou seja, se $V_1(t) = sinal + V_\pi/2$ e $V_2(t) = -sinal + V_\pi/2$, com $sinal = sinal_{RF} + V_{bias}$, o parâmetro $sinal_{RF}$ sendo o sinal de RF que se deseja transmitir e V_{bias} a tensão de polarização do aplicada ao MZM, temos que o campo de saída do MZM reduz-se ao termo [24],

$$E_0(t) = E_i(t) \cdot \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (sinal_{RF} + V_{bias}) \right], \tag{3.25}$$

que corresponde ao campo de saída de um modulador MZM de um único braço. A Figura 17 mostra a curva característica de potência do modulador MZM, obtida a partir da implementação da equação 3.25 nas simulações deste trabalho, para diferentes tensões de polarização.

Observa-se que polarizando o MZM no ponto de quadratura, ou seja, se $V_{bias} = V_\pi/2$ pode-se explorar a máxima linearidade do modulador de intensidade com um sinal de RF com variação de no máximo $-V_\pi/2$ a $V_\pi/2$. Além disso, pode-se otimizar o sistema variando a tensão de polarização do MZM e a amplitude do sinal elétrico inserido, garantindo assim maior potência do sinal óptico transmitido e baixa distorção não-linear inseridos pelo modulador óptico [24, 68]. Para modulações ópticas em fase (modulações DPSK ou DQPSK), polariza-se o MZM em $V_{bias} = V_\pi$ o que garante uma variação do sinal elétrico de $-V_\pi$ a V_π , conforme será discutido nos capítulos a seguir.

Devido à possibilidade de modular independentemente a intensidade e a fase do campo elétrico óptico, os MZMs permitem gerar muitos formatos avançados de modulação óptica [68]. Essa característica faz com que os MZMs se tornem a base para transmissores ópticos flexíveis, ou seja, transmissores ópticos que variam o formato de modulação em função da demanda da rede [69, 70].

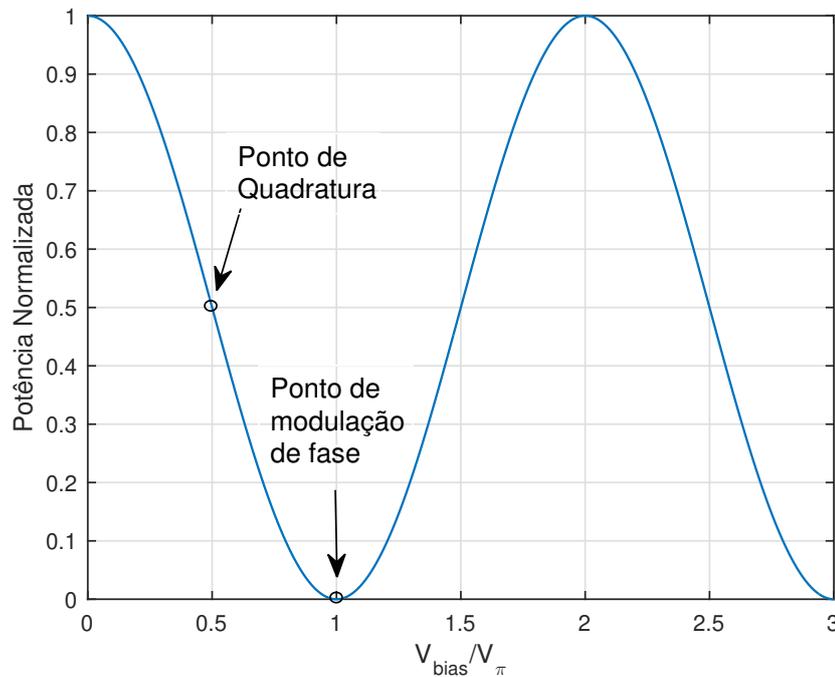


Figura 17 – Curva característica do modulador *Mach-Zehnder*.

3.5.1.1 Modulador *Mach-Zehnder* IQ

O modulador Mach-Zehnder IQ (MZM-IQ) é formado pela combinação de dois moduladores MZM em configuração *push-pull* com um deslocador de fase de $\pi/2$ em um dos braços, conforme representado na Figura 18. Primeiramente, um sinal proveniente de laser CW é dividido em dois braços, um dos braços irá modular o sinal em fase (representado por I), enquanto que o outro irá modular o sinal em quadratura (representado por Q) [68].

A saída do modulador I e do modulador Q, são representadas respectivamente pelas equações 3.26 e 3.27 [68].

$$E_I(t) = \frac{E_i}{2}(t) \cdot \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (\text{signal}I + V_{bias}) \right], \quad (3.26)$$

$$E_Q(t) = \frac{E_i}{2}(t) \cdot \text{sen} \left[\frac{\pi}{2V_\pi} (\text{signal}Q + V_{bias}) \right], \quad (3.27)$$

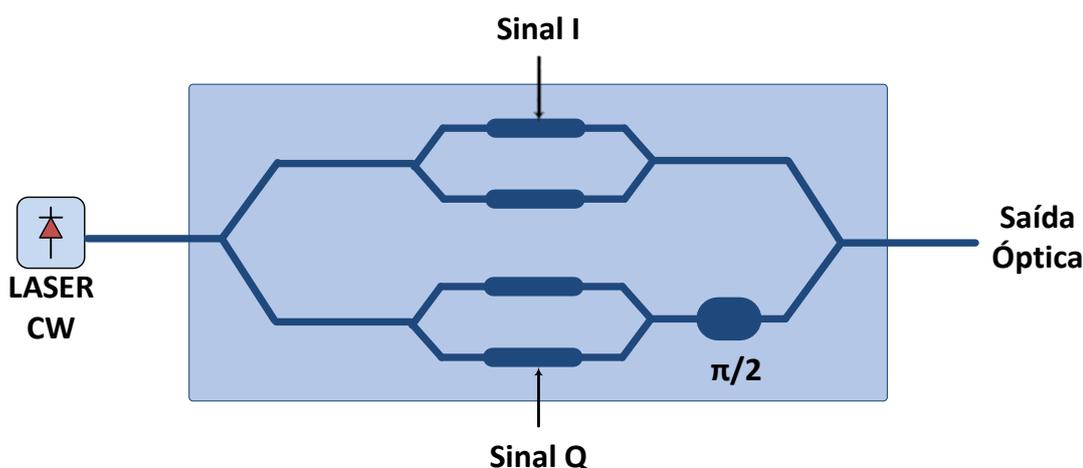


Figura 18 – Estrutura de um modulador *Mach-Zehnder* IQ.

A saída do modulador MZM-IQ (E_{outIQ}) é dada pela equação 3.28 [68]

$$E_{outIQ}(t) = E_I(t) + E_Q(t) \quad (3.28)$$

Moduladores do tipo MZM-IQ, são importantes para criação de sinais ópticos em sistemas coerentes, além também de participarem na transmissão de sinais com banda lateral única e portadora suprimida (SSB-SC) [68].

3.6 Amplificadores Ópticos (EDFA)

Os amplificadores ópticos têm como principal função transmitir sinais ao longo de grandes distâncias de fibra óptica, compensando a atenuação sofrida pelo sinal e assim as perdas de propagação. Tem-se como foco neste trabalho, a utilização de amplificadores a fibra dopadas com érbio (do inglês EDFA - *Erbium-doped Fiber Amplifier*), cujas características são alto ganho, alta potência óptica de saída e baixa figura de ruído, quando comparados com outros tipos de amplificadores [57, 71]. Além disso, é o amplificador óptico operando na região de 1550 nm mais utilizado comercialmente [71]. Juntamente com os amplificadores Raman, são utilizados na configuração híbrida para suprir as demandas por amplificação em sistemas de altas taxas [72].

O processo de amplificação no EDFA ocorre a partir do mecanismo de emissão estimulada. Através da energia fornecida por um laser de bombeio (980 nm ou 1480 nm), os átomos de érbio (Er^{3+}) sofrem excitação ganhando energia. A partir daí liberam esta energia na forma de fótons na região de 1550 nm. O ganho obtido dependerá das características

intrínsecas da fibra, tais como a concentração de érbio, índice de refração, matriz vítrea (sílica, fluoreto, telureto, e outros), co-dopantes, comprimento, entre outros [65].

Para facilitar o entendimento do mecanismo de amplificação do EDFA, a Figura 19 mostra o diagrama dos níveis de energia dos portadores de carga do érbio em sílica (Er^{3+}). Conforme ilustrado na Figura 19, o nível 1 corresponde ao nível de mais baixa energia e é conhecido como nível fundamental. O nível 2 representa o nível efetivamente populado, uma vez que a transição do nível (3) para o nível (2) é da ordem de microssegundos. O nível 2 é conhecido como nível metaestável. Quando o sistema está em equilíbrio, isto é, na ausência de bombeio, a população de portadores de carga em cada nível de energia pode ser definida como, N_1 , N_2 e N_3 respectivamente aos níveis 1, 2 e 3. Porém, quando um bombeio, por exemplo em 980 nm é aplicado, a absorção de fótons pelos portadores de carga provoca a transição destes portadores do nível fundamental para o nível 3 [65]. Os portadores que chegam ao nível 3 permanecem ali por um curto período de tempo (da ordem de μs), e tendem a decair para o nível metaestável, sem a emissão de fótons (transição não radiante ou não radiativa). O processo para popular o nível metaestável é conhecido como inversão de população.

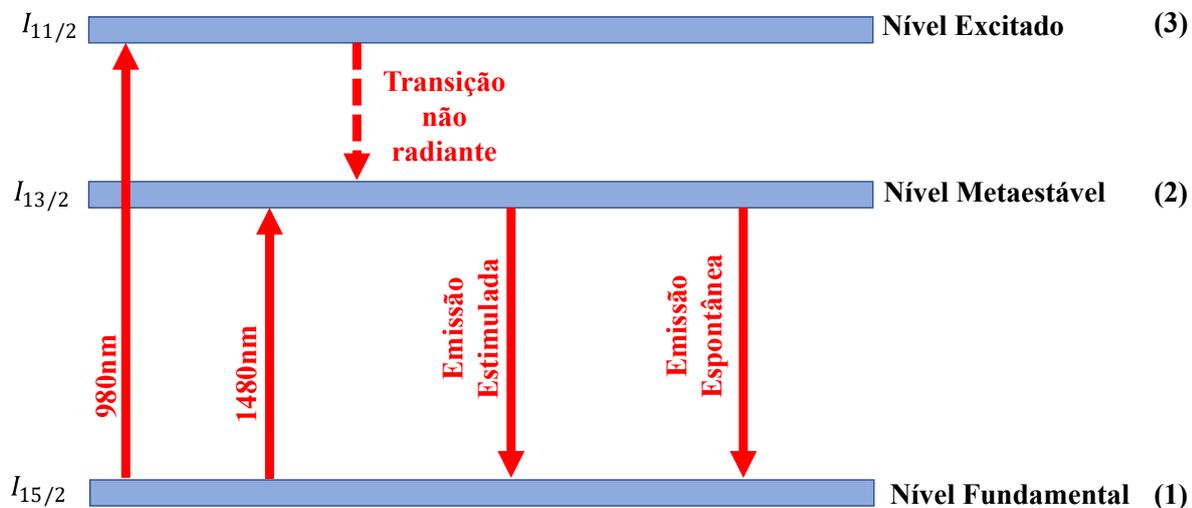


Figura 19 – Diagrama dos níveis de energia para a fibra dopada com érbio.

Obter o nível metaestável suficientemente populado, realizado a partir processo de inversão de população, corresponde justamente à condição para se iniciar o processo de amplificação. Deste modo, quando inserimos um sinal óptico na faixa de 1550 nm no EDFA, este pode estimular fótons em coerência de fase, direção, polarização e comprimento de onda provocando um processo acumulativo. Em consequência ocorrerá a amplificação do sinal óptico de entrada, com ganho de sinal típicos variando entre 20 a 30 dB, dependendo do tipo de amplificador. No entanto os fótons também podem ser emitidos por decaimentos espontâneos do nível metaestável para o fundamental com características de fase, com-

primento de onda, direção e polarização aleatórios [65]. Os fótons gerados pela emissão espontânea são considerados ruído no processo de amplificação, sendo o seu efeito chamado de emissão espontânea amplificada (do inglês ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) [65]. Outra possibilidade é o uso de um laser bombeio em 1480 nm. Neste caso, a absorção de fótons pelos portadores de carga provoca a transição destes do nível fundamental direto para o nível metaestável, conforme indicado na Figura 19 [65].

Devido à emissão espontânea adicionar ruído (ASE) ao sinal durante a amplificação, ocorre uma degradação da relação sinal-ruído óptica (do inglês OSNR - *Optical Signal to Noise Ratio*) do sinal durante a amplificação. A figura de ruído (do inglês NF - *noise figure*) para o EDFA pode ser definido por [58]:

$$NF = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{2\lambda S_{ASE}}{hc} + 1 \right) \frac{1}{g} \right], \quad (3.29)$$

onde S_{ASE} é a densidade espectral de potência da ASE e g o ganho do amplificador.

3.7 Fotodetector (PIN)

Os fotodetectores são dispositivos capazes de converter um sinal óptico em sinal elétrico, através da absorção de fótons em uma junção p-n. O fotodetector do tipo *pin*, usado neste trabalho, é largamente utilizado em sistemas de comunicação com detecção direta, tendo como características, alta largura de banda (dezenas de GHz), alta responsividade, baixo ruído e fácil fabricação [58, 73].

O fotodetector do tipo *pin* é formado por uma junção semicondutora p-n com uma camada de material intrínseco, entre as camadas p e n, para que o campo elétrico na região de depleção aumente devido à alta resistividade associada à camada não dopada, melhorando assim sua resposta em frequência [58]. A corrente gerada pelo fotodetector (I_{ph}) é expressa por [58, 65]:

$$I_{ph} = R_e P_{in}, \quad (3.30)$$

onde R_e é a responsividade do fotodetector expressa em A/W e P_{in} a potência óptica inserida.

3.7.1 Modelo de Ruído Térmico

Quando fotodetectores do tipo *pin* são utilizados, o efeito de ruído dominante é o térmico [65]. O ruído térmico é gerado por flutuações aleatórias da densidade de elétrons dentro

de um condutor [58]. O valor médio quadrático da tensão de ruído térmico (v_{th}) para uma resistência de carga R_L é dada por [58]:

$$v_{th} = \sqrt{4kT\Delta f R_L}, \quad (3.31)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura em Kelvin e Δf é a largura de banda.

O circuito de recepção pode ser visto como um fotodetector (junção p-n) contendo uma resistência interna R_i , ligado em série a uma resistência de carga, conforme ilustrado na Figura 20.

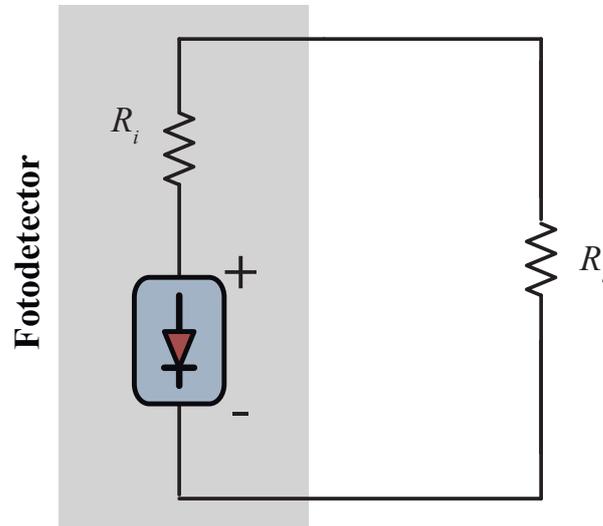


Figura 20 – Modelo do circuito de recepção.

Usando o teorema da máxima transferência de potência, a máxima potência de ruído térmico na resistência de carga ocorre quando [74]:

$$R_i = R_L, \quad (3.32)$$

Com isso, a potência de ruído térmico em uma resistência de carga R_L pode ser expressada por [74]:

$$P_{th} = \frac{\left(\frac{v_{th}}{2}\right)^2}{R_L} = \frac{4kT\Delta f R_i}{4R_i} = kT\Delta f, \quad (3.33)$$

A máxima potência de ruído térmico, representada pela equação 3.33, foi inserida no modelo do receptor óptico usado em todas as simulações.

4 Sistemas FI-DWDM-PON

Apresenta-se neste capítulo a arquitetura proposta e explorada neste trabalho. São descritos: a geração de pente de frequências e dispositivos envolvidos, dispositivos de multiplexação e demultiplexação, além dos formatos de modulação considerados.

A proposta deste trabalho, chamada de arquitetura FI-DWDM-PON (*Frequency Interleaved DWDM-PON*), é baseada em uma topologia em árvore utilizando 8 de comprimentos de onda, 4 para o sentido *downstream* e 4 para o *upstream*. A inovação deste trabalho encontra-se no fato de transmitir os diversos sinais ópticos modulados, com entrelaçamento de comprimentos de onda de *downstream* e *upstream*, ou seja, estes sinais compartilham a mesma região do espectro, aumentando assim a eficiência espectral em relação aos sistemas PON tradicionais. Para isso, aproveita-se de uma técnica de geração de múltiplos comprimentos de onda, localizado na OLT, além da combinação de MZIs em cascata para a multiplexação e demultiplexação dos diversos comprimentos de onda transmitidos. Além disso, é previsto a utilização de *wavelength channel bonding* de acordo com a demanda de serviços, aumentando assim a taxa de transmissão individual em determinadas ONUs.

4.1 Arquitetura FI-DWDM-PON

O esquema da arquitetura da OLT utilizando o conceito de entrelaçamento de frequências para redes DWDM-PON está representado na Figura 21. Um gerador de múltiplos comprimentos de onda utilizando uma técnica de recirculação em anel, conforme descrito em seção posterior, é responsável pela criação das diversas portadoras ópticas de *downstream* e *upstream* espaçados por f_c em Hz. O dispositivo de demultiplexação, que corresponde a um conjunto de MZIs em cascata, separa os comprimentos de onda ímpares e pares gerados. Os comprimentos de onda ímpares são modulados em diversos formatos de modulação, usando moduladores de Mach-Zehnder (MZM), enquanto que os comprimentos de onda pares permanecem sem qualquer processo de modulação para serem utilizados na transmissão *upstream*. Após isso, um combinador óptico (acoplador) é responsável por multiplexar os comprimentos de onda pares e ímpares, criando um padrão de entrelaçamento. Cada comprimento de onda é modulado com uma taxa de símbolo igual ao espaçamento em frequências gerada na fonte, garantindo assim uma máxima aproximação entre os comprimentos de onda adjacentes. O elemento controlador tem a responsabilidade de executar o procedimento de alocação de comprimento de onda a partir das informações de cada ONU, além de controlar as demais partes da OLT.

A arquitetura da ONU encontra-se representada na Figura 22. O dispositivo de demulti-

plexação, que corresponde a um conjunto de MZIs em cascata e será explicado em seção posterior, participa do processo de separação dos diversos comprimentos de onda na ONU. Após a separação dos comprimentos de onda de *downstream* e *upstream*, cada comprimento de onda de *downstream* passará por um processo de detecção direta (DD) óptica, enquanto os outros serão enviados para o processamento de *upstream* para serem modulados e enviados novamente para a OLT.

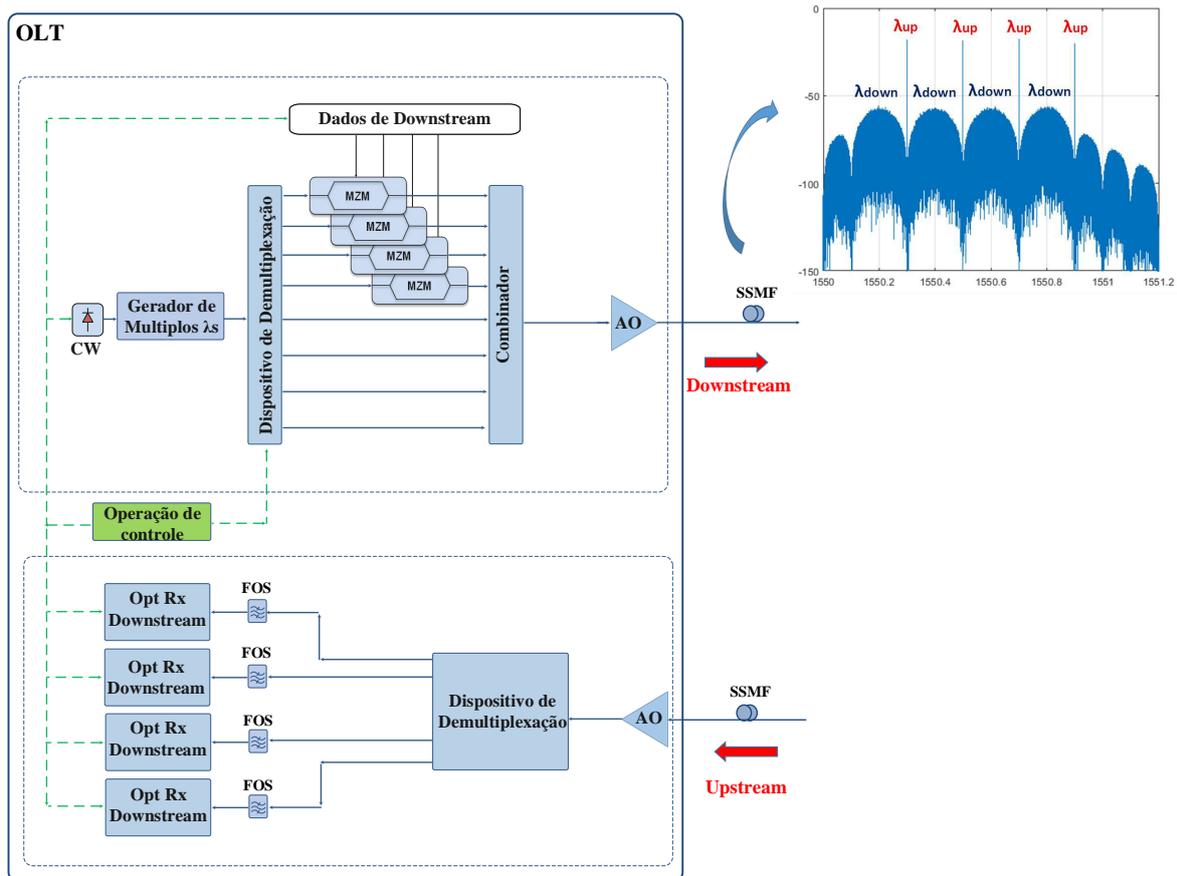


Figura 21 – Esquema de OLT para rede FI-DWDM-PON. CW - Laser CW, MZM - Modulador *Mach-Zehnder*, FOS - Filtro Óptico Sintonizável e AO - Amplificador Óptico.

As arquiteturas EPON, GPON, XG-EPON, XG-PON e NG-PON2 especificam os protocolos equivalentes às camadas 1 e 2 do modelo OSI, tendo suas técnicas de acesso ao meio fundamentadas no uso de TDMA e de TWDM [28]. O conceito de FI-DWDM-PON sugere o uso destes métodos de acesso de maneira que grupos dinâmicos de 64 ONUs compartilham, no tempo, um dos quatro comprimentos de onda de *downstream* ou *upstream*. Isto significa que o elemento divisor e combinador da rede PON compartilha dados para um total de 256 ONUs. As arquitetura da OLT e das ONUs apresentam amplificadores para compensação de perdas, geradas nos processos de demultiplexação, porém a ODN mantém a sua característica passiva.

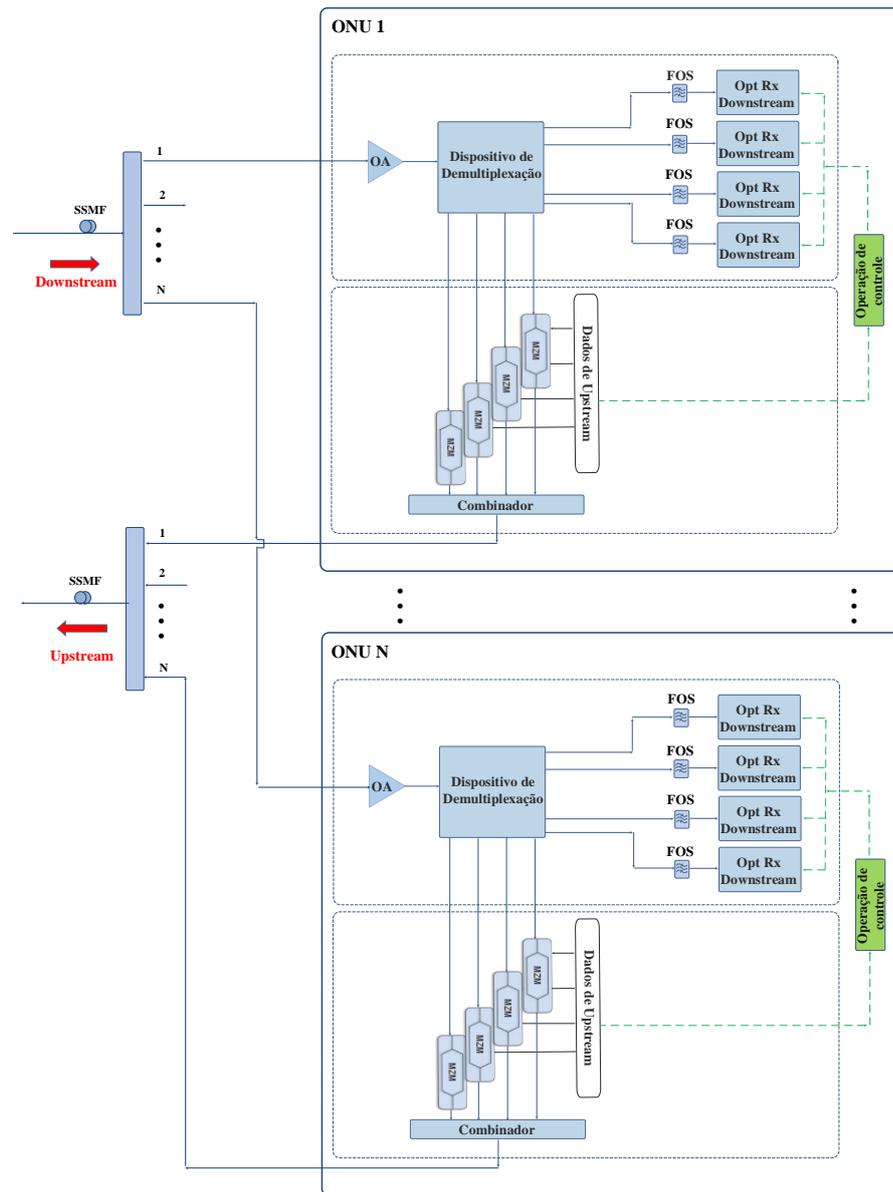


Figura 22 – Esquema de ONU para rede FI-DWDM-PON. MZM - Modulador *Mach-Zehnder*, FOS - Filtro Óptico Sintonizável e AO - Amplificador Óptico.

4.2 Geração de Pente de Frequências

O uso de geradores de pentes de frequências como fonte de múltiplos comprimentos de onda, tem como principal vantagem o uso de somente um único laser, além de produzir comprimentos de onda igualmente espaçados (travados em frequência).

Chamando f_0 a frequência do comprimento de onda da fonte laser, os comprimentos de onda gerados terão frequências definidas por

$$f(n) = f_0 + n\Delta f_\lambda, \quad (4.1)$$

onde n é um número inteiro.

Vários métodos permitem gerar múltiplos comprimentos de onda igualmente espaçados e travados em frequência. No entanto, para comunicações ópticas e aplicações fotônicas em RF, técnicas que usam dispositivos optoeletrônicos, como os moduladores ópticos, são mais adequadas devido a pouca flutuação de potência obtida entre os comprimentos de onda gerados e fácil sintonização do espaçamento [75].

Em [76], os autores investigaram teoricamente uma técnica de criação de múltiplos comprimentos de onda com baixa variação de potência entre eles (mínima variação de 1 dB), usando somente um modulador Mach-Zehnder de dois braços. Porém, o método explorado utilizava dois sinais de RF com específicas diferenças de amplitude e elevadas potências para fazer o controle dos comprimentos de onda gerados.

Um método que utiliza moduladores ópticos do tipo *Mach-Zehnder* em cascata é apresentado em [77]. Os testes tiveram como resultado a geração de 20 comprimentos de onda com variação de potência de 0.5 dB. Neste caso, no entanto, a complexidade da arquitetura aumenta com o número de comprimentos de onda gerados, uma vez que requerem alta potência de RF e controle de cada modulador óptico.

Outra técnica baseada em múltiplos comprimentos de onda é descrita em [78], gerando tons espectrais espaçadas por 6,25 GHz e com máxima variação de 3 dB em amplitude. Embora essa técnica crie um grande número de portadoras ópticas dentro de 100 nm de largura de banda óptica (banda C + L), a configuração apresenta elevada complexidade, exigindo elementos como fibras altamente não lineares e altas potências do laser em CW.

4.2.1 Recirculação com Deslocamento de Frequências (RFS - *Recirculating Frequency Shifting*)

A técnica de recirculação com deslocamento de frequências (do inglês RFS – *Recirculating Frequency Shifting*), como ilustrado na Figura 23, é um método usado para gerar um pente de comprimentos de onda travados em frequência. Oferece como vantagens a excelente estabilidade, baixa variação de potência entre os comprimentos de onda, flexibilidade e baixa tensão no sinal elétrico de controle do espaçamento, sendo assim adequado para comunicações ópticas e aplicações fotônicas em rádio frequências [79].

A fim de produzir o pente de comprimentos de onda travados em frequência, um laser CW é usado como alimentação óptica e determina a posição inicial de geração dos múltiplos comprimentos de onda que serão utilizados. O amplificador óptico (OA) usado no anel óptico de recirculação, como mostra a Figura 23, compensa as perdas de inserção dos diversos dispositivos utilizados, como moduladores e filtros, bem como a perda do acoplador. Um filtro óptico (OF) define a faixa de comprimento de onda de geração dos múltiplos

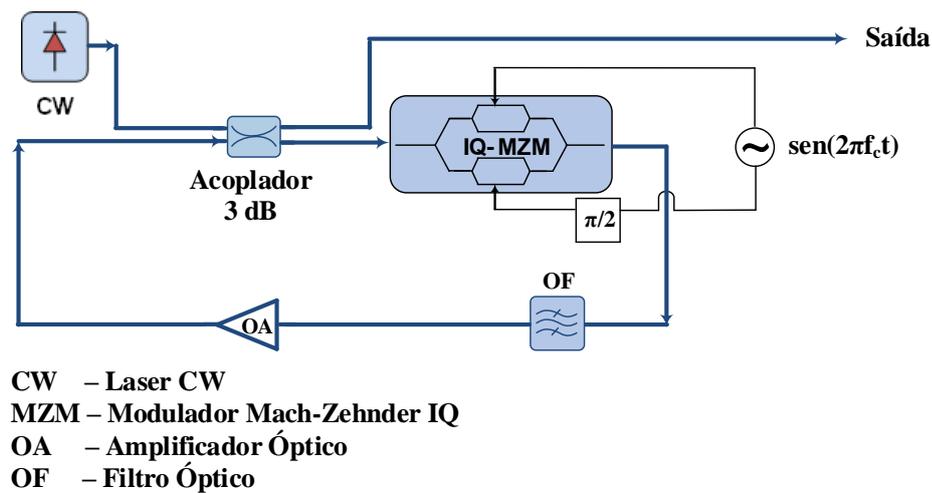


Figura 23 – Gerador de pente de frequências usando técnica RFS.

canais ópticos, além de limitar os efeitos de ruído por emissão espontânea (ASE) do amplificador.

O sinal óptico ao passar pelo modulador de Mach-Zehnder complexo (IQ-MZM), que está ajustado para gerar um sinal banda lateral única com portadora suprimida (SSB-SC), irá deslocar a frequência do sinal óptico em um passo igual a frequência (f_c) do sinal elétrico senoidal de controle aplicado no IQ-MZM. Após uma volta completa, laser CW irá ocupar a posição anteriormente suprimida. Como resultado, novos comprimentos de onda serão gerados a cada volta. Vale lembrar que além de deslocar a frequência do sinal óptico, a ASE também será deslocada, o que diminui a relação sinal ruído óptica (do inglês OSNR - *Optical Signal to Noise Ratio*) de cada comprimento de onda na proporção em que é criado [79].

A Figura 24 mostra o espectro óptico obtido com a técnica RFS simulada em *Matlab*. O laser CW emite um sinal óptico em 1550,2 nm, com OSNR de 40 dB e com uma pequena largura de linha (> 1 KHz), para garantir um baixo ruído de fase nos múltiplos comprimentos de onda gerados [80]. O amplificador óptico dentro do anel corresponde a um amplificador a fibra dopado com érbio (EDFA) com 5.6 dB de ganho, garantindo assim uma compensação das perdas geradas pelo modulador e pelo acoplador óptico. O sinal de RF de controle do gerador RFS é um sinal senoidal de frequência (f_c) 12,5 GHz, gerando assim comprimentos de onda com 0,1 nm de espaçamento e 0,87 dB de variação de potência. O filtro óptico (OF) apresenta 0,7 nm de largura de banda ($\approx 87,5$ GHz), resultando em 8 comprimentos de onda (1550,2 nm até 1550,9 nm).

Variando o ganho do amplificador óptico consegue-se também otimizar a diferença de potência entre os comprimentos de onda gerados pelo gerador de múltiplos comprimentos

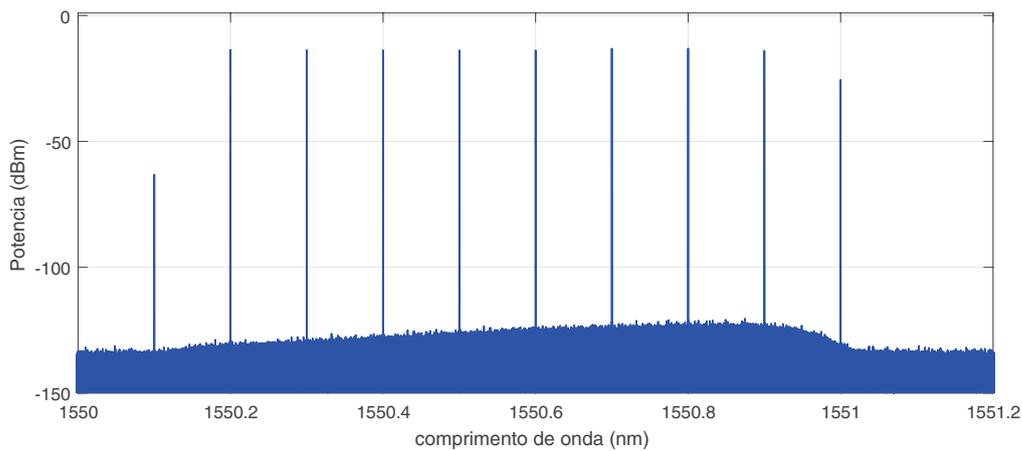


Figura 24 – Pente de frequências com 8 comprimentos de onda e diferença máxima de potência de 0,87 dB. Os comprimentos de onda em 1550,1 nm e 1551,0 nm não são usados por estarem fora da resposta de 3 dB do filtro óptico.

de onda. A Figura 25 ilustra a máxima variação entre comprimentos de onda em relação ao valor do ganho do amplificador EDFA. Os comprimentos de onda gerados devem ter pouca variação de potência entre si, pois todas devem ter um desempenho semelhante ao serem transmitidos, além de evitar que um comprimento de onda limite os outros através de *crosstalk*.

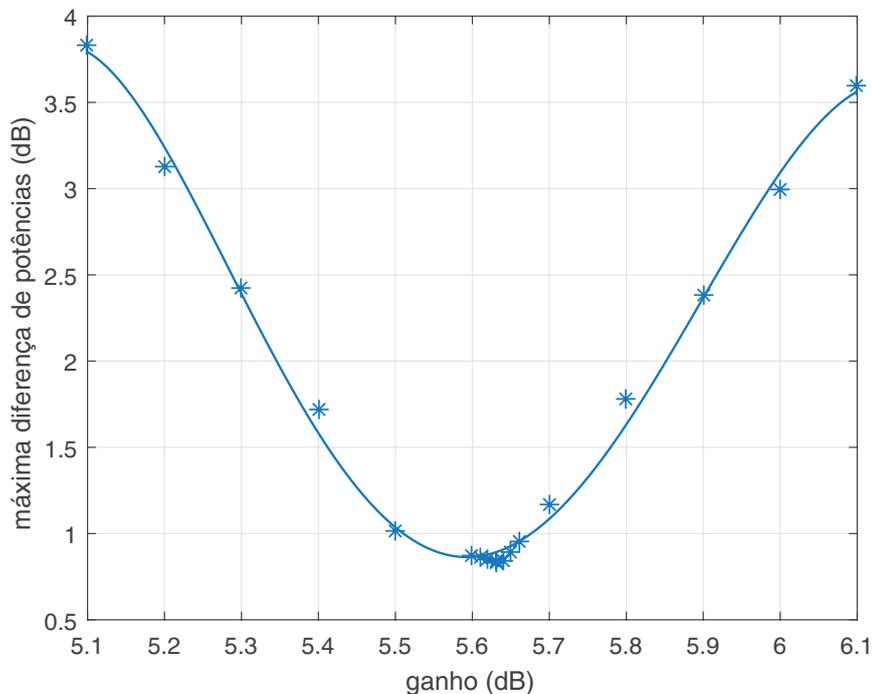


Figura 25 – Máxima variação entre comprimentos de onda em relação ao valor do ganho do EDFA.

Para garantir a qualidade do sistema proposto, a OSNR foi avaliada em relação ao número de comprimentos de onda gerados. A Figura 26, mostra o efeito da ASE acumulada sobre cada comprimento de onda em termos de OSNR. A OSNR necessária para transmitir sinais OOK a 12,5 Gbits/s com uma taxa de erro de 10^{-3} está em torno de 10 dB [81], mostrando que o gerador de comprimentos de onda utilizado apresenta qualidade suficiente para transmissão.

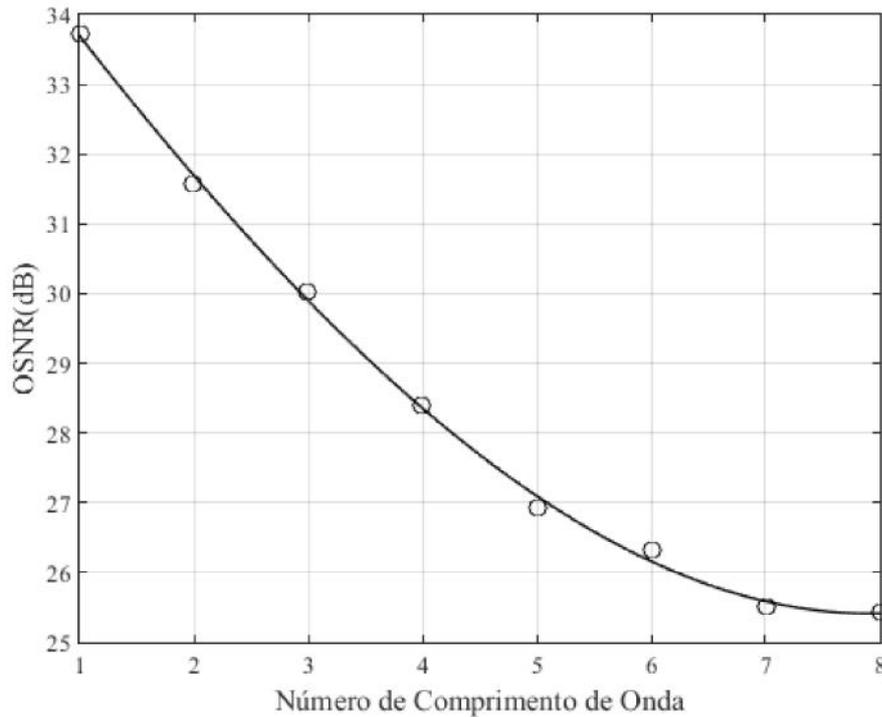


Figura 26 – OSNR de cada comprimento de onda gerado na simulação.

4.3 Dispositivo de Multiplexação e Demultiplexação

O dispositivo de multiplexação e demultiplexação foi implementado com o uso de interferômetros de Mach-Zehnder (MZIs) em cascata, permitindo assim a serialização (multiplexação) ou a paralelização (demultiplexação) dos diversos comprimentos de onda entrelaçados [82–84]. A Figura 27 ilustra o dispositivo de multiplexação (MUX) e demultiplexação (DEMUX) de oito portas usado no desenvolvimento deste trabalho. O parâmetro φ corresponde ao deslocamento de fase adicional inserido em um dos caminhos de cada MZI em cascata.

Como todos os componentes usados na configuração do MUX e do DEMUX são passivos, ocorre uma economia de consumo de energia nos extremos da rede óptica [84]. Uma das desvantagens vem do fato de que para um sistema com N_λ comprimentos de onda, faz-se necessário o uso de $(N_\lambda-1)$ MZIs em cascata e o controle de $(N_\lambda-1)$ deslocamentos de fase

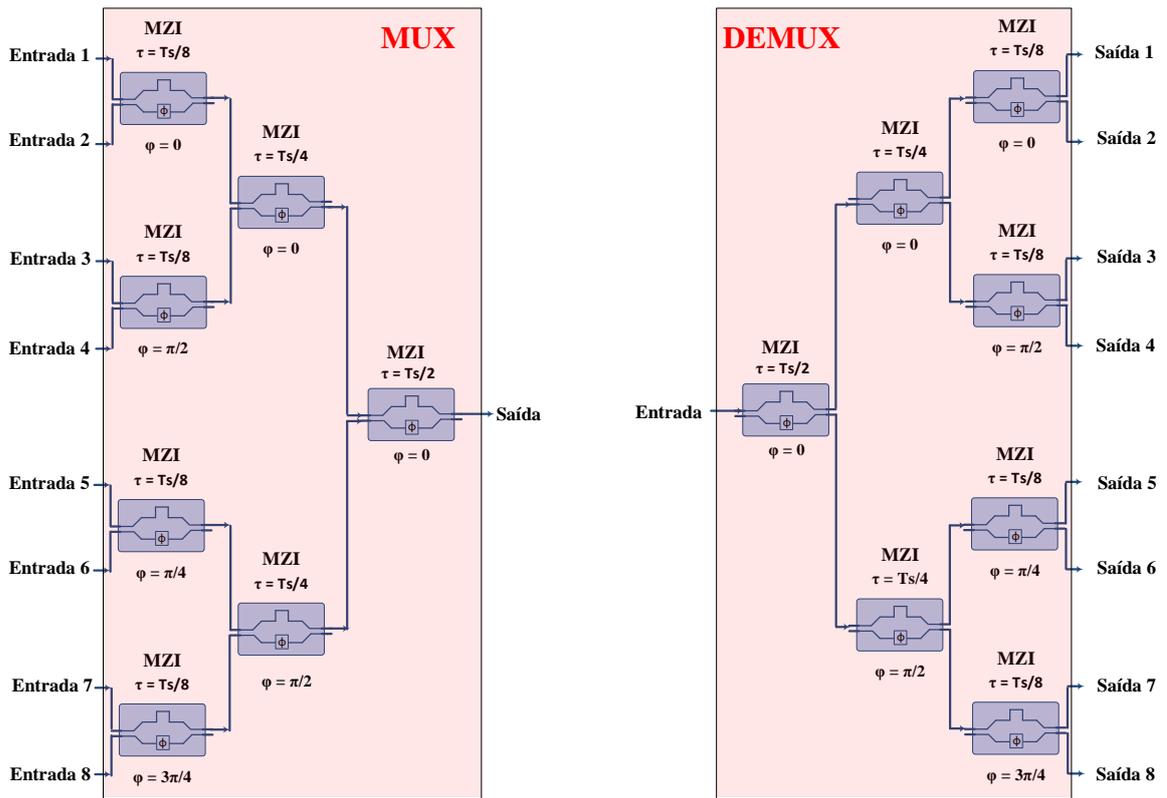


Figura 27 – Exemplo de dispositivo de multiplexação (MUX) e demultiplexação (DEMUX) de 8 portas.

em cada MZI deve ser realizado [84]. Além disso, o uso de MZIs em cascata faz com que a perda de inserção seja alta e que aumente com o número de comprimentos de onda adicionados ao sistema, uma vez que cada MZI introduz uma perda de 3 dB ao sinal óptico inserido.

A resposta em frequência para os MZIs em cascata, conforme ilustrado na Figura 27, atuando como multiplexador de 8 portas, pode ser visualizada na Figura 28, considerando o parâmetro $T_s = 80$ ps. A Figura 28 mostra que na posição de cada comprimento de onda todos os outros se mantêm nulo. Conclui-se através da figura, que o dispositivo além de multiplexar os diversos comprimentos de onda, também será responsável por uma formatação em frequência do pulso modulado a ser transmitido, garantindo assim uma diminuição do *crosstalk* entre comprimentos de onda adjacentes. Em [85], simulações indicaram que a multiplexação/demultiplexação realizada com MZIs em cascata atenua em 20 dB o *crosstalk* na banda de transmissão em relação ao uso de acopladores ópticos convencionais.

A resposta em frequência para os MZIs em cascata, conforme ilustrado na Figura 27, atuando como demultiplexador de 8 portas e com o parâmetro $T_s = 80$ ps, pode ser

visualizada na Figura 29 em relação a cada uma das 8 portas de saída. A Figura 29 mostra que a OFFT implementada funciona como um demultiplexador para os diversos comprimentos de onda.

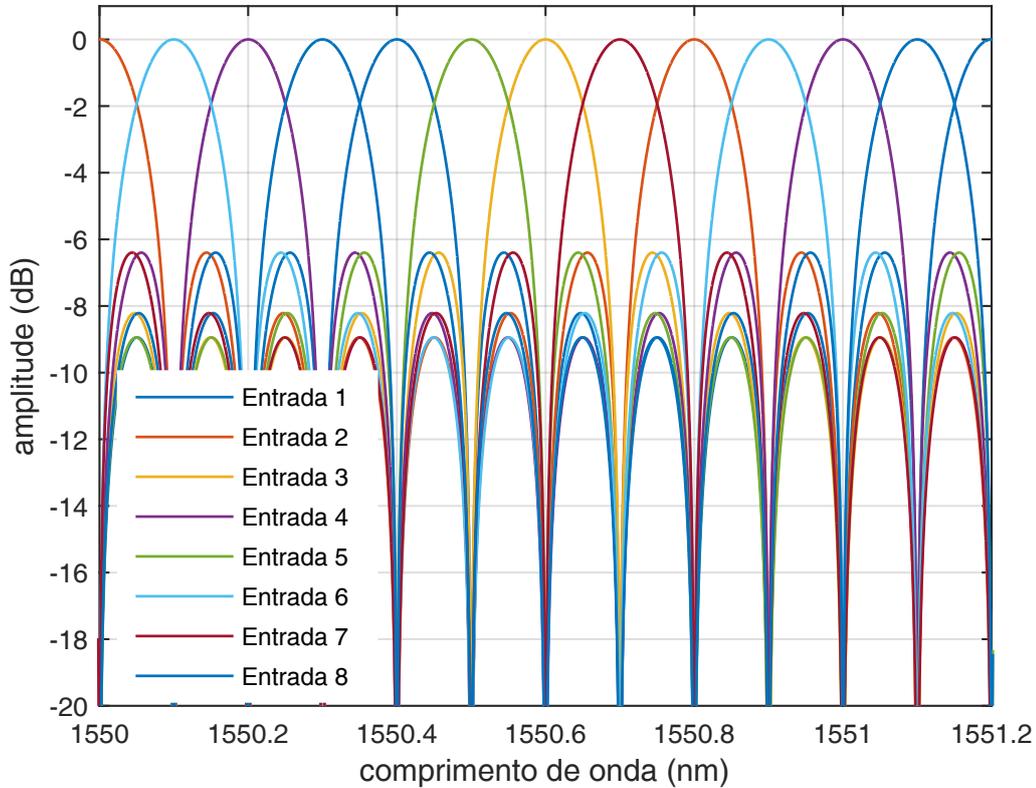


Figura 28 – Resposta ao impulso do multiplexador de 8 portas.

A resposta em frequência para os MZIs em cascata, conforme ilustrado na Figura 27, atuando como demultiplexador de 8 portas e com o parâmetro $T_s = 80$ ps, pode ser visualizada na Figura 29 em relação a cada uma das 8 portas de saída. A Figura 29 mostra que a OFFT implementada funciona como um demultiplexador para os diversos comprimentos de onda.

O multiplexador e demultiplexador composto por MZIs em cascata não pode sofrer nenhuma mudança de temperatura, pois qualquer alteração desta faria com que os MZIs mudassem seus deslocamentos de fase e com isso a resposta espectral do dispositivo seria alterada. Para tal é necessário métodos de controle de temperatura para o dispositivo, sendo assim atrativo para aplicações em óptica integrada.

O multiplexador e demultiplexador composto por MZIs em cascata não pode sofrer nenhuma mudança de temperatura, pois qualquer alteração desta faria com que os MZIs mudassem seus deslocamentos de fase e com isso a resposta espectral do dispositivo seria alterada. Para tal é necessário métodos de controle de temperatura para o dispositivo, sendo assim atrativo para aplicações em óptica integrada.

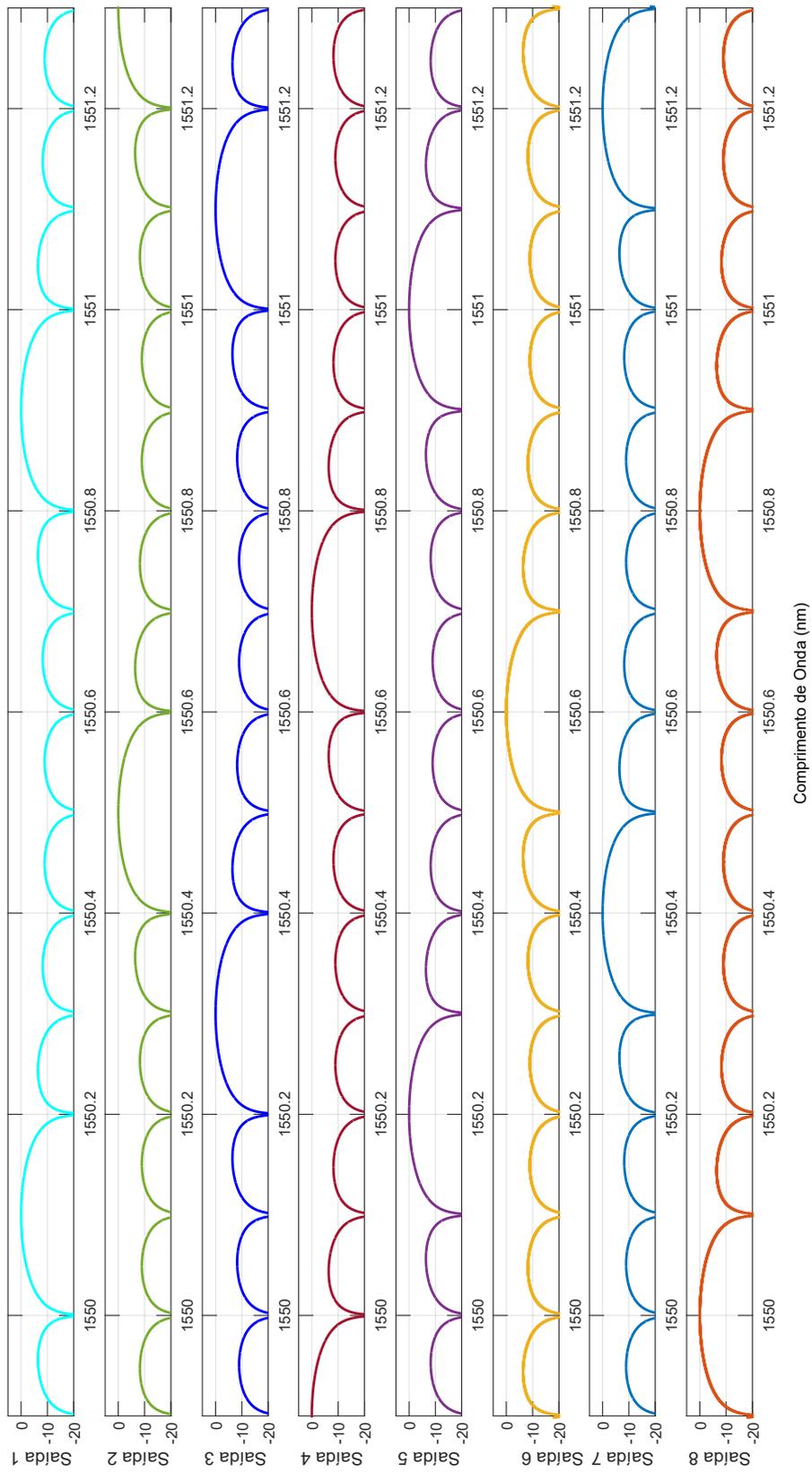


Figura 29 – Resposta ao impulso do demultiplexador de 8 portas.

4.4 Formatos de Modulação e Detecção Direta

Basicamente, quatro características de um sinal óptico podem ser alteradas de maneira a transportar a informação desejada pela rede óptica. São elas a amplitude, a frequência, a fase e a polarização. Sistemas ópticos com modulação em amplitude são bastante empregados hoje em dia (como por exemplo em sistemas TWDM-PON), devido a sua simplicidade de implementação e custo. Outros formatos de modulação, como por exemplo modulação de fase diferencial, possuem robustez a dispersão cromática e a efeitos não lineares, porém com o aumento da complexidade do transmissor e receptor óptico.

Outros formatos avançados de modulação, como formatos multinível, têm maior eficiência espectral do que a modulação binária padrão devido à duplicação da capacidade de transmissão através da transmissão de mais informações na amplitude e na fase. Alguns formatos de modulação multinível, com alta eficiência espectral (maior que 1 bits/s/Hz), usam sistemas de detecção coerente, onde um laser de estreita largura de linha é necessário para atuar como oscilador local [16]. Isto representa um dispendioso receptor por ONU na rede. Nesse cenário, os esquemas de detecção direta (DD) podem ser considerados uma solução adequada para redes de acesso óptico [21].

Neste trabalho são analisados formatos de modulação óptica como o OOK (modulação por Chaveamento Liga e Desliga - *On-Off Keying*), o DPSK (Chaveamento por Deslocamento de Fase Diferencial - *Differential Phase Shift Keying*) e DQPSK (Chaveamento por Deslocamento de Fase e Quadratura Diferencial - *Differential Quadrature Phase Shift Keying*). Vale lembrar que em todos os casos, o espaçamento entre comprimentos de onda será numericamente igual a taxa de símbolos transmitida, para garantir a máxima aproximação entre canais DWDM.

4.4.1 Modulação OOK

A modulação OOK (modulação por Chaveamento Liga e Desliga - *On-Off Keying*), corresponde ao formato de modulação mais simples de ser implementado, sendo utilizado em diversos padrões de redes ópticas atualmente [68]. Uma forma de gerar sinais ópticos OOK é usando um modulador MZM polarizado no ponto de quadratura de sua curva característica (conforme ilustrado na Figura 17) e inserir um sinal elétrico NRZ com variação máxima de amplitude pico-a-pico igual a V_{π} . A Figura 30 ilustra o esquema de um transmissor óptico com modulação do tipo OOK.

O sinal OOK pode ser detectado usando somente um fotodetector (detecção direta) no receptor. O espectro do sinal apresenta a portadora óptica representada como um impulso no centro do espectro e tem largura de banda igual a duas vezes a taxa de transmissão. A Figura 31 representa o diagrama de olho de um sinal OOK transmitido em uma simulação

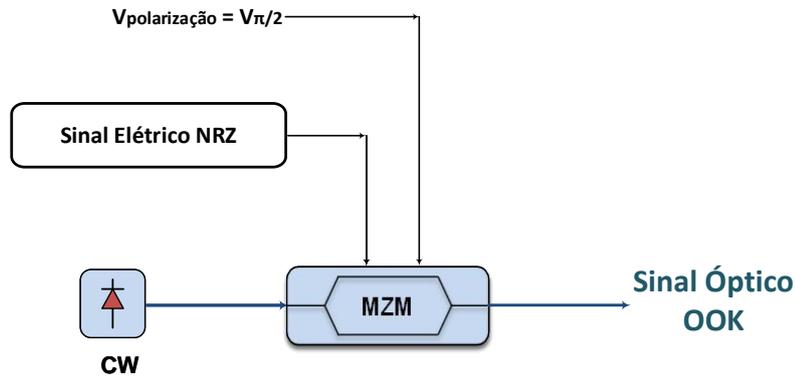


Figura 30 – Esquema de transmissor óptico OOK.

a uma taxa de transmissão de 12,5 Gbit/s (ou seja, com período de símbolo de 80 ps), utilizando uma portadora óptica operando em um comprimento de onda de 1550,2 nm. Devido as simulações em *Matlab* usarem como referência o comprimento de onda de 1550 nm, foi necessário que o primeiro comprimento de onda gerado estivesse a 25 GHz (0,2 nm) da referência do código fonte, ou seja, em 1550,2 nm.

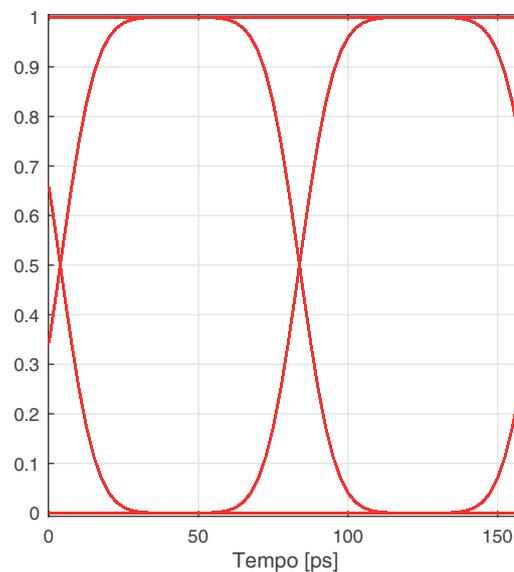


Figura 31 – Diagrama de olho de um sinal OOK.

4.4.2 Modulação DPSK

No formato de modulação DPSK, a informação é transportada pela fase do sinal da portadora óptica. Neste sistema, os bits são pré-codificados e representados por uma variação de fase de 0 ou π radianos dentro de um período de símbolo.

A maior vantagem dos sinais DPSK, quando comparados ao formato OOK, está no fato desta possuir mais alta sensibilidade uma vez que a OSNR precisa ser 3 dB menor para uma dada BER [68, 86]. A vantagem do DPSK sobre o OOK é obtida através de maior complexidade e custo na estrutura do transmissor e receptor DPSK, como por exemplo a necessidade de um codificador diferencial no transmissor, um conjunto de MZIs no lado do receptor e dois fotodiodos para construir um receptor balanceado [68, 86]. Por ser uma modulação onde a informação é transmitida pela variação de fase do campo elétrico do sinal óptico, o ruído de fase é um fator que limita o desempenho de sistemas DPSK [68].

A Figura 32 ilustra o esquema de um sistema de transmissão óptica com modulação do tipo DPSK. Para modulação do tipo DPSK o modulador MZM deve estar polarizado no ponto de modulação de fase (V_π) de sua curva característica (conforme ilustrado na Figura 17) e com inserção de um sinal elétrico NRZ bipolar com variação máxima de amplitude pico-a-pico igual a $2V_\pi$.

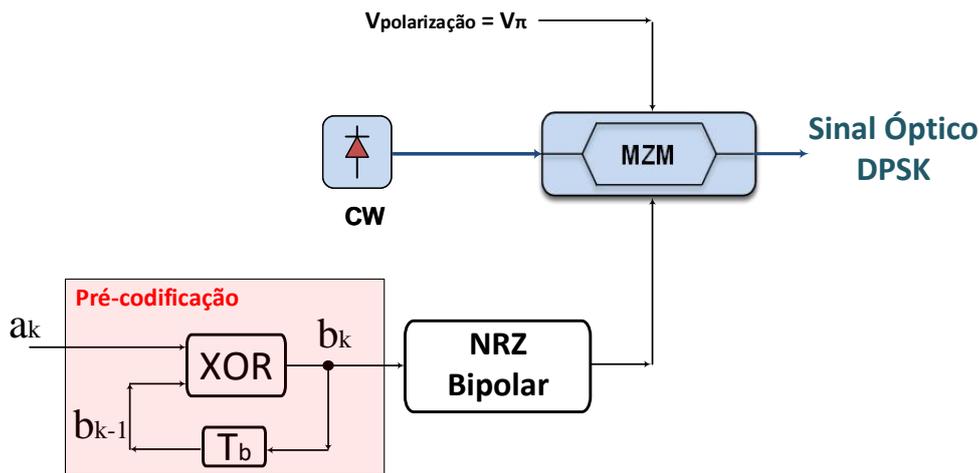


Figura 32 – Esquema de transmissor óptico DPSK. O parâmetro T_b é o período de bit.

Uma pré-codificação dos dados a serem enviados, deve ser usada no transmissor para que os dados possam ser recuperados opticamente no receptor, sem a necessidade de um circuito elétrico de decodificação especial [68, 86]. A pré-codificação é realizada através de uma porta lógica XOR e um retorno com um atraso de bit, como visto na Figura 32. A função de pré-codificação pode ser descrita como

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}, \quad (4.2)$$

onde $a_k \in \{0, 1\}$ é a sequência de bits original a ser transmitida, $b_k \in \{0, 1\}$ é a sequência de bits codificada e \oplus é o operador XOR. Após o processo de pré-codificação, os bits codificados

são convertidos em uma sequência NRZ bipolar, ou seja, os bits ‘1’ são representados por pulsos elétricos 1 e os bits ‘0’ são representados por pulsos elétricos -1.

Basicamente o princípio de operação ocorre primeiramente com o pré-codificador tendo uma referência lógica inicial (b_{k-1}) sendo zero. Então o próximo dado é comparado com essa referência. Se os dados forem diferentes então o próximo bit codificado será ‘1’, para a qual ocorre uma mudança de π radianos na fase do campo elétrico óptico. Se os dados forem iguais, então o próximo bit codificado será ‘0’, para a qual não ocorre mudanças de fase no sinal óptico [87].

O receptor DPSK é mostrado na Figura 33. Ele consiste de um filtro óptico (FO), um MZI com um atraso de 1 bit em um braço e um conjunto de fotodetectores para detecção balanceada [68, 86, 87].

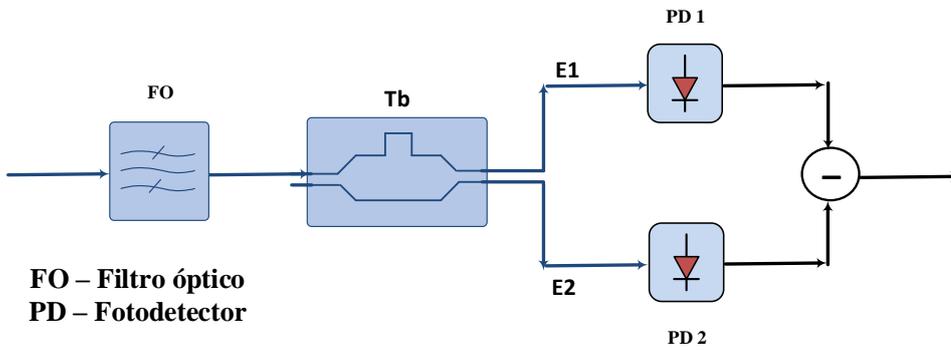


Figura 33 – Esquema de receptor óptico DPSK.

Se o campo de entrada do MZI da Figura 33 for $E(t)$, então os campos de saída $E_1(t)$ e $E_2(t)$ do mesmo são definidos por [88]

$$E_1(t) = \frac{1}{2} [E(t) + E(t - T_b)], \quad (4.3)$$

$$E_2(t) = -j \frac{1}{2} [E(t) + E(t - T_b)]. \quad (4.4)$$

Os sinais na saída dos dois fotodetectores serão

$$|E_1(t)|^2 = \left[\frac{E(t) + E(t - T_b)}{2} \right]^2, \quad (4.5)$$

$$|E_2(t)|^2 = \left[\frac{E(t) - E(t - T_b)}{2} \right]^2. \quad (4.6)$$

Na detecção balanceada a corrente elétrica gerada (i_{PD}) é proporcional a diferença das correntes dos fotodetectores individuais, então [87, 88]

$$i_{PD} = |E_1(t)|^2 - |E_2(t)|^2 = \text{Re}(E^*(t)E(t - T_b)) \quad (4.7)$$

$$i_{PD} \propto \cos(\Delta\theta), \quad (4.8)$$

onde $\Delta\theta$ é a diferença de fase entre o sinal no período de bit desejado e o o sinal no período de bit anterior. Como a diferença de fase em um período de bit pode ter como valores 0 ou π , vemos através da equação 4.8 que o sinal elétrico recebido na saída do detector balanceado pode variar de $\{-1, 1\}$.

4.4.3 Modulação DQPSK

DQPSK é um formato de modulação multinível usada em redes ópticas de longas distâncias e com altas taxas de transmissão [68]. Neste formato de modulação 2 bits são transmitidos por cada símbolo, sendo que cada símbolo é mapeado em 4 possíveis mudanças de fase. Uma das vantagens da modulação DQPSK é a tolerância a dispersão cromática e dispersão por polarização (PMD - *Polarisation Mode Dispersion*) [68]. Porém, como em sistemas de modulação DPSK, o ruído de fase é um fator que limita o desempenho do formato DQPSK. A Figura 34 ilustra o esquema de um sistema de transmissão óptica com modulação do tipo DQPSK.

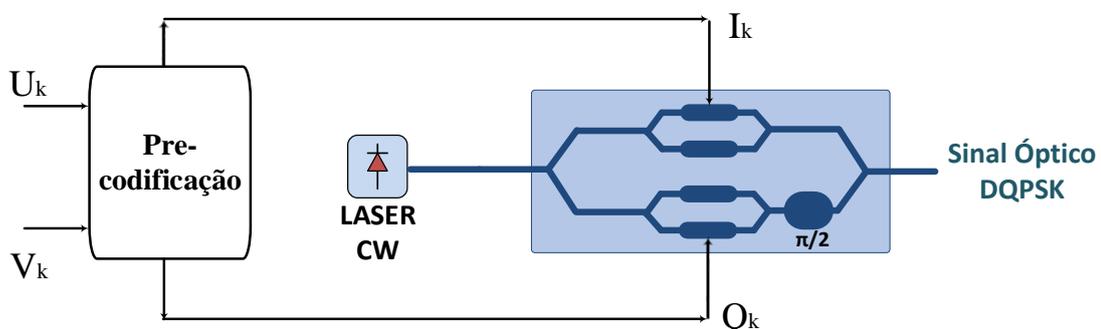


Figura 34 – Esquema de transmissor óptico DQPSK.

Neste formato de modulação, os bits também são pré-codificados antes de serem transmitidos. O pré-codificador realiza uma operação lógica entre os dados de entrada U_k e V_k e

as versões atrasadas dos dados pré-codificados I_{k-1} e Q_{k-1} . A operação de pré-codificação é descrita pelo conjunto de equações [89]

$$I_k = \overline{U_k V_k I_{k-1}} + \overline{U_k V_k Q_{k-1}} + U_k V_k I_{k-1} + U_k \overline{V_k Q_{k-1}} \quad (4.9)$$

$$Q_k = \overline{U_k V_k Q_{k-1}} + \overline{U_k V_k I_{k-1}} + U_k V_k Q_{k-1} + U_k \overline{V_k I_{k-1}}. \quad (4.10)$$

Após a pré-codificação os sinais I_k e Q_k , agora no formato NRZ, serão os sinais em fase e quadratura de um MZM-IQ polarizado no ponto de modulação de fase (V_π) de sua curva característica. Vale lembrar que os sinais NRZ, I_k e Q_k , tem variação de $2V_\pi$ pico-a-pico. O sinal I_k , no formato NRZ e com variação de $2V_\pi$ pico-a-pico gera em um dos MZMs do modulador MZM-IQ o sinal óptico em fase com amplitudes normalizadas $\{-1, 1\}$, que é similar a um sinal DPSK. O sinal Q_k , no formato NRZ e com variação de $2V_\pi$ pico-a-pico gera no outro MZM do modulador MZM-IQ o sinal óptico em quadratura, também com amplitudes normalizadas $\{-1, 1\}$, sendo também similar a um sinal DPSK. O sinal DPSK gerado em um dos lados do modulador MZM-IQ (referente ao sinal I) é combinado com uma versão deslocada de $\pi/2$ do outro sinal DPSK gerado no outro lado do modulador MZM-IQ (referente ao sinal Q) gerando assim o sinal DQPSK. O campo elétrico do sinal óptico resultante irá possuir variação $\{\pm 1, \pm j\}$, gerando uma variação de fase $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ [68, 87, 89]. A costelação do sinal DQPSK resultante encontra-se ilustrada na Figura 35.

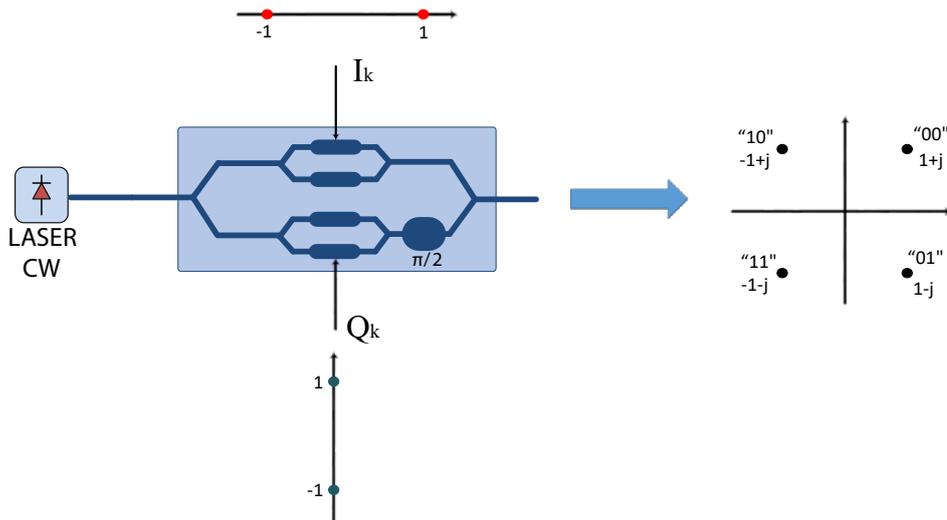


Figura 35 – Constelação do sinal óptico DQPSK.

O receptor DQPSK é mostrado na Figura 36. O receptor consiste de um filtro óptico (FO), dois MZIs com deslocamentos de fase de $\pi/4$ e de $-\pi/4$ e com um atraso de 1 bit em um dos braços, além de dois conjuntos de fotodetectores para detecção balanceada [68, 86, 87].

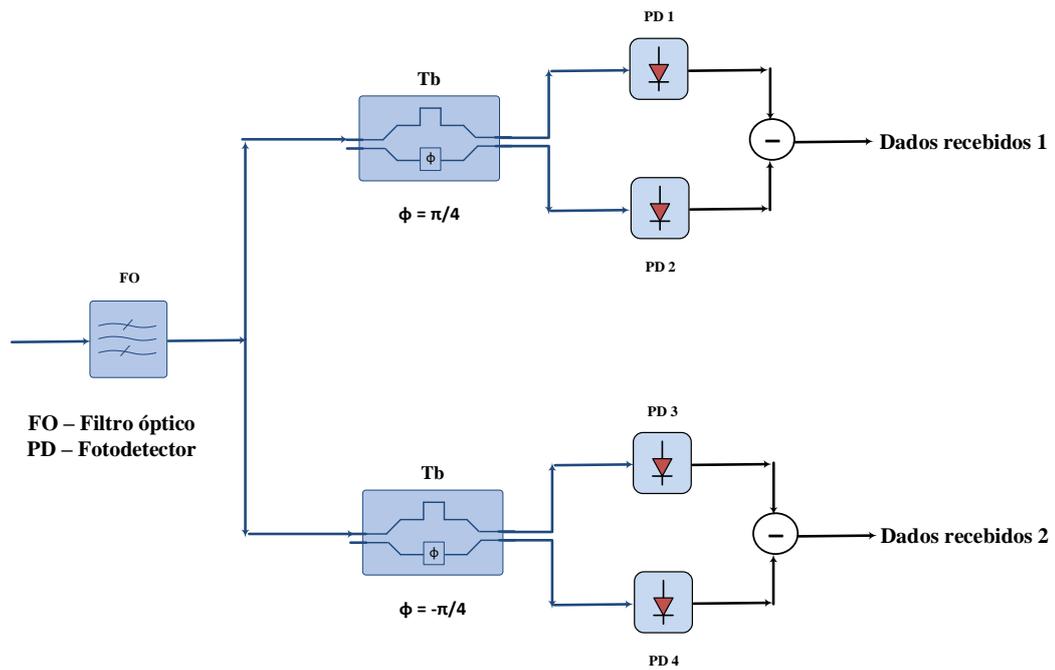


Figura 36 – Esquema de receptor óptico DQPSK.

Demoduladores DQPSK apresentam problemas de estabilidade devido a variações de temperatura dentro dos MZIs que podem causar mudanças na diferença de fase, necessitando assim, de dispositivos de controle de temperatura [90].

5 Resultados e Discussões

Este capítulo apresenta os resultados obtidos. São consideradas resultados para modulação OOK, DPSK e DQPSK, seguida da discussão e análise de desempenho em função de taxa da erro de bit.

O sistema DWDM-PON, simulado neste trabalho, usa diversos formatos de modulação óptica e detecção direta. O desempenho do sistema é avaliado em termos de taxa de erros de bit (BER - *Bit Error Rate*) em função da sensibilidade do receptor, para 20 km e 40 km de fibra óptica monomodo padrão. Vale lembrar, que todas as simulações foram desenvolvidas através de *scripts* em Matlab.

Um modelo de SSMF foi desenvolvido com fator de atenuação $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$, coeficiente de dispersão $D = 17 \text{ ps/nm.km}$ e declive de dispersão $S = 0,09 \text{ ps/nm}^2.\text{km}^2$ no comprimento de onda de 1550 nm , ou seja, todas as simulações foram realizadas tendo em conta os efeitos de dispersão cromática e atenuação da fibra. O ruído térmico foi inserido no modelo de fotodetector, conforme explicado no Capítulo 3.

No gerador RFS, o laser CW emite um sinal óptico em $1550,2 \text{ nm}$ e com uma pequena largura de linha ($> 1 \text{ KHz}$), para garantir um baixo ruído de fase nos múltiplos comprimentos de onda gerados. O amplificador óptico dentro do anel corresponde a um amplificador dopado com érbio (EDFA) com 5,6 dB de ganho, garantindo assim uma compensação das perdas geradas pelo modulador e pelo acoplador óptico. O sinal de RF de controle do gerador RFS é um sinal senoidal de frequência (f_c) 12,5 GHz, gerando assim comprimentos de onda com 0,1 nm de espaçamento e 0,87 dB de variação de potência. O filtro óptico (OF) tem 0,7 nm de largura de banda ($\approx 87,5 \text{ GHz}$), o que resulta em 8 comprimentos de onda ($1550,2 \text{ nm}$ até $1550,9 \text{ nm}$). Na Tabela 2 encontram-se, um resumo dos valores dos parâmetros gerais usados nas simulações.

Os comprimentos de onda gerados foram separados usando um MZI, em 4 comprimentos de onda ímpares para o *downstream* e 4 pares de *upstream*, ou seja, apresentaram-se entrelaçados ocupando a mesma região do espectro. A relação sinal-ruído óptica (OSNR) de 20 dB foi escolhida para todos os comprimentos de onda. Os comprimentos de onda ímpares foram modulados em diferentes formatos de modulação óptica e combinados com os pares por um combinador (podendo ser um acoplador óptico ou um dispositivo formado por MZIs em cascata). O atraso temporal, em cada comprimento de onda, gerado pela propagação na fibra foi compensada pelo uso de uma sequência de treinamento, antes da transmissão de dados, tanto para o sentido *downstream* quanto para o *upstream*.

Tabela 2 – Parâmetros gerais usados nas simulações em *Matlab*.

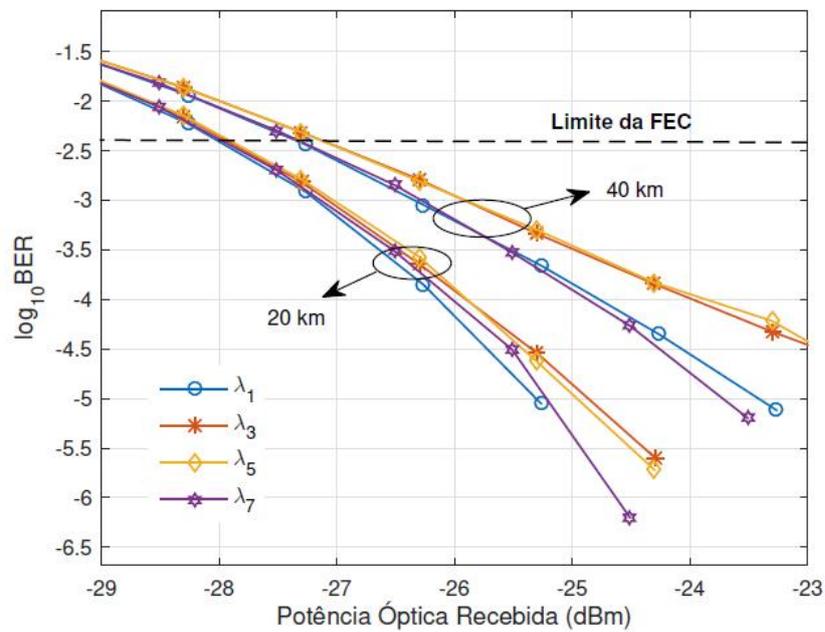
Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Número de bits	N_b	$2^{19}-1$	-
Taxa de símbolos	R_{symp}	12,5	Gsímbolos/s
Comprimentos de Onda CW	λ	1550,2	nm
OSNR do laser CW	OSNR	40	dB
Ganho do EDFA dentro do anel	g	5,6	dB
Figura de ruído do EDFA dentro do anel	NF	4,5	dB
Frequência do sinal de RF dentro do anel	f_c	12,5	GHz
Largura de banda do filtro dentro do anel	BW_λ	0,7	nm
Comprimentos de Onda (<i>Downstream</i>)	-	4	-
Comprimentos de Onda (<i>Upstream</i>)	-	4	-
Comprimento de Fibra	L	20 e 40	km
Fator de atenuação	α	0,2	dB/km
Dispersão da fibra	D	17	$ps/nm.km$
Declive de Dispersão da fibra	S	0,09	$ps/nm^2.km^2$

Para todos os formatos de modulação, seqüências de bits pseudoaleatórias com tamanho de $2^{19}-1$ por comprimento de onda foram geradas. As curvas de taxa de erro de bit foram geradas para as máximas distância de 20 km e 40 km de SSMF, para transmissão *downstream* e *upstream*, sem uso de técnicas de compensação de dispersão. Um limiar aceitável de códigos corretores de erro (FEC – *forward error correction*) de $3,8 \times 10^{-3}$ foi inserido para avaliação de desempenho, porém nenhum processo de correção de erro é realizado nas simulações. Para cada nível de potência, a simulação foi efetuada quatro vezes e uma média dos valores de BER obtidos foi considerada.

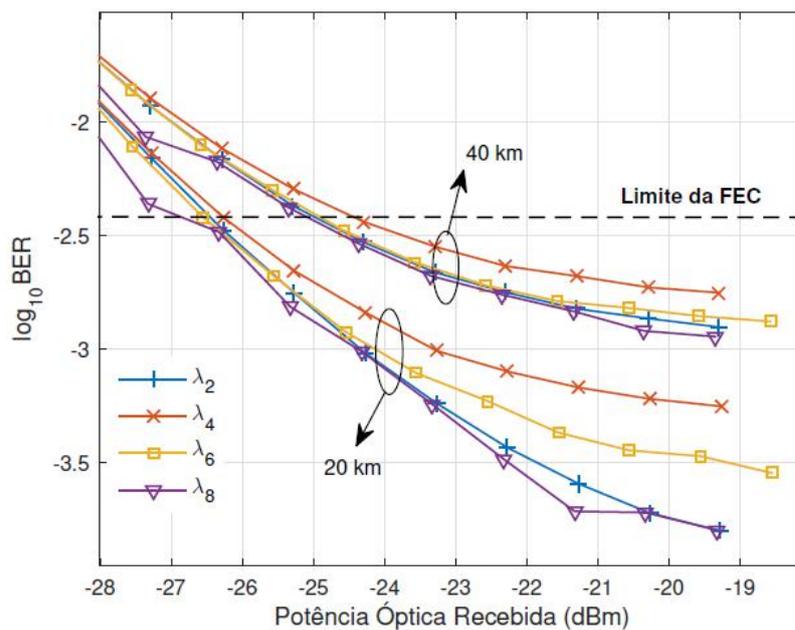
5.1 Resultados para Modulação OOK

A arquitetura FI-DWDM-PON foi simulada para o formato de modulação óptica NRZ-OOK, a uma taxa de bits de 12,5 Gbits/s por comprimento de onda. Na análise, primeiramente os comprimentos de onda de cada caminho foram multiplexados em frequência por um combinador (acoplador óptico) e depois pelo dispositivo composto por MZIs em cascata.

A Figura 37, mostra o desempenho do sistema NRZ-OOK a 50 Gbits/s ($4 \times 12,5$ Gbits/s) nos sentidos *downstream* e *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico. Os resultados de BER, para o *downstream*, permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -28 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -27 dBm após 40 km. Para potências mais altas o sistema não apresentava erros o que mostra que para este caso, no *downstream*, a



a) Downstream



b) Upstream

Figura 37 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação NRZ-OOK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) *downstream* e b) *upstream*.

limitação ocorre somente devido ao efeito de ruído térmico.

No sentido *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico,

os resultados de BER permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -26 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -24 dBm após 40 km. Além disso, no sentido *upstream*, os valores de BER parecem apresentar valores aproximadamente constantes para potências superiores a -20 dBm, pois estes estão limitados somente pelos efeitos de ruído co-canal a partir destas potências.

A Figura 38, mostra os resultados do sistema NRZ-OOK a 50 Gbits/s ($4 \times 12,5$ Gbits/s) nos sentidos *downstream* e *upstream*, com elemento multiplexador sendo um dispositivo composto por MZIs em cascata.

Os resultados de BER, para o *downstream*, permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -25,5 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -23,5 dBm após 40 km. Ocorreu uma degradação da BER em função da potência óptica recebida, quando são utilizados MZIs em cascata como elemento multiplexador. Isso deve-se ao fato deste introduzir distorção em amplitude do sinal óptico transmitido. Porém, o sistema apresenta ainda valores de BER abaixo do limite da FEC.

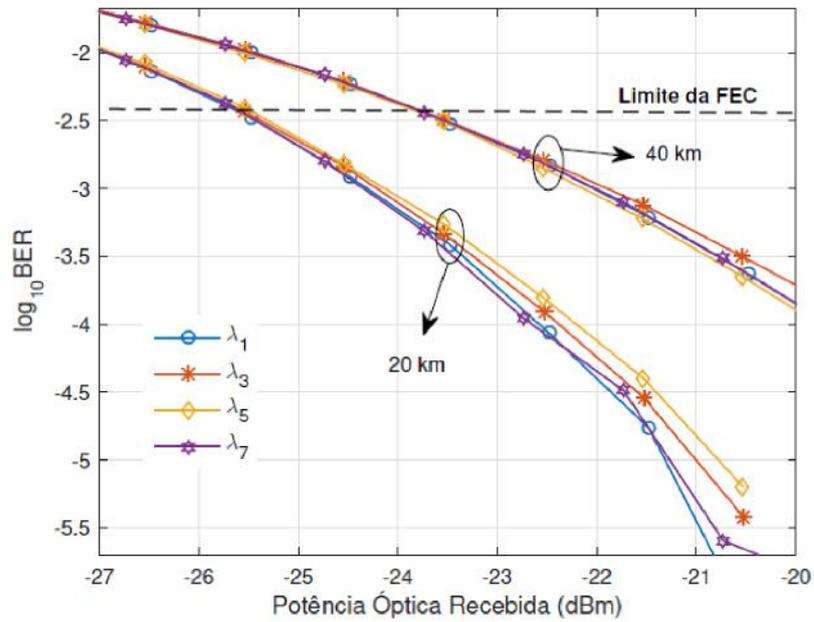
No sentido *upstream*, com elemento multiplexador sendo formado por MZIs em cascata, os resultados de BER permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -26 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -24 dBm após 40 km. Além disso, no sentido *upstream*, não foi alcançado valores pelos quais os efeitos de ruído co-canal limitassem o sistema.

5.2 Resultados para Modulação DPSK

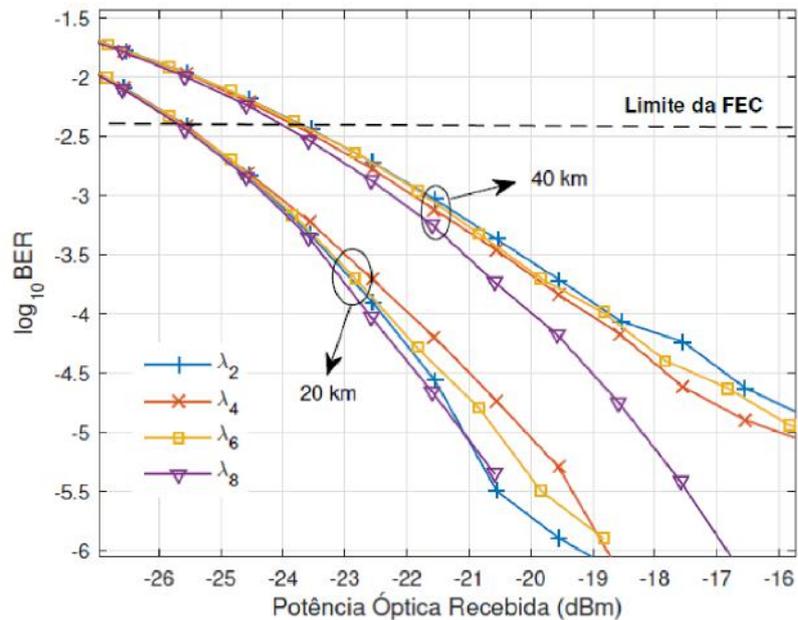
A arquitetura FI-DWDM-PON foi simulada para o formato de modulação óptica DPSK, a uma taxa de bits de 12,5 Gbits/s por comprimento de onda. Na análise, primeiramente os comprimentos de onda de cada caminho foram multiplexados em frequência por um combinador (acoplador óptico) e depois pelo dispositivo composto por MZIs em cascata.

A Figura 39, mostra o desempenho do sistema DPSK a 50 Gbits/s ($4 \times 12,5$ Gbits/s) nos sentidos *downstream* e *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico. Os resultados de BER, para o *downstream*, permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -28,5 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -27,5 dBm após 40 km, ou seja, ocorre um comportamento semelhante ao OOK. Para potências mais altas o sistema não apresentava erros o que mostra que para este caso, no *downstream*, a limitação ocorre somente devido ao efeito de ruído térmico para os níveis de Potência simulados.

No sentido *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico, os



a) Downstream

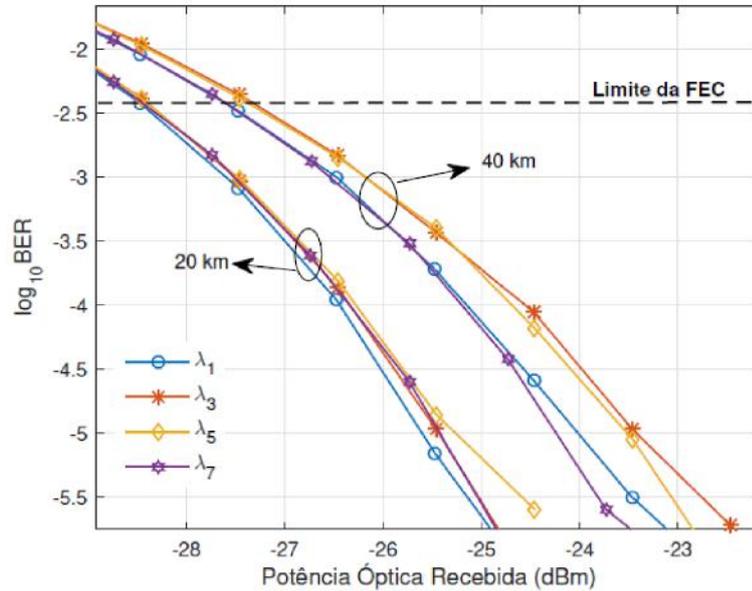


b) Upstream

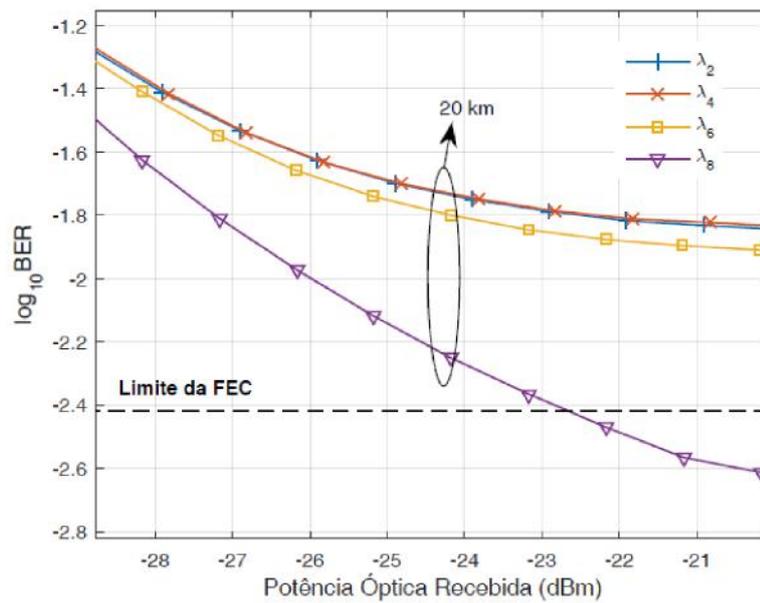
Figura 38 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação NRZ-OOK com elemento multiplexador sendo um dispositivo composto por MZIs em cascata. a) *downstream* e b) *upstream*.

resultados de BER permanecem acima do limiar de FEC para todos os níveis de potência em 20 km de fibra, exceto com relação ao comprimento de onda número 8. Isso ocorre devido ao DPSK estar sobre o efeito de distorção de fase devido a interferência co-canal

acumulada pelos caminhos de *downstream* e *upstream*. Além disso, o comprimento de onda 8 por ser o mais externo no espectro é o que sofre menos os efeitos de ruído co-canal, tendo assim um melhor desempenho em relação aos outros.



a) Downstream



b) Upstream

Figura 39 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DPSK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) *downstream* e b) *upstream*.

Devido ao upstream, para uma máxima distância de 20 km, ter apresentado valores acima da FEC com um acoplador óptico usado como elemento multiplexador, os mesmos testes foram realizados, porém com elemento multiplexador sendo um dispositivo formado por

MZIs em cascata, conforme ilustrado na Figura 40. Observa-se que com o uso dos MZIs em cascata, ocorreu uma diminuição do efeito de ruído co-canal acumulado para sinais DPSK em 20 km no sentido *upstream*. Além disso, o comportamento do sistema mostra que o comprimento de onda 8 continua tendo o melhor desempenho.

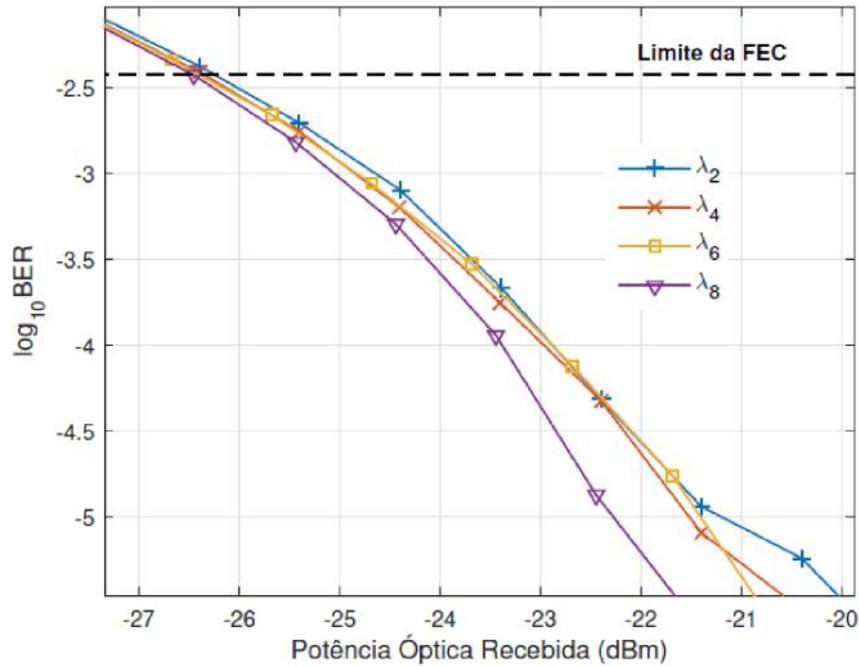


Figura 40 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DPSK com elemento multiplexador sendo um dispositivo formado por MZIs em cascata no caminho de *upstream*.

5.3 Resultados para Modulação DQPSK

A arquitetura FI-DWDM-PON foi simulada para o formato de modulação óptica DQPSK, a uma taxa de bits de 25 Gbits/s por comprimento de onda. Isso ocorre por que cada símbolo DQPSK transmite dois bits.

Na análise, primeiramente os comprimentos de onda de cada caminho foram multiplexados em frequência por um combinador (acoplador óptico) e depois por MZIs em cascata.

A Figura 41, mostra o desempenho do sistema DQPSK a 100 Gbits/s (4×25 Gbits/s) nos sentidos *downstream* e *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico. Os resultados de BER, para o *downstream*, permanecem abaixo do limiar de FEC, conforme desejado, para potências ópticas recebidas maiores que -17 dBm após 20 km de propagação na fibra e maiores que -15 dBm após 40 km. O resultado mostra que para esse formato de modulação, a distorção de fase gerada pelo ruído co-canal degrada a qualidade

da transmissão em potências maiores, em relação aos formatos de modulação testados anteriormente.

No sentido *upstream*, com elemento multiplexador sendo um simples acoplador óptico, os resultados de BER permanecem acima do limiar de FEC para todos os níveis de potência em 20 km de fibra. Isso ocorre devido ao DQPSK estar sobre o efeito de distorção de fase devido a interferência co-canal acumulada pelos caminhos de *downstream* e *upstream*.

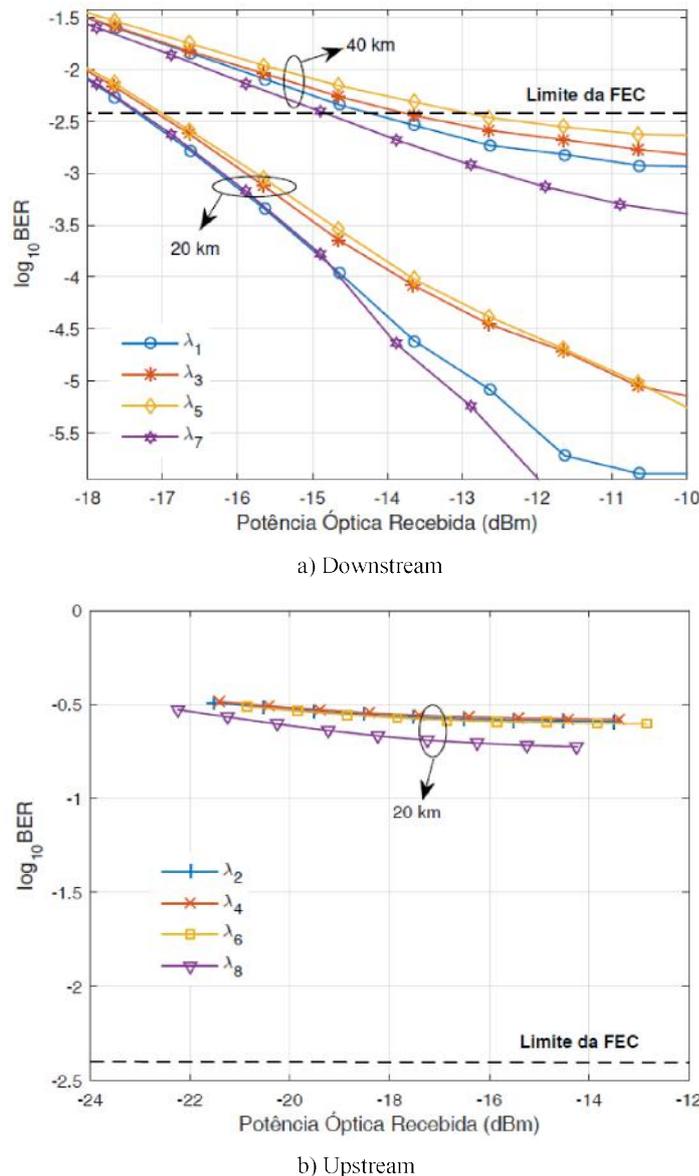
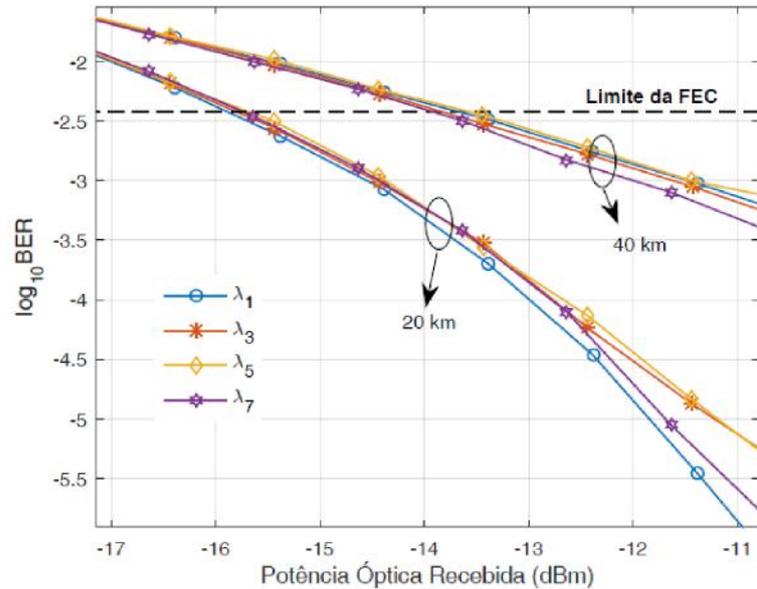


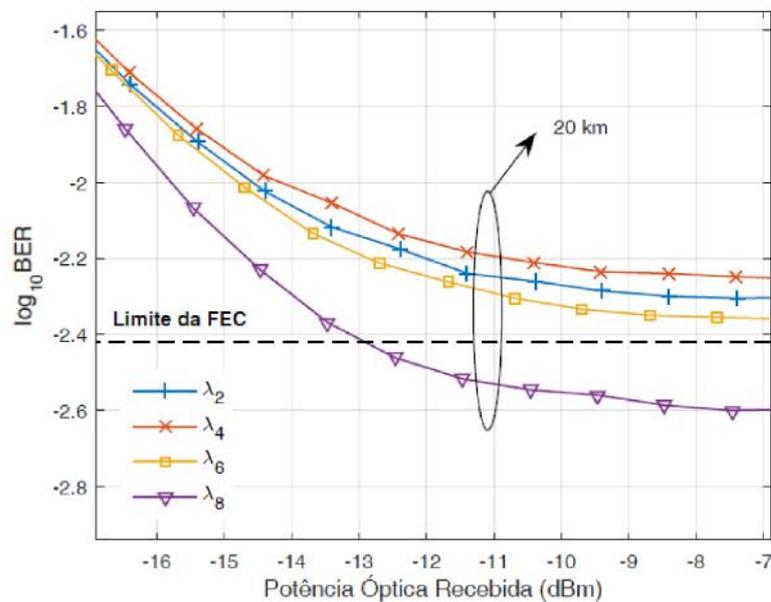
Figura 41 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DQPSK com elemento multiplexador sendo um acoplador óptico. a) *downstream* e b) *upstream*.

A Figura 42, mostra os resultados do sistema DQPSK a 100 Gbits/s (4×25 Gbits/s) nos sentidos *downstream* e *upstream*, com elemento multiplexador sendo um dispositivo

de MZIs em cascata. Os resultados do percurso *downstream* e *upstream* mostram uma diminuição da distorção de fase gerada pelo ruído co-canal, porém para o *upstream* os valores de BER continuam acima do limite da FEC. Isso mostra que a arquitetura, usando formato de modulação DQPSK, é viável somente para comprimentos de fibra até 20 km em sentido *downstream*.



a) Downstream



b) Upstream

Figura 42 – Taxa de erro de bit em função da potência óptica recebida para o sistema utilizando modulação DQPSK com elemento multiplexador sendo MZIs em cascata. a) *downstream* e b) *upstream*.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Apresenta-se, a seguir, as principais conclusões obtidas a partir do estudo aqui discutido. Trabalhos futuros são propostos ao final.

As novas tecnologias e serviços emergentes, têm requisitos cada vez mais exigentes, como velocidade de transmissão elevada e extensa largura de banda. Neste contexto, as redes ópticas passivas vêm sendo uma solução utilizada especialmente para suprir essas demandas. Redes ópticas PON podem ainda explorar o uso de múltiplos comprimentos de onda, através da técnica WDM, com vantagens em termos de aumento das taxas de transmissão de dados, facilidade de reconfiguração, flexibilidade no encaminhamento dos sinais e proteção da rede.

Para melhorar a eficiência espectral, e com isso garantir coexistência com padrões de redes PON anteriormente desenvolvidas e instaladas, apresentou-se o conceito de entrelaçamento de frequências, como uma solução para o planejamento e alocação de comprimentos de onda para futura geração de redes de acesso ópticas. O conceito proposto baseia-se na topologia em árvore, em que cada OLT é conectada a pelo menos um dispositivo passivo divisor/combinador, oferecendo serviços para um total de 256 ONUs. Este trabalho apresentou resultados simulados, em *Matlab*, para 20 km e 40 km de fibra monomodo e diferentes formatos de modulação ópticos que comprovam a viabilidade desta técnica para redes DWDM-PON com taxas de transmissão de 50 Gbits/s a 100 Gbits/s e com maior eficiência espectral em relação aos sistemas PON tradicionais. Como metodologia, os vários dispositivos ópticos da rede foram modelados e inseridos no ambiente de simulação.

A fim de produzir um pente de comprimentos de onda travados em frequência, a técnica de recirculação com deslocamento de frequências foi escolhida pois apresenta como vantagens a boa estabilidade e baixa variação de potência entre os comprimentos de onda. A flexibilidade e baixa tensão no sinal elétrico de controle do espaçamento, faz com que a técnica apresente baixo consumo de potência e fácil sintonização no controle dos comprimentos de onda gerados. Além disso, o uso de técnicas de geração de pentes de frequências permitiu a utilização de uma arquitetura de rede com criação e distribuição de comprimentos de onda centralizada na OLT.

Os resultados mostram que para formatos de modulação do tipo OOK, é possível obter uma rede com 50 Gbits/s de capacidade de transmissão, além de desempenho em termos de BER abaixo do limite da FEC tanto para o caminho de *downstream*, quanto para o caminho de *upstream*. A substituição dos acopladores ópticos, na OLT e na ONU, por dispositivos de MZIs em cascata mostrou que este gera no sinal OOK uma pequena perda

de desempenho em termos de BER devido a introdução de distorção em amplitude do sinal óptico a ser transmitido em ambos os sentidos.

Com o formato de modulação DPSK, obtém-se uma rede com 50 Gbits/s de capacidade de transmissão, além de desempenho em termos de BER abaixo do limite da FEC para o caminho de *downstream*. Além disso, o sistema DPSK apresenta melhor desempenho em termos de BER com relação aos sistemas NRZ-OOK. Isso deve-se ao fato do sinal NRZ-OOK apresentar em seu espectro de frequências um nível DC em que a maior parte da potência está inserida. Porém, no sentido de *upstream*, os valores de BER obtidos foram superiores (em torno de 10^{-2}) ao limite da FEC. Isso deve-se ao fato dos canais adjacentes de *downstream*, estarem acumulando ruído de fase no caminho do *upstream*, prejudicando-o para sinais cuja a informação encontra-se na variação de fase. Observa-se que é necessária a utilização de MZIs em cascata nas ONUs para a diminuição deste efeito nos canais de upstream.

Usando formatos de modulação do tipo DQPSK, obtém-se uma rede com 100 Gbits/s de capacidade de transmissão, além de desempenho em termos de BER abaixo do limite da FEC para o caminho de *downstream*. A simulação do trecho de *upstream* foi realizada para distâncias de 20 e 40 km de SSMF e sem uso de técnicas de compensação de dispersão, onde foi obtido valores de BER abaixo do limite da FEC para distâncias de 20 km no sentido *downstream*.

A princípio os resultados mostram que uma transmissão assimétrica é totalmente possível, onde para o trecho de downstream formatos de modulação OOK, DPSK ou DQPSK podem ser utilizados, gerando assim neste trajeto uma capacidade de 50 Gbits/s a 100 Gbits/s. Para o trecho de *upstream* formatos de modulação OOK ou DPSK podem ser utilizados, gerando assim neste trajeto uma capacidade de 50 Gbits/s, ou seja, o conceito de entrelaçamento de frequências é capaz de gerar redes de acesso assimétricas para distâncias de até 20 km.

Como trabalhos propõe-se realizar estudos sobre códigos corretores de erro, com o objetivo de melhorar as respostas de BER obtidas. Além disso, uma análise de não linearidades se faz necessária, uma vez que distorções de segunda ordem podem aparecer fora da banda de transmissão podendo prejudicar assim a coexistência com outros sistemas de transmissão. Por outro lado, distorções de terceira ordem precisam ser avaliadas no contexto de presença na banda de transmissão. Tais distorções afetam a transmissão do sistema e precisam ser quantificadas. Outro aspecto relevante na análise da operação e estabilidade do sistema de transmissão se refere às não linearidades na fase. A forma como as variações na fase influenciam o desempenho do sistema precisa ser avaliada para cada formato de modulação utilizados.

Referências

- 1 Salgals, T.; Skladova, L.; Vilcane, K.; Braunfelds, J.; Spolitis, S. Evaluation of 4-PAM, NRZ and Duobinary Modulation Formats Performance for Use in 20 Gbit/s DWDM-PON Optical Access Systems. In: *2018 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 134–138. citado na página. 27.
- 2 Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022. *Cisco white paper*, 2018. citado na página. 27.
- 3 Ghoniemy, S. Enhanced Time and Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Triple-Play Broadband Service Delivery in FTTx Networks. In: *2018 International Conference on Computer and Applications (ICCA)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 419–426. citado na página. 27.
- 4 Lam, C. *Passive Optical Networks: Principles and Practice*. [S.l.]: Elsevier Science, 2011. ISBN 9780080553450. citado na página. 27.
- 5 Davey, R. P.; Grossman, D. B.; Rasztoivits-Wiech, M.; Payne, D. B.; Nettet, D.; Kelly, A. E.; Rafel, A.; Appathurai, S.; Yang, S. Long-Reach Passive Optical Networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, p. 273–291, Feb 2009. ISSN 0733-8724. citado na página. 27.
- 6 Ragheb, A. M.; Fathallah, H. Performance Analysis of Next Generation-PON (NG-PON) architectures. In: *8th International Conference on High-capacity Optical Networks and Emerging Technologies*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 339–345. ISSN 1949-4092. citado na página. 27.
- 7 Lee, C.; Sorin, W. V.; Kim, B. Y. Fiber to the Home Using a PON Infrastructure. *Journal of Lightwave Technology*, v. 24, n. 12, p. 4568–4583, Dec 2006. ISSN 0733-8724. citado na página. 28.
- 8 Chadha, D. *Optical WDM Networks: From Static to Elastic Networks*. [S.l.]: Wiley, 2019. (Wiley - IEEE). ISBN 9781119393269. citado na página. 28.
- 9 López, V.; Velasco, L. *Elastic Optical Networks: Architectures, Technologies, and Control*. [S.l.]: Springer International Publishing, 2016. (Optical Networks). ISBN 9783319301747. citado na página. 28.
- 10 Sakaue, Y.; Taguchi, K.; Hara, K.; Shitaba, T.; Taniguchi, T.; Nishihara, S.; Asaka, K.; Suzuki, K.; Otaka, A. Demonstration of NG-PON2 Coexisting with Other Systems on Same ODN by Using WDM Filter with Low Power Penalty of under 1.0 dB. In: *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–3. citado na página. 28.
- 11 Nettet, D. NG-PON2 Technology and Standards. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 5, p. 1136–1143, March 2015. ISSN 0733-8724. citado na página. 28.

- 12 Luo, Y.; Zhou, X.; Effenberger, F.; Yan, X.; Peng, G.; Qian, Y.; Ma, Y. Time- and Wavelength-Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Next-Generation PON Stage 2 (NG-PON2). *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 31, n. 4, p. 587–593, Feb 2013. ISSN 0733-8724. citado 2 vezes na página 29 e 41.
- 13 Kim, J. Y.; Yoo, S. H.; Moon, S. R.; Kim, D. C.; Lee, C. H. 400 Gb/s (40 x 10 Gb/s) ASE Injection Seeded WDM-PON Based on SOA-REAM. In: *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–3. citado na página. 29.
- 14 Ji, H.; Yi, L.; Li, Z.; Xue, L.; Li, X.; Yang, Q.; Wang, S.; Yang, Y.; Yu, S.; Hu, W. Field Demonstration of a Real-Time 100-Gb/s PON Based on 10G-Class Optical Devices. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, OSA, v. 35, n. 10, p. 1914–1921, May 2017. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-35-10-1914>>. citado na página. 29.
- 15 Xue, L.; Yi, L.; Ji, H.; Li, P.; Hu, W. Symmetric 100-Gb/s TWDM-PON in O-Band Based on 10G-Class Optical Devices Enabled by Dispersion-Supported Equalization. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 2, p. 580–586, Jan 2018. ISSN 0733-8724. citado na página. 29.
- 16 Mazur, M.; Lorences-Riesgo, A.; Schröder, J.; Andrekson, P. A.; Karlsson, M. High Spectral Efficiency PM-128QAM Comb-Based Superchannel Transmission Enabled by a Single Shared Optical Pilot Tone. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 6, p. 1318–1325, March 2018. ISSN 0733-8724. citado 2 vezes na página 29 e 75.
- 17 Chen, H.; Gu, X.; Yin, F.; Chen, M.; Xie, S. 5 x 200 Gbit/s all-optical OFDM transmission Using a Single Optical Source and Optical Fourier Transform Real-Time Detection. *Opt. Express*, OSA, v. 19, n. 22, p. 21199–21204, Oct 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-22-21199>>. citado na página. 29.
- 18 Kim, D.; Kim, B. G.; Bae, S. H.; Kim, H.; Chung, Y. C. Novel Carrier Phase Estimation Method for High-Speed Coherent WDM PON based on RSOA. In: *2017 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference (PGC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4. citado na página. 29.
- 19 Matsuda, K.; Matsumoto, R.; Suzuki, N. Hardware-Efficient Adaptive Equalization and Carrier Phase Recovery for 100-Gb/s/ λ -Based Coherent WDM-PON Systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 8, p. 1492–1497, April 2018. ISSN 0733-8724. citado na página. 29.
- 20 Kikuchi, K. Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 1, p. 157–179, Jan 2016. ISSN 1558-2213. citado na página. 29.
- 21 Hsu, Y.; Liu, J. J.; Wu, X.; Wu, H. Y.; Yeh, C. H.; Tsang, H. K.; Chen, J.; Chow, C. W. Direct Detection OFDM PON using Ge-on-Si Photodetector Employing Volterra Filtering for Nonlinear Compensation. In: *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–3. citado 2 vezes na página 29 e 75.

- 22 Togneri, A. P. *Análise de Sistemas de Multiplexação por Subportadora - SCM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2005. citado na página. 30.
- 23 Coura, D. J. C. *Arquiteturas de Redes Ópticas Passivas Baseadas nas Modulações por Sub-Portadora OFDM E SCM*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2009. citado na página. 30.
- 24 Silva, J. A. L. *Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2011. citado 2 vezes na página 31 e 59.
- 25 Nunes, R. B.; Rocha, H. R. de O.; Segatto, M. E.; Silva, J. A. Experimental Validation of a Constant-Envelope OFDM System for Optical Direct-Detection. *Optical Fiber Technology*, v. 20, n. 3, p. 303 – 307, 2014. ISSN 1068-5200. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520014000376>>. citado na página. 31.
- 26 Almeida, T. M. de. *Aumento da Eficiência Espectral de Sistemas DDO-OFDM Através de Otimização Via Algoritmo Genético*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2014. citado na página. 31.
- 27 Coutinho, B. C. *Uma Abordagem Multicamadas para o Planejamento de Redes Via Simulação Numérica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2016. citado na página. 31.
- 28 Nunes, R. B. *OFDMA PON - Arquitetura Para Redes Ópticas Passivas com Acesso Múltiplo por Divisão de Frequências Ortogonais*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2016. citado 3 vezes na página 31, 36 e 66.
- 29 Pereira, E. da V. *Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2017. citado na página. 32.
- 30 Marciano, P. R. N. *Design and Evaluation of a Low Complexity All-Optical OFDM System Applied to Passive Optical Networks*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2019. citado na página. 32.
- 31 Ramaswami, R.; Sivarajan, K.; Sasaki, G. *Optical Networks: A Practical Perspective*. [S.l.]: Elsevier Science, 2009. (Morgan Kaufmann series in networking). ISBN 9780080920726. citado na página. 35.
- 32 Kramer, G. *Ethernet Passive Optical Networks*. [S.l.]: Mcgraw-hill, 2005. (Professional Engineering). ISBN 9780071445627. citado na página. 36.
- 33 Abbas, H. S.; Gregory, M. A. The Next Generation of Passive Optical Networks: A Review. *Journal of Network and Computer Applications*, v. 67, p. 53 – 74, 2016. ISSN 1084-8045. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1084804516000989>>. citado 4 vezes na página 36, 37, 38 e 39.
- 34 Nettet, D. PON roadmap [invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, v. 9, n. 1, p. A71–A76, Jan 2017. ISSN 1943-0620. citado 2 vezes na página 36 e 44.

- 35 ITU-T G.983.1 - Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON). *ITU-T Std G.983.1-2005*, p. 1–124, Jan. 2005. citado na página. 37.
- 36 ITU-T G.984.3 - Gigabit-capable Passive Optical Networks (G-PON): Transmission convergence layer specification. *ITU-T Std G.984.3-2004*, p. 1–107, Fev. 2004. citado na página. 37.
- 37 IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Part 3: CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment: Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for Subscriber Access Networks. *IEEE Std 802.3ah-2004*, p. 1–640, Sep. 2004. citado na página. 38.
- 38 Guangjun, C. A Design Method for Ethernet Passive Optical Network. In: *2012 International Conference on Computer Science and Information Processing (CSIP)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1000–1003. citado na página. 38.
- 39 IEEE 802.3av-2009 - IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 3: CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications Amendment 1: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 10 Gb/s Passive Optical Networks. *IEEE Std 802.3av-2009*, p. 1–640, Sep. 2009. citado na página. 38.
- 40 ITU-T G.987.2 - SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS. *ITU-T Std G.987.2-2016*, p. 1–38, Fev. 2016. citado na página. 39.
- 41 ITU-T G.983.1 - Broadband optical access system with increased service capability by wavelength allocation. *ITU-T Std G.983.3-2001*, p. 1–52, Mar. 2001. citado na página. 39.
- 42 ITU-T G.989.2 - SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS. *ITU-T Std G.989.2-2014*, p. 1–108, Dez. 2014. citado na página. 40.
- 43 Dourado, D. M.; Ferreira, R. J. L.; Rocha, M. d. L.; Duarte, U. R. Estratégias para Aumento da Eficiência Espectral e Energética em Redes TWDM-PON e OFDM-PON. In: *Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - CBMag*. [S.l.]: UFRGS, 2016. citado na página. 40.
- 44 Dourado, D. M. *Estratégias para aumento da eficiência espectral e energética em redes TWDM-PON*. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016. citado na página. 40.
- 45 Wey, J. S.; Nettet, D.; Valvo, M.; Grobe, K.; Roberts, H.; Luo, Y.; Smith, J. Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards—Part 1: Optical Link Design[Invited]. *J. Opt. Commun. Netw.*, OSA, v. 8, n. 1, p. 33–42, Jan 2016. Disponível em: <http://jocn.osa.org/abstract.cfm?URI=jocn-8-1-33>. citado na página. 40.
- 46 Wong, E.; Muller, M.; Amann, M. C. Colourless Operation of Short-Cavity VCSELs in C-minus Band for TWDM-PONs. *Electronics Letters*, v. 49, n. 4, p. 282–284, Feb 2013. ISSN 0013-5194. citado 2 vezes na página 40 e 41.
- 47 ITU-T G.989.2 - SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS. *ITU-T Std G.989.3-2016*, p. 1–266, Nov. 2016. citado na página. 42.

- 48 ITU-T G.983.1 - 10-Gigabit-Capable Symmetric Passive Optical Network (XGS-PON). *IEEE Std G.9807.1-2016*, p. 1–640, Sep. 2004. citado 2 vezes na página 42 e 43.
- 49 Houtsma, V.; Veen, D. v.; Harstead, E. Recent Progress on Standardization of Next-Generation 25, 50, and 100G EPON. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 35, n. 6, p. 1228–1234, Mar 2017. Disponível em: <<http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-35-6-1228>>. citado na página. 43.
- 50 Wang, W.; Guo, W.; Hu, W. Mechanism Design and Performance Analysis of Coordinated Registration Protocol for NG-EPON. *J. Opt. Commun. Netw.*, OSA, v. 11, n. 3, p. 107–117, Mar 2019. Disponível em: <<http://jocn.osa.org/abstract.cfm?URI=jocn-11-3-107>>. citado na página. 43.
- 51 Willner, A. *Optical Fiber Telecommunications VII*. [S.l.]: Academic Press, 2019. ISBN 9780128163122. citado na página. 43.
- 52 Shahpari, A. *Next Generation Optical Access Networks: Technologies and Economics*. Tese (Doutorado) — Universidade de Aveiro, 2015. citado 2 vezes na página 43 e 44.
- 53 Zhang, L.; Luo, Y.; Ansari, N.; Gao, B.; Liu, X.; Effenberger, F. Channel Bonding for Next Generation Passive Optical Network Stage 2 (ng-pon2). In: *2017 International Conference on Computer, Information and Telecommunication Systems (CITS)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 103–107. ISSN null. citado na página. 44.
- 54 Luo, Y.; Zhang, L.; Ansari, N.; Gao, B.; Liu, X.; Effenberger, F. Wavelength Channel Bonding for 100 gb/s Next Generation Passive Optical Networks. In: *2017 26th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN 2379-1276. citado na página. 44.
- 55 Wey, J. S.; Zhang, J. Passive Optical Networks for 5G Transport: Technology and Standards. *Journal of Lightwave Technology*, v. 37, n. 12, p. 2830–2837, June 2019. ISSN 1558-2213. citado na página. 44.
- 56 Agrawal, G. *Lightwave Technology: Components and Devices*. [S.l.]: Wiley, 2004. (A Wiley-Interscience publication, v. 1). ISBN 9780471215738. citado na página. 45.
- 57 Becker, P.; Olsson, A.; Simpson, J. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology*. [S.l.]: Elsevier Science, 1999. (Optics and Photonics). ISBN 9780080505848. citado 2 vezes na página 45 e 61.
- 58 Agrawal, G. *Fiber-Optic Communication Systems*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2002. ISBN 0-471-21571-6. citado 13 vezes na página 45, 46, 47, 48, 49, 51, 52, 53, 54, 55, 58, 63 e 64.
- 59 Saleh, B. E. A.; Teich, M. C. *Fundamentals of photonics; 2nd ed.* New York, NY: Wiley, 2007. (Wiley series in pure and applied optics). citado 8 vezes na página 45, 46, 47, 48, 54, 55, 56 e 58.
- 60 Segatto, M. E. V. *All Optical Bit Parallel WDM Systems*. Tese (Doutorado) — University of London, 2001. citado 6 vezes na página 46, 47, 48, 49, 50 e 51.
- 61 Coldren, L.; Corzine, S.; Mashanovitch, M. *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*. [S.l.]: Wiley, 2012. (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering). ISBN 9780470484128. citado 2 vezes na página 47 e 48.

- 62 Coelho, D.; Oliveira, J. M. B.; Pessoa, L. M.; Castro, J. C. S.; Salgado, H. M. Experimental and Theoretical Performance Assessment of WiFi-over-Fiber using Low Cost Directly Modulated VCSELs. In: *2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. ISSN 2161-2064. citado na página. 48.
- 63 ITU-T G.652 - SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS. Transmission media and optical systems characteristics - Optical fibre cables. *ITU-T Std G.652*, p. 1–22, Nov. 2009. citado na página. 50.
- 64 Pfeifle, J. *Terabit-Rate Transmission Using Optical Frequency Comb Sources*. Tese (Doutorado) — Karlsruhe Institut für Technologie (KIT), 2017. citado 2 vezes na página 52 e 53.
- 65 Keiser, G. *Optical Fiber Communications*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2000. (McGraw-Hill International Editions). ISBN 9780071164689. citado 7 vezes na página 53, 54, 55, 56, 58, 62 e 63.
- 66 Gnauck, A. H.; Darcie, T. E.; Bodeep, G. E. Comparison of Direct and External Modulation for CATV Lightwave Transmission at 1.5 μm Wavelength. *Electronics Letters*, v. 28, n. 20, p. 1875–1876, Sep. 1992. ISSN 0013-5194. citado na página. 58.
- 67 de Maizman, M. I. B.; Kakimoto, L. C.; Moschim, E. Simulation of Optical Communication Systems using Direct and External Modulation. In: *Proceedings of LFNM 2002. 4th International Workshop on Laser and Fiber-Optical Networks Modeling (IEEE Cat. No.02EX549)*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 120–. ISSN null. citado na página. 58.
- 68 Kaminow, I.; Li, T.; Willner, A. *Optical Fiber Telecommunications VB: Systems and Networks*. [S.l.]: Elsevier Science, 2010. (Optics and Photonics). ISBN 9780080569628. citado 9 vezes na página 58, 59, 60, 61, 75, 77, 78, 79 e 80.
- 69 Yamazaki, H.; Goh, T. *Flexible-format Optical Modulators with a Hybrid Configuration of Silica Planar Lightwave Circuits and LiNbO₃ Phase Modulators*. [S.l.], 2011. citado na página. 60.
- 70 Huynh, T. N.; Dupuis, N.; Rimolo-Donadio, R.; Proesel, J. E.; Gill, D. M.; Baks, C. W.; Rylyakov, A. V.; Schow, C. L.; Green, W. M. J.; Lee, B. G. Flexible Transmitter Employing Silicon-Segmented Mach-Zehnder Modulator with 32-nm CMOS Distributed Driver. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 22, p. 5129–5136, Nov 2016. ISSN 1558-2213. citado na página. 60.
- 71 Freitas, M. *Amplificadores Óticos a Fibra sob um Ambiente Dinâmico*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2006. citado na página. 61.
- 72 Islam, M. *Raman Amplifiers for Telecommunications 2: Sub-Systems and Systems*. [S.l.]: Springer New York, 2007. (Springer Series in Optical Sciences). ISBN 9780387215853. citado na página. 61.
- 73 Kumar, S.; Deen, M. *Fiber Optic Communications: Fundamentals and Applications*. [S.l.]: Wiley, 2014. ISBN 9780470518670. citado na página. 63.
- 74 Alexander, C.; Sadiku, M.; Nascimento, J. D. *Fundamentos De Circuitos Elétricos*. [S.l.]: MCGRAW HILL - ARTMED, 2013. ISBN 9788580551723. citado na página. 64.

- 75 Torres-Company, V.; Weiner, A. M. Optical Frequency Comb Technology for Ultra-Broadband Radio-Frequency Photonics. *Laser & Photonics Reviews*, v. 8, n. 3, p. 368–393, 2014. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/lpor.201300126>>. citado na página. 68.
- 76 Sakamoto, T.; Kawanishi, T.; Izutsu, M. Asymptotic Formalism for Ultraflat Optical Frequency Comb Generation using a Mach-Zehnder Modulator. *Opt. Lett.*, OSA, v. 32, n. 11, p. 1515–1517, Jun 2007. Disponível em: <<http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-32-11-1515>>. citado na página. 68.
- 77 Zhou, X.; Zheng, X.; Wen, H.; Zhang, H.; Zhou, B. Generation of Broadband Optical Frequency Comb with Rectangular Envelope using Cascaded Intensity and Dual-parallel Modulators. *Optics Communications*, v. 313, p. 356 – 359, 2014. ISSN 0030-4018. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401813009826>>. citado na página. 68.
- 78 Ataie, V.; Temprana, E.; Liu, L.; Myslivets, E.; Kuo, B. P.; Alic, N.; Radic, S. Ultrahigh Count Coherent WDM Channels Transmission Using Optical Parametric Comb-Based Frequency Synthesizer. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 3, p. 694–699, Feb 2015. ISSN 0733-8724. citado na página. 68.
- 79 Lei, C.; Yu, Y.; Chen, M.; Chen, H.; Yang, S.; Xie, S. Temporally Controlled Wideband Optical Frequency Comb Generation based on Recirculating Frequency Shifting. In: *Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP) 2014 International Topical Meeting on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 272–275. citado 2 vezes na página 68 e 69.
- 80 Hillerkuss, D.; Schellinger, T.; Jordan, M.; Weimann, C.; Parmigiani, F.; Resan, B.; Weingarten, K.; Ben-Ezra, S.; Nebendahl, B.; Koos, C.; Freude, W.; Leuthold, J. High-Quality Optical Frequency Comb by Spectral Slicing of Spectra Broadened by SPM. *IEEE Photonics Journal*, v. 5, n. 5, p. 7201011–7201011, Oct 2013. ISSN 1943-0655. citado na página. 69.
- 81 Essiambre, R.; Kramer, G.; Winzer, P. J.; Foschini, G. J.; Goebel, B. Capacity Limits of Optical Fiber Networks. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 4, p. 662–701, Feb 2010. ISSN 1558-2213. citado na página. 71.
- 82 Lowery, A. J.; Schröder, J.; Du, L. B. Flexible All-Optical Frequency Allocation of OFDM Subcarriers. *Opt. Express*, OSA, v. 22, n. 1, p. 1045–1057, Jan 2014. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-1-1045>>. citado na página. 71.
- 83 Hillerkuss, D.; Schmogrow, R.; Schellinger, T.; Jordan, M.; Winter, M.; Huber, G.; Vallaitis, T.; Bonk, R.; Kleinow, P.; Frey, F.; Roeger, M.; Koenig, S.; Ludwig, A.; Marculescu, A.; Li, J.; Hoh, M.; Dreschmann, M.; Meyer, J.; Ezra, S. B.; Narkiss, N.; Nebendahl, B.; Parmigiani, F.; Petropoulos, P.; Resan, B.; Oehler, A.; Weingarten, K.; Ellermeyer, T.; Lutz, J.; Moeller, M.; Huebner, M.; Becker, J.; Koos, C.; Freude, W.; Leuthold, J. 26 Tbit s-1 Line-Rate Super-Channel Transmission Utilizing All-Optical Fast Fourier Transform Processing. *Nature Photonics*, 2011. citado na página. 71.
- 84 Hillerkuss, D.; Winter, M.; Teschke, M.; Marculescu, A.; Li, J.; Sigurdsson, G.; Worms, K.; Ezra, S. B.; Narkiss, N.; Freude, W.; Leuthold, J. Simple

- All-Optical FFT Scheme Enabling Tbit/s Real-Time Signal Processing. *Opt. Express*, OSA, v. 18, n. 9, p. 9324–9340, Apr 2010. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-18-9-9324>>. citado 2 vezes na página 71 e 72.
- 85 Marciano, P. R. N.; Coelho, D. V. N.; Silva, J. A. L.; Pontes, M. J.; Segatto, M. E. V. A New All-Optical OFDM Architecture for NG-PON2. In: *Latin America Optics and Photonics Conference*. Optical Society of America, 2018. p. W3D.4. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=LAOP-2018-W3D.4>>. citado na página. 72.
- 86 Lyubomirsky, I.; Cheng-Chung Chien. DPSK demodulator based on optical discriminator filter. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 17, n. 2, p. 492–494, Feb 2005. ISSN 1041-1135. citado 3 vezes na página 77, 78 e 80.
- 87 Binh, L. *Advanced Digital Optical Communications*. [S.l.]: CRC Press, 2017. (Optics and Photonics). ISBN 9781482226539. citado 3 vezes na página 78, 79 e 80.
- 88 Milivojevic, B. *Study of Optical Differential Phase Shift Keying Transmission Techniques at 40 Gbit/s and beyond*. Tese (Doutorado) — University of Paderborn, 2005. citado 2 vezes na página 78 e 79.
- 89 Peng Yue; Aijun Wen; Tao Shang; Chengwei Wang. Implementation of Differential Precoder for High-Speed Optical DQPSK Modulation. In: *2008 5th IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN '08)*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–3. ISSN 1811-3923. citado na página. 80.
- 90 Tokle, T. *Optimised Dispersion Management and Modulation Formats for High Speed Optical Communication Systems*. Tese (Doutorado) — Technical University of Denmark (DTU), 2004. citado na página. 81.

A Eficiência Espectral

O termo eficiência espectral (SE - *Spectral Efficiency*), medida em bits/s/Hz, é usado para descrever a taxa de informação que está sendo transmitida em uma determinada largura de banda em um sistema de comunicação e pode ser descrita como,

$$SE = \frac{R_s}{BW_{opt}}, \quad (\text{A.1})$$

onde o parâmetro R_s é a taxa de bits do sistema de transmissão e BW_{opt} é a largura de banda óptica ocupada. Corresponde a uma medida da eficiência com que um dado sistema de comunicação usa a largura de banda disponível.

Sistemas TWDM-PON utilizam quatro comprimentos de onda, com um espaçamento de 100 GHz entre eles tanto no sentido de *downstream*, quanto no de *upstream*. Considerando uma taxa de transmissão simétrica de 40 Gbits/s e utilizando a equação A.1, obtém-se uma eficiência espectral em torno de 0,06 bits/s/Hz para ambos os caminhos de transmissão.

Utilizando a mesma análise para a arquitetura proposta, o sistema FI-DWDM-PON utiliza 4 comprimentos de onda por caminho de transmissão, apresenta um espaçamento entre comprimentos de onda de 12,5 GHz, uma taxa de símbolo de 12,5 Gsímbolos/s e compartilha a mesma faixa de comprimentos de onda para *downstream* e *upstream*. Considerando modulação do tipo OOK, o sistema transmite a 50 Gbits/s obtendo uma eficiência espectral em torno de 0,44 bits/s/Hz. Para modulação do tipo DQPSK, o sistema transmite 100 Gbits/s e a eficiência espectral aumenta para 0,88 bits/s/Hz

B Relação Sinal-Ruído Óptica (OSNR)

Devido à emissão espontânea adicionar ruído (ASE) ao sinal durante a amplificação, é necessário uma medida que quantifique a interferência de ruído adicionada ao sinal óptico. A OSNR é uma importante figura de mérito pois sugere um grau de degradação do sinal óptico ao propagar por uma rede com inserção de ruído. Sistemas DWDM precisam operar acima do limite de OSNR para garantir operação com nenhuma ou com baixas taxas de erro. A relação sinal-ruído óptica (do inglês OSNR - *Optical Signal to Noise Ratio*) é matematicamente definida como,

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (B.1)$$

em que P é a potência total do sinal óptico, em um comprimento de onda, considerando as duas polarizações, S_{ASE} é a densidade espectral de ruído (ASE) em uma única polarização, B_{ref} é a banda de referência que é considerada 12,5 GHz e que corresponde a 0,1 nm de resolução do espectro óptico em um comprimento de onda de 1550 nm. O fator 2 refere-se as duas polarizações do ruído.

Pode-se definir, também, a OSNR através do espectro óptico de um sistema DWDM, conforme mostrado na Figura 43. Neste caso a OSNR será definida por

$$OSNR(dB) = P(dBm) - ASE(dBm). \quad (B.2)$$

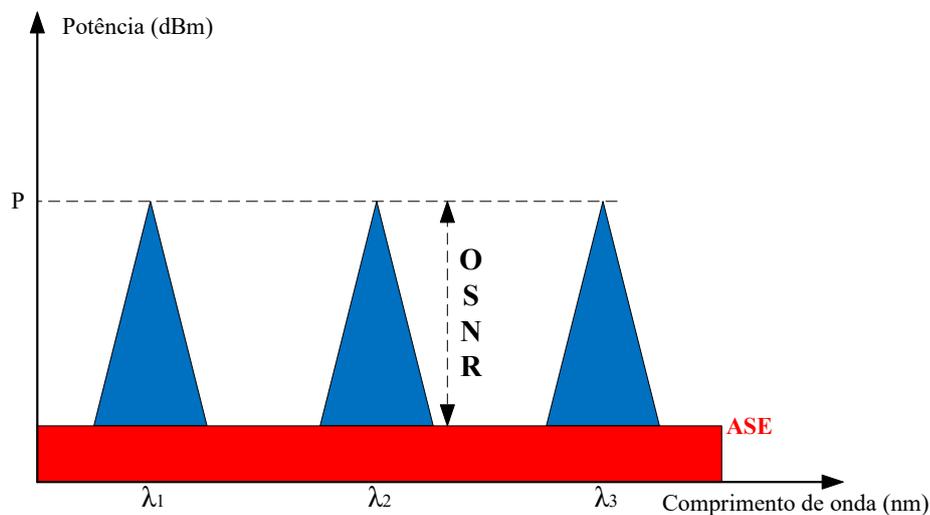


Figura 43 – OSNR em um espectro DWDM.

C Taxa de Erro de Bit

A taxa de erro de bit (do inglês BER – *Bit Error Rate*) é uma figura de mérito que mede a quantidade de erros em um sinal digital. É o número de bits recebidos com erro ($nbits_{erro}$) em relação a um total de bits transmitidos ($nbits_{total}$). Matematicamente, pode ser expresso por

$$BER = \frac{nbits_{erro}}{nbits_{total}}, \quad (C.1)$$

Se a simulação de um sistema resultar em 100 bits errados em um total de 10^9 bits transmitidos, a taxa de erro de bit será 10^{-7} .

O cálculo da taxa de erro de bits utilizado nas simulações em *Matlab* consiste, portanto, na comparação entre a sequência de bits pseudoaleatória gerada e transmitida, com a sequência de bits recebida em cada uma das ONUs. Para que o cálculo seja possível, a rotina de cálculo de BER recebe um vetor que corresponde aos bits gerados no transmissor, e assim realiza a comparação com o vetor de bits recebidos.