

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO CARDOSO COUTINHO

**Uma abordagem multicamadas para o
planejamento de redes via simulação numérica**

Vitória - Brasil

2016

BRUNO CARDOSO COUTINHO

**Uma abordagem multicamadas para o planejamento de
redes via simulação numérica**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal do Espírito Santo

Centro Tecnológico

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto

Vitória - Brasil

2016

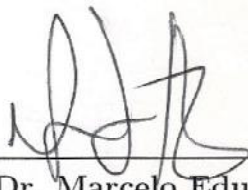
Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C872a Coutinho, Bruno Cardoso, 1980-
Uma abordagem multicamadas para o planejamento de redes
via simulação numérica / Bruno Cardoso Coutinho. – 2016.
112 f. : il.

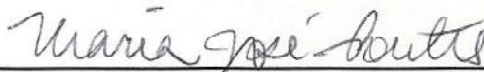
Orientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade
Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Redes ópticas de transporte. 2. Comunicações ópticas. 3.
Análise de redes (Planejamento). 4. Telecomunicações. I.
Segatto, Marcelo Eduardo Vieira. II. Universidade Federal do
Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

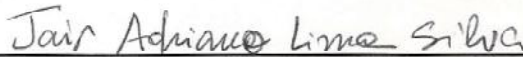
CDU: 621.3



**Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira
Segatto**
Universidade Federal do Espírito Santo
(UFES)



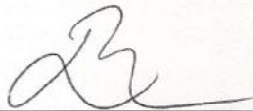
Prof.ª Dr.ª Maria Jose Pontes
Universidade Federal do Espírito Santo
(UFES)



Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva
Universidade Federal do Espírito Santo
(UFES)



**Prof.ª Dr.ª Maria Thereza Miranda
Rocco Giraldi**
Instituto Militar de Engenharia (IME)



Prof. Dr. Leandro Colombi Resendo
Instituto Federal do Espírito Santo (IFES)

Vitória - Brasil

2016

Aos meus pais, esposa e filhos

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pela sabedoria que me deu para finalizar mais este projeto de vida e por ter me sustentado.

À minha esposa e filhos pela paciência e por me apoiarem neste desafio.

Aos meus familiares e amigos que lembraram de mim nas suas orações e pela torcida de sempre.

Aos professores Marcelo Segatto e Ivan Lima pelas dicas importantes e orientações.

Aos colegas de IFES e UFES pela torcida e colaborações sempre que possível.

À CAPES pelo apoio financeiro dado a este trabalho, por meio da bolsa de doutorado sanduíche, que foi de grande importância para a sua conclusão.

A nossa amiga Raquel Quadros por tomar conta de tudo aqui no Brasil enquanto estávamos em período de estágio nos EUA.

”E, demais disto, filho meu, atenta: não há limite para fazer livros, e o muito estudar é enfado da carne. De tudo o que se tem ouvido, o fim é: Teme a Deus, e guarda os seus mandamentos; porque isto é o dever de todo o homem. Porque Deus há de trazer a juízo toda obra, e até tudo o que está encoberto, quer seja bom, quer seja mau.”
(Eclesiastes, Rei Salomão)

Resumo

Os sistemas ópticos coerentes aparecem como uma alternativa eficiente na implementação de redes ópticas de transporte para altas taxas de transmissão, trazendo como vantagem principal uma maior eficiência espectral na propagação das informações, já que considera o conjunto intensidade e fase do sinal óptico na detecção dos dados transmitidos pela rede. Através do uso desta característica coerente do sinal óptico, juntamente com técnicas de processamento digital de sinais, é possível alcançar taxas da ordem de 100 *Gb/s*, ou até maiores, em redes *backbones*. Contudo, com o aumento da velocidade de transmissão, o cuidado criterioso com os efeitos lineares e não-lineares de camada física sobre os sinais ópticos é necessário, para que o grau de degradação na qualidade de transmissão, ao longo do caminho óptico, não fique abaixo dos limites aceitáveis. Simulações já são realizadas e descritas na literatura com o objetivo de mensurar essa qualidade de transmissão para um enlace (ponto-a-ponto), ou seja, considerando apenas o percurso entre um nó transmissor e seu respectivo nó receptor adjacente. Porém, um caminho óptico ou rota pode possuir dois ou mais enlaces intercalados por nós de comutação. Assim, a questão utilizada como direcionador desta pesquisa foi: como estender as simulações de um único enlace para a simulação de camada física no contexto de redes? Por isso, neste trabalho foi proposta uma metodologia de integração das camadas física e de rede, com o intuito de permitir a análise da degradação sofrida por sinais ópticos co-propagantes e duplamente polarizados, levando em consideração suas propagações por suas rotas ópticas, passando por um ou mais nós de comutação. Com esta técnica foi possível verificar a qualidade de transmissão dos vários canais ópticos, ao final da recepção, no contexto de redes ópticas de transporte.

Palavras-chaves: Redes ópticas de transporte, Comunicações coerentes, Planejamento de redes.

Abstract

The coherent optical systems emerge as an efficient alternative in implementation of optical transmission networks to high transmission rates, for they have as the main advantage a greater spectral efficiency in propagation of information, since they consider the set intensity and phase of optical signal on detection of data transmitted via network. By using this feature of coherent optical signal with digital signal processing techniques, it is possible to achieve rates of the order, or even greater than 100 *Gb/s* to the backbone networks. However, with increasing transmission speed, judicious care with linear and non-linear effects of physical layer over the optical signals it is necessary, so that the degree of degradation in quality of transmission over the optical path does not get below acceptable limits. Simulations are already carried out and described in the literature with the aim of measuring this quality of transmission to a link (point-to-point), that is, they consider only the route between a transmitting node and the respective adjacent receiving node. However, an optical path or route may have two or more links interleaved by switching nodes. The question used as a driver of this research was: how to extend the simulations of a single link for the simulation of physical layer in the context of networks? Therefore, in this study was proposed a method of integrating of the physical and network layers in order to allow the analysis of the degradation suffered by optical signals co-propagating and doubly polarized, for taking into account its propagation for its optical routes through one or more switching nodes. With this technique it was possible to check the quality of transmission of multiple optical channels at the end of the reception, in the context of optical transport networks.

Key-words: Optical transport networks, Coherent communications, Network planning.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Ilustração da estrutura de uma fibra óptica.	25
Figura 2 – Atenuação medida em uma fibra de sílica monomodo.	27
Figura 3 – Pulso gaussiano com largura inicial de 10 <i>ps</i> sofrendo o efeito da dispersão cromática após 80 <i>km</i> de propagação.	27
Figura 4 – Evolução do estado de polarização de um sinal inicialmente a 45° em uma fibra mantenedora de polarização (PMF).	32
Figura 5 – Evolução do alargamento do espectro de um pulso gaussiano por automodulação de fase para uma propagação de até $10 \cdot L_{NL}$	36
Figura 6 – Efeito de XPM entre 2 canais, espaçados a 50 <i>GHz</i> com comprimento de onda central de 1550 <i>nm</i> , após propagação em fibra monomodo padrão com zero de atenuação. As linhas em azul representam o sinal na entrada da fibra e as linhas em vermelho representam o sinal após 80 <i>km</i> de propagação.	37
Figura 7 – Estrutura esquematizada de transmissão e propagação de um sistema 100G PDM-QPSK comercial.	42
Figura 8 – Estrutura esquematizada de recepção e tratamento do sinal de um sistema 100G PDM-QPSK comercial.	43
Figura 9 – Modulador <i>Mach-Zehnder</i> óptico integrado.	46
Figura 10 – Modulador IQ.	48
Figura 11 – Estrutura do Filtro FIR usado no CMA.	53
Figura 12 – A ferramenta de planejamento de redes ópticas.	64
Figura 13 – O <i>Kernel</i> em detalhes.	65
Figura 14 – Interação entre a <i>Keplan</i> e o simulador de camada física <i>PLSim</i>	69
Figura 15 – Sistema óptico com detecção coerente 100G PDM-QPSK.	80
Figura 16 – Comparativo OSNR e BER para a transmissão B2B de um sinal PDM-QPSK.	81
Figura 17 – Comparativo OSNR requerida para uma BER = 10^{-3} e distância de transmissão de um sinal PDM-QPSK.	82
Figura 18 – Comprimento de onda central do sinal recebido após 1017.6 <i>km</i> de fibra sem DCM.	84
Figura 19 – Comparativo BER e potência de entrada na fibra para a transmissão de 16 canais.	85

Figura 20 – Rede de 3 nós ROADM (1 a 3) com enlaces de 80 a 150 <i>km</i> . As linhas pontilhadas representam as rotas bidirecionais.	86
Figura 21 – Um exemplo de rede em malha com 7 nós e 8 enlaces.	88
Figura 22 – Rede NSFNET com 16 nós.	91
Figura 23 – Canais aprovados por enlace considerando apenas a coloração calculada pela <i>Keplan</i>	93
Figura 24 – Canais aprovados por enlace considerando a otimização da coloração	94

Lista de tabelas

Tabela 1 – Fator k^2 para cálculo do EVM.	57
Tabela 2 – Resultados da rede de 3 nós.	87
Tabela 3 – Disposição dos enlaces para a rede de 7 nós.	89
Tabela 4 – Iteração opaca.	90
Tabela 5 – Iteração transparente.	90
Tabela 6 – Características da rede mesh de 16 nós.	91

Abreviaturas

ADC	Analog-to-digital Converter
ASE	Amplified Spontaneous Emission
BER	Bit Error Ratio
CapEx	Capital Expenditure
CD	Chromatic Dispersion
CMA	Continuous Modulus Algorithm
CUDA	Compute Unified Device Architecture
DCF	Dispersion Compensating Fibre
DCM	Dispersion Compensation Module
DFB	Distributed Feedback
DGD	Differential Group Delay
DSF	Dispersion Shifted Fibres
DSP	Digital Signal Processor
ECL	External Cavity Lasers
EDFA	Erbium-doped Fiber Amplifier
ENOB	Effective number of bits
EVM	Error Vector Magnitude
FEC	Forward Error Correction
FIR	Finite Impulse Response
FWHM	Full-width at a Half-maximum
FWM	Four-wave Mixing
GPU	Graphic Processing Unit

GVD Group Velocity Dispersion

IM/DD Intensity Modulation/Direct Detection

IQM Optical Intensity Quadrature Modulator

ISI Inter-symbol Interference

ITU International Telecommunication Union

LED Light Emitting Diodes

LO Local Oscillator

MZM Mach-Zehnder Modulator

NLSE Nonlinear Schrödinger Equation

NRZ Non-return-to-zero

NZDSF Non-zero Dispersion Shifted Fibres

ONDA Optical Network Design and Analysis

OOFDM Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OpEx Operational Expenditure

OSNR Optical Signal to Noise Ratio

OTN Optical Transport Network

PBC Polarisation Beam Combiner

PBS Polarisation Beam Splitter

PDL Polarisation-dependent Loss

PDM-QPSK Polarization-division Multiplexed Quaternary Phase Shift Keying

PMD Polarization Mode Dispersion

PMF Polarisation Maintaining Fiber

POPs Points of Presence

PSK M-ary Phase-shift Keying

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QoT Quality of Transmission

ROADM Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers

RWA Routing and Wavelength Assignment

SBS Stimulated Brillouin Scattering

SDH Synchronous Digital Hierarchy

SNR Signal to Noise Ratio

SPM Self-phase Modulation

SRS Stimulated Raman Scattering

SSFM Split-step Fourier Method

SSMF Standard Single Mode Fiber

STM Synchronous TransportModule

VLSI Very Large Scale Integration

WDM Wavelength Division Multiplexing

XML eXtensible Markup Language

XPM Cross-phase Modulation

XPolM Cross-polarisation Modulation

Sumário

I	Contextualização da pesquisa	18
1	Introdução	19
1.1	Estrutura da tese	21
1.2	Contribuições deste trabalho	22
1.3	Publicações	22
2	A transmissão em fibra óptica	24
2.1	Canal de fibra óptica	24
2.1.1	Efeitos lineares	25
2.1.1.1	Atenuação	26
2.1.1.2	Dispersão cromática	26
2.1.1.3	Dispersão por modo de polarização	30
2.1.1.4	Perda dependente da polarização	32
2.1.2	Efeitos não-lineares	33
2.1.2.1	Efeitos de espalhamento não-elásticos - Raman e Brillouin	33
2.1.2.2	Auto modulação de fase	34
2.1.2.3	Modulação de fase cruzada	36
2.1.2.4	Mistura de quatro ondas	38
2.1.2.5	Modulação de polarização cruzada	38
3	Sistemas de detecção coerente	41
3.1	Transmissor	42
3.1.1	Laser	43
3.1.2	Moduladores ópticos externos	45
3.2	Receptor coerente	48
3.2.1	Recepção coerente por diversidade de fase e polarização	49
3.2.2	Conversão analógico-digital	50
3.2.3	Ortonormalização	51
3.2.4	Compensação da dispersão cromática	51
3.2.5	Equalização dinâmica e demultiplexação da polarização	52
3.2.6	Interpolação e recuperação de relógio	54
3.2.7	Estimação da frequência	55
3.2.8	Estimação de fase	56
3.2.9	Identificação de símbolos e cálculo da BER	57
4	Conclusão	59

II Planejamento de redes	61
5 Introdução	62
6 A ferramenta de planejamento	64
6.1 Tipificação dos nós da rede	66
6.2 Viabilidade dos canais ópticos e enlaces	67
6.3 Roteamento e alocação de comprimentos de onda	68
7 O simulador de camada física - PLSim	69
7.1 Análise multicamadas	70
8 Conclusão	76
III Experimentos computacionais	78
9 Introdução	79
10 Validação do PLSim	80
10.1 1º passo: transmissão B2B	80
10.2 2º passo: transmissão de 1 canal	82
10.3 3º passo: transmissão de N canais	83
11 Estudo da abordagem multicamadas	86
11.1 Rede mesh de 3 nós	86
11.2 Rede mesh de 7 nós	87
11.3 Rede mesh de 16 nós	90
IV Considerações finais	95
12 Conclusão	96
13 Proposta de projetos futuros	98
Referências	99
Anexos	108
ANEXO A ENOB	109
ANEXO B Medidas de SNR, OSNR e curva teórica para a modulação QPSK	110

Parte I

Contextualização da pesquisa

1 Introdução

A partir da popularização da internet e da comunicação móvel nas últimas décadas, houve uma maior demanda por velocidade de acesso às informações, exigindo-se das redes de telecomunicações o uso de novas tecnologias para o aumento da capacidade de transmissão. Neste contexto surgem as redes ópticas com seu melhor custo/benefício e maior resistência aos efeitos do meio físico, quando comparado com outras tecnologias.

As redes ópticas podem ser observadas em pelo menos quatro cenários diferentes de aplicação: rede de acesso, rede metropolitana, *datacenter* e *backbone*. Redes de acesso são a interface entre o usuário final e o restante da infra-estrutura de rede, baseadas principalmente em duas topologias (barramento e estrela), usando tecnologias de multiplexação por tempo, frequência, comprimento de onda e espaço. Já as redes metropolitanas, com algumas dezenas de quilômetros, agregam tráfego de dados em topologias multi-anel [1].

Um *datacenter* típico contém milhares de servidores organizados em um ou mais *clusters* [2]. Os *clusters* são ainda ligados em redes através das camadas de *switches* de agregação de *clusters*, que são então conectados a roteadores de *datacenter*. Estes são conectados ao restante da rede através de pontos de presença (*Points of Presence* - POPs), permitindo o tráfego de informações das redes de *datacenter* para o usuário final, e vice-versa. Redes WDM de longa distância (*Long haul WDM systems*) provêm a conectividade entre *datacenters* e centros populacionais em diferentes áreas metropolitanas (*metro areas*), com enlaces de transporte sendo usados para interconectar *datacenters* e POPs localizados na mesma área metropolitana.

As redes *backbone*, ou de longa distância, que são o principal foco deste trabalho, cobrem uma grande área geográfica com vários *spans* de fibras variando de centenas a milhares de quilômetros. Muitas dessas redes existentes são baseadas na tecnologia de redes ópticas de transporte (*Optical Transport Network* - OTN) com uma grande variedade de taxas de transmissão [3, 4]. Recentemente, o *International Telecommunication Union* (ITU) fez uma atualização na ITU-T Rec. G.709 para acrescentar a capacidade de transporte de 100 Gb/s.

Em redes *backbone*, recursos de fibra são escassos, caros e consomem tempo para adquirir e montar. Para maximizar a utilização de fibras ópticas, tais redes precisam prover alta eficiência espectral e, ao mesmo tempo, minimizar o número de regeneradores desde que eles geram um aumento significativo no *Capital Expenditure* (CapEx) e *Operational Expenditure* (OpEx). A tecnologia atual para conectar os nós em tais redes é a

multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* - WDM) com modulação da intensidade e detecção direta (*Intensity Modulation/Direct Detection* - IM/DD). Contudo, a aplicação de sistemas ópticos coerentes [5] com técnicas de processamento digital de sinais vem crescendo nos últimos anos, utilizando o conjunto da fase, amplitude e polarização na codificação da informação. Esta modulação de fase também resulta em maior tolerância ao ruído de emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission* - ASE) e em maior alcance sem regeneração.

O estado da arte dos receptores coerentes comerciais usam a modulação PDM-QPSK (*Polarization-division Multiplexed Quaternary Phase Shift Keying*). Tais sistemas podem alcançar uma transmissão de 100 Gb/s em uma grade de canais ITU de 50 GHz. Outros benefícios de receptores coerentes incluem a alta tolerância à dispersão por modo de polarização (*Polarization Mode Dispersion* - PMD) e à dispersão cromática (*Chromatic Dispersion* - CD) desde que praticamente todos os seus efeitos relacionados podem ser corrigidos com filtros eletrônicos digitais lineares ao custo do consumo de energia [6]. A eficiência espectral do PDM-QPSK coerente é de 4 bits/s/Hz. Entretanto, esta alta eficiência espectral requer esquemas mais complexos de modulação e maiores valores de relação sinal/ruído óptico (*Optical Signal to Noise Ratio* - OSNR).

Em redes totalmente ópticas, ditas transparentes, os sinais ópticos sofrem mudanças ao longo de suas rotas devido ao acúmulo de efeitos da camada física que geram uma degradação na qualidade de transmissão (*Quality of Transmission* - QoT). Assim, uma análise *enlace a enlace* deverá ser executada (ao invés de uma verificação de um único enlace) para levar em conta comprimentos de onda que estejam chegando já degradados em um nó ROADM (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers*) específico [7].

Todos os trabalhos encontrados nesta área avaliam as degradações sofridas pelos sinais ópticos de forma analítica ou semi-analítica, mas não foram encontrados resultados utilizando simulação numérica para a verificação de qualidade de rotas em redes transparentes. Para que este tipo de análise computacional via simulação numérica seja viável, o uso de técnicas de computação de alto desempenho, como a programação paralela em placas gráficas (*Graphics Processing Unit* - GPUs), torna-se essencial devido ao alto custo computacional exigido. Os únicos resultados similares encontrados estão relacionados ao projeto DICONET [8], porém este utiliza a simulação numérica somente para avaliar a propagação de um único canal, utilizando um modelo analítico para medir os efeitos cruzados de fase.

Este trabalho se insere no contexto de desenvolvimento da ferramenta multicamadas de planejamento de redes chamada *Optical Network Design and Analysis* (ONDA). Esta é uma coleção de módulos de software que combina projeto da topologia física, posicionamento otimizado de equipamentos ópticos, roteamento e alocação de comprimentos de onda e simulação de camada física, incluindo IM/DD, transmissão coerente e siste-

mas de transmissão OOFDM (*Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Esta ferramenta pode ser usada para o desenvolvimento de redes de acesso, metropolitanas, *datacenter* e *backbone*. Entretanto, nos resultados apresentados neste projeto dar-se-á ênfase somente em redes *backbone* com detecção coerente.

O objetivo principal deste trabalho é definir uma metodologia de planejamento de redes ópticas de transporte para sistemas coerentes de altas taxas de transmissão. Alcançar este objetivo é responder a questão: como estender uma simulação de um enlace (ponto-a-ponto) em uma simulação de camada física no contexto de redes?

São objetivos específicos desta tese:

1. usar plataformas de processamento paralelo para a simulação numérica de efeitos de camada física em fibras ópticas;
2. validar os resultados obtidos via simulação numérica de um sistema WDM PDM-QPSK coerente, através da comparação com resultados de experimentos descritos na literatura, uma vez que esta comparação não foi encontrada em outras referências bibliográficas;
3. propor técnica de simulação que permita a medição dos efeitos de camada física no contexto de redes ópticas de transporte;
4. analisar a qualidade do roteamento e a alocação de comprimentos de onda gerados por uma ferramenta de planejamento de redes, através de simulação numérica.

1.1 Estrutura da tese

Esta tese está dividida em 4 partes. A Parte I descreve a contextualização da pesquisa com a introdução ao trabalho no Capítulo 1, seguido da revisão bibliográfica sobre a transmissão de sinais ópticos em fibras não-lineares no Capítulo 2, abordando os efeitos de camada física que podem degradar tais sinais. O Capítulo 3 trata dos sistemas ópticos coerentes com a descrição de seus componentes, seus módulos de recepção e tratamento dos sinais ópticos transmitidos através dele. Em resumo, os Capítulos 2 e 3 tem como objetivo principal ajudar ao leitor iniciante a compreender os conceitos básicos sobre os efeitos de camada física e sistemas coerentes. O Capítulo 4 é a conclusão desta primeira parte do trabalho.

A Parte II trata do planejamento de redes, tema introduzido no Capítulo 5. O Capítulo 6 descreve os principais módulos da Ferramenta de planejamento de redes OTN, fruto de outra tese de doutorado produzida no Laboratório de Telecomunicações da UFES (LabTel), denominada de *Keplan*, bem como seus principais procedimentos. No Capítulo 7 é feita a apresentação do simulador de camada física, o PLSim, projetado neste trabalho,

e a proposta de integração das camadas de rede e física no processo de planejamento. A conclusão desta parte vem no Capítulo 8.

Na Parte III são apresentados os resultados dos experimentos computacionais realizados. A introdução é feita no Capítulo 9 e o processo de validação do PLSim é mostrado no Capítulo 10. O Capítulo 11 trata dos estudos realizados sobre a aplicação da análise multicamadas proposta neste trabalho.

A Parte IV enuncia as considerações finais, com a conclusão geral do trabalho no Capítulo 12 e propostas de trabalhos futuros no Capítulo 13.

Esta tese ainda apresenta dois anexos. O Anexo A trata do fator ENOB em conversores analógico-digital, enquanto que o Anexo B aborda as medidas de SNR e OSNR para a modulação QPSK.

1.2 Contribuições deste trabalho

Entre as contribuições deste trabalho, podem ser citadas:

1. Proposta de uma metodologia de análise da qualidade de transmissão de sinais ópticos no contexto de redes, considerando sistemas coerentes de altas taxas de transmissão, bem como os efeitos lineares e não-lineares de camada física;
2. Desenvolvimento de um simulador de camada física para sistemas ópticos coerentes utilizando computação paralela em placas gráficas;
3. Validação de resultados experimentais de um sistema PDM-QPSK de 16 canais com espaçamento de 50 GHz via simulação numérica;
4. Proposta de técnica para análise dos resultados referentes à qualidade da alocação de comprimentos de onda em uma rede, através de diagramas de cores;
5. Proposta de uma heurística de refinamento na alocação de comprimentos de onda da rede, com o objetivo de otimizar a qualidade de transmissão dos canais ópticos;
6. Realização de simulações em cenários realísticos, em termos de distância entre os nós da rede, para validação dos preceitos fundamentais das propostas;
7. Desenvolvimento de interface entre o projeto de redes e o *setup* de sistemas coerentes, para a simulação de camada física no contexto de redes ópticas de transporte.

1.3 Publicações

No decorrer deste trabalho foram publicados dois resumos em congresso e um artigo em periódico:

- COUTINHO, B. C.; ALMEIDA, R. T. R. ; SEGATTO, M. E. V. . Uso de técnicas de computação de alto desempenho na construção de um ambiente híbrido de emulação e simulação paralela para redes ópticas WDM. In: XXXII Congresso da Sociedade Brasileira de Computação, 2012, Curitiba.
- COUTINHO, B. C.; ALMEIDA, R. T. R. ; SEGATTO, M. E. V. . Construction of a hybrid environment emulation and simulation for WDM optical networks through techniques of high performance computing. In: WorkInnova - Denmark - South America Workshop, 2012, Vitória.
- COUTINHO, B. C.; LIMA, F.; GARCIA, A.; LIMA, I.; SEGATTO, M. . A multi-layer approach for optical networks planning. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 15, no. 1, 2016.

2 A transmissão em fibra óptica

Os primeiros sistemas ópticos operacionais, introduzidos em redes de Telecomunicações no início da década de 1980, tinham uma taxa de bits da ordem de 34 Mb/s e usavam um comprimento de onda em 850 nm , que rapidamente evoluiu para 1300 nm [9]. Com essa capacidade de transmissão, ainda modesta, era difícil competir com as redes *backbone* existentes na época. As primeiras redes ópticas foram inseridas, finalmente, no núcleo das redes apenas em 1988 [10]. Elas usavam uma portadora óptica em um comprimento de onda de 1300 nm com taxas de 140 Mb/s e 560 Mb/s por fibra, com espaços para a regeneração do sinal de 52 e 42 km , respectivamente. Estes valores já mostravam, então, uma enorme vantagem no uso de fibras ópticas sobre os sistemas de transmissão a cabo existentes na época, principalmente em termos de implementação, custo de manutenção e monitoramento da rede. No entanto, a fibra óptica ainda não tinha fornecido qualquer aumento da capacidade, não competindo com os sistemas de *radio relay* em termos de espaço de regeneração. A ideia seguinte foi construir uma rede de *backbone* baseada em fibra óptica (em vez de cabos coaxiais) e sistemas de rádio. Os progressos na tecnologia óptica permitiram aumentar rapidamente a extensão da regeneração para 90 km , aumentando o comprimento de onda de 1300 para 1550 nm , sendo que para este comprimento de onda a atenuação da fibra é mínima.

Durante o processo de aprimoramento da tecnologia óptica, as taxas foram aumentando de 140 Mb/s para 155 Mb/s (*Synchronous Transport Module level 1* (STM-1)) e depois, para 2.5 Gb/s (STM-16, resultante da multiplexação por divisão de tempo de 16 STM-1). Com o advento dessa nova família de tecnologia *Synchronous Digital Hierarchy* (SDH), a fibra óptica superou definitivamente todas as tecnologias já existentes, incluindo os sistemas a rádio, que não poderiam competir em termos de capacidade, custo e velocidade de transmissão.

Atualmente já existem sistemas de telecomunicações ópticas implementados com taxas na ordem de centenas de Gb/s e crescendo, principalmente com o desenvolvimento de dispositivos ópticos mais eficientes e formatos de modulação que conseguem armazenar mais informações em seu espectro.

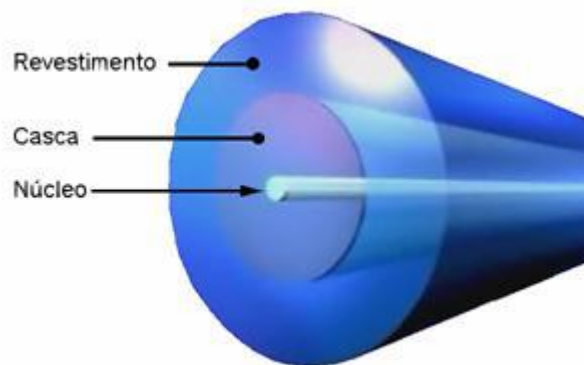
2.1 Canal de fibra óptica

As fibras ópticas são utilizadas como um meio físico para transmitir informações de um ponto a outro por meio de um sinal óptico [11]. As fibras ópticas são guias de

onda cilíndricas dielétricas comumente feitas de vidro de sílica [12, 10]. A estrutura mais comum consiste de três seções cilíndricas concêntricas: núcleo (*core*), casca (*cladding*) e revestimento (*coating*), conforme Figura 1. A luz fica confinada no interior do núcleo através de reflexões internas graças a uma ligeira diferença entre os índices de refração do núcleo e da casca. O índice de refração do núcleo das fibras de sílica é em torno de 1.48, enquanto que o índice de refração da casca é em torno de 0.2% e 3% abaixo.

Dependendo do número de modos de propagação existentes, pode-se referir às fibras ópticas como monomodo(único modo) ou multi-modo (diferentes modos) [12]. O número de modos suportados por uma fibra óptica a um dado comprimento de onda depende dos seus parâmetros de desenvolvimento, ou seja, aquele pode ser expandido com o raio e a diferença entre os índices de refração do núcleo e da casca. Fibras monomodo são mais utilizadas hoje, evitando assim o alargamento prejudicial do pulso induzido pela dispersão intermodal. A fibra mais comumente empregada para fins de Telecomunicações é a fibra monomodo padrão (*Standard single mode fiber - SSMF*). O raio de seu núcleo é de $4.5 \mu\text{m}$ que assegura a transmissão monomodo em largura de banda em torno de 1550 nm.

Figura 1: Ilustração da estrutura de uma fibra óptica.



Fonte: <http://www.nti.ufpb.br/~beti/pag-redes/cabos.htm>.

Os sinais ópticos ao se propagarem pelas fibras podem sofrer degradações devido aos efeitos do meio de transmissão, podendo ser estes efeitos classificados em lineares ou não-lineares (dependentes da potência do sinal).

2.1.1 Efeitos lineares

Sob os efeitos lineares, o sinal pode perder potência (atenuação) ou se espalhar (dispersão), prejudicando a recuperação da informação no receptor.

2.1.1.1 Atenuação

A atenuação do sinal óptico em fibras é um dos principais aspectos limitantes em sistemas ópticos de comunicação. Quando um sinal óptico se propaga no interior de uma fibra óptica, sua potência é atenuada devido à absorção e à perda por espalhamento [11]. A potência do sinal óptico $P(z)$, em [W], decresce exponencialmente durante a propagação, conforme a Equação 2.1 [12]:

$$P(z) = P_0 \exp(-\alpha z) \quad (2.1)$$

onde P_0 , em [W], é a potência de entrada na fibra, z é a distância em [km], e α é o coeficiente de atenuação em [Np/km]. Por razões de praticidade, a atenuação é geralmente expressa em [dB/km]. Esses valores são relacionados por

$$\alpha[\text{dB/km}] = 10 \log_{10}(\exp(\alpha[\text{Np/km}])) \approx 4.343 \alpha[\text{Np/km}] \quad (2.2)$$

A atenuação sofrida pelo sinal óptico durante a propagação depende de sua frequência (ou comprimento de onda). O comprimento de onda λ e a frequência f de uma componente espectral são relacionados por $\lambda = c/f$, onde c é a velocidade da luz no vácuo. Os dois mecanismos de perda que governam o perfil de atenuação de uma fibra óptica são: espalhamento *Rayleigh* e a absorção inerente da sílica [12].

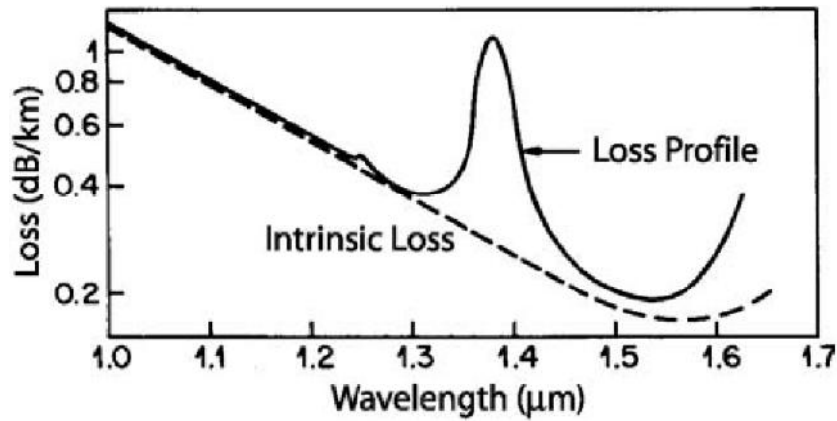
A Figura 2, comprimento de onda versus atenuação, mostra o espectro de perda de uma fibra de sílica, com um valor mínimo em torno de 0.2 dB/km próximo a um comprimento de onda de $1.55 \mu\text{m}$, com valores maiores em comprimentos de onda mais curtos. A linha pontilhada representa a perda inerente da fibra e a linha contínua o perfil de atenuação.

O espalhamento *Rayleigh* é um mecanismo de perda fundamental decorrente de flutuações de densidade no interior da sílica fundidas durante o seu processo de fabricação. Estas flutuações locais no índice de refração espalham a luz em todas as direções. A perda por espalhamento *Rayleigh* varia em λ^{-4} e é dominante em comprimentos de onda curtos. O nível de perda inerente (identificada na Figura 2 pela linha pontilhada) é estimada em $\alpha_R = C_R/\lambda^4$ [dB/km], onde a constante C_R está na faixa de $0.7 - 0.9 \text{ dB}(km - \mu\text{m}^4)$ dependendo dos materiais que compõem o núcleo da fibra. Como α_R está na faixa de $0.12 - 0.15 \text{ dB/km}$ próximo a $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$, as perdas em fibras de sílica são dominadas pelo espalhamento *Rayleigh*.

2.1.1.2 Dispersão cromática

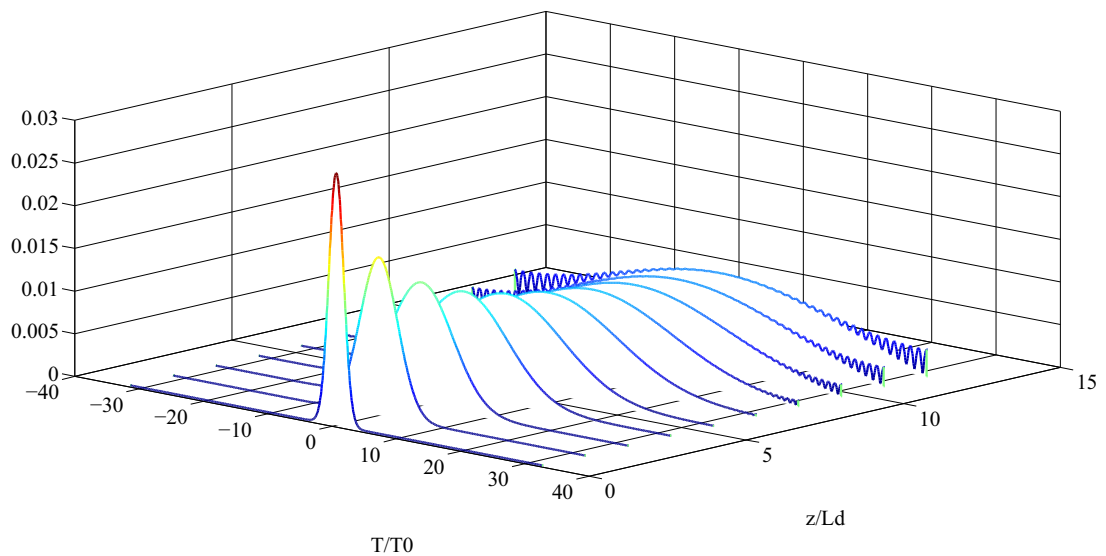
A dispersão cromática (CD) refere-se à dependência do comprimento de onda em relação ao índice de refração da fibra, que implica em uma alteração de fase entre compo-

Figura 2: Atenuação medida em uma fibra de sílica monomodo.



Fonte: [12].

nentes espectrais diferentes ao longo da transmissão, gerando um alargamento do pulso no domínio do tempo. Isto causa interferência inter-simbólica (ISI) e limita, portanto, o alcance máximo possível de sistemas ópticos de transmissão sem uma gestão da dispersão cromática. A Figura 3 mostra um exemplo do efeito de dispersão cromática sobre um pulso gaussiano de largura inicial $T_0 = 10 \text{ ps}$ durante uma propagação de 80 km . T representa a largura do pulso variando ao longo da propagação, z é a distância percorrida no interior da fibra e L_D é o tamanho normalizado de dispersão.

Figura 3: Pulso gaussiano com largura inicial de 10 ps sofrendo o efeito da dispersão cromática após 80 km de propagação.

A velocidade da luz propagante no interior de uma fibra óptica é menor que c e

pode depender da frequência. A velocidade de fase, v_p , de qualquer componente espectral de uma onda que propaga em uma fibra óptica é [11]:

$$v_p(w) = \frac{c}{n_0 + \delta_n(w)} \quad (2.3)$$

onde $w = 2\pi f$ é a frequência angular em [rad/s] e $n_0 + \delta_n(w)$ é o índice de refração da fibra. A dependência do índice de refração com a frequência angular é conhecida como dispersão do material. O efeito da dispersão pode ser descrita considerando a constante de modo de propagação, β , que é relacionada à velocidade de fase por [11]:

$$\beta(w) = \frac{w}{v_p} = [n_0 + \delta_n(w)] \frac{w}{c} \quad (2.4)$$

Expandindo a Equação 2.4 em série de Taylor, respeitando a frequência central, w_0 , tem-se [12]:

$$\beta(w) \approx \beta_0 + \beta_1(w - w_0) + \frac{1}{2}\beta_2(w - w_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(w - w_0)^3 + \dots \quad (2.5)$$

onde β_i é a i -ésima derivada da constante de propagação com relação à frequência angular. β_0 em [km^{-1}] implica em uma alteração de fase constante, enquanto que β_1 em [ps/km] é relacionada à velocidade de propagação do envelope, também chamado de velocidade de grupo, que é definida por $v_g = 1/\beta_1$. A derivada de segunda ordem corresponde à aceleração das componentes espectrais e é responsável pelo espalhamento do pulso no domínio do tempo. β_2 é chamado de dispersão da velocidade de grupo (*group velocity dispersion* - GVD) e é expressa em [ps^2/nm]. Finalmente, β_3 em [ps^3/nm] é a inclinação (*slope*) da GVD e expressa a variação da GVD em função da frequência angular.

Do ponto de vista de um sistema de fibra óptica é mais comum utilizar o fator de dispersão D e sua inclinação D' , que são dependentes do comprimento de onda e relacionados a β_2 e β_3 por [12]:

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.6)$$

e

$$D' = \frac{\partial D}{\partial \lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \left(\beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda} \beta_3 \right). \quad (2.7)$$

D e D' são expressos em [$ps/(nm \cdot km)$] e [$ps/(nm^2 \cdot km)$] respectivamente.

Além da dispersão do material, outro efeito dispersivo existente nas fibras monomodo é a dispersão por comprimento de onda, que é relacionada ao fato de que a

onda não é perfeitamente confinada no interior do núcleo, permitindo que uma fração do campo propague através da casca. Como o núcleo e a casca possuem diferentes índices de refração, a parte do campo propagando através do núcleo tem velocidade diferente da parte propagante exterior ao núcleo, causando assim dispersão. A dispersão zero é obtida no comprimento de onda λ_0 , chamado de comprimento de onda de dispersão zero (*zero-dispersion wavelength*), em que a influência da dispersão pelo material e pelo comprimento de onda são iguais em intensidade, mas com sinais opostos.

Quando $D < 0$, ou seja $\beta_2 > 0$, tem-se um regime normal de dispersão. Neste caso, as componentes espectrais de comprimentos de onda curtos viajam em uma velocidade de grupo mais baixa que os outros mais longos. Do contrário, quando $D > 0$, ou seja $\beta_2 < 0$, chamado de regime de dispersão anômalo, onde as componentes espectrais dos comprimentos de onda longos viajam mais lentamente que os demais. O regime de dispersão anômalo é de grande interesse para o estudo de efeitos não lineares, porque é nesse regime que fibras ópticas suportam *solitons* através de um balanceamento entre os efeitos dispersivos e não lineares [12, 13, 14].

O comprimento de dispersão normalizado L_D caracteriza a distância de propagação de um pulso gaussiano, com largura inicial de T_0 , disperso por um fator de $\sqrt{2}$ devido à GVD:

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (2.8)$$

onde T_0 é inversamente proporcional à taxa de símbolos.

Uma outra característica importante da dispersão cromática é que pulsos, em diferentes comprimentos de onda, propagam com velocidades diferentes dentro de uma fibra. Esta característica leva a um efeito de *walk-off*, que desempenha um papel importante na descrição dos fenômenos não-lineares que envolvam dois ou mais pulsos ópticos espaçados [12]. Mais especificamente, a interação não-linear entre dois pulsos cessa de ocorrer quando o pulso que se movimenta mais rápido ultrapassa o pulso que se movimenta mais lentamente. Esta característica é governada pelo parâmetro *walk-off* d_{12} , definido como [12]

$$d_{12} = \beta_1(\lambda_1) - \beta_1(\lambda_2) = v_g^{-1}(\lambda_1) - v_g^{-1}(\lambda_2), \quad (2.9)$$

onde λ_1 e λ_2 são os comprimentos de onda centrais dos dois pulsos. Na Equação 2.9, β_1 e v_g^{-1} representam funções que retornam os valores da 1ª derivada da constante de propagação e da inversa da velocidade de grupo, respectivamente, para cada comprimento de onda. Para pulsos de largura T_0 , pode-se definir como o comprimento de *walk-off*, L_W

$$L_W = \frac{T_0}{|d_{12}|}. \quad (2.10)$$

As SSMFs possuem comprimento de onda de dispersão zero em torno de 1320 nm e um coeficiente de dispersão $\approx 18 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ em 1550 nm com uma inclinação de $0.088 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$. Já as fibras do tipo *dispersion shifted fibres* (DSF) e *non-zero dispersion shifted fibres* (NZDSF) têm sido desenvolvidas. As DSFs possuem um comprimento de onda de dispersão zero em 1550 nm , enquanto que as NZDSFs não possuem um padrão único e depende do fabricante. Porém, em geral, a NZDSF possui dispersão zero em torno de 1450 nm e uma dispersão entre 2 e $8 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ aproximadamente em 1550 nm .

Existem também fibras de dispersão negativa, sendo criadas a partir de um índice de refração complexo. Tais fibras são geralmente usadas em transmissões de longa distância para compensar a dispersão acumulada e são conhecidas como *dispersion compensating fibre* (DCF). A mais comumente usada possui uma dispersão em torno de $-170 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$.

2.1.1.3 Dispersão por modo de polarização

A dispersão por modo de polarização surge da birrefringência da fibra, ou seja, da dependência do índice de refração na polarização do sinal [15]. Porém, para tratar de PMD, será preciso analisar primeiramente o efeito de *differential group delay* (DGD). Uma onda óptica arbitrariamente polarizada pode ser representada como a superposição dos dois modos ortogonalmente polarizados. Em fibras ideais, as propriedades de propagação dos dois modos são idênticas devido à simetria cilíndrica do guia de ondas. No entanto, as fibras reais possuem uma certa assimetria devido a uma perda acidental de simetria circular durante o processo de fabricação, causada por forças externas no manuseio, ou cabos, ou por condições de temperatura. Com isso, a propagação de ambos os modos já não é exatamente a mesma, gerando uma birrefringência B e uma diferença na velocidade de grupo $\Delta\beta_1$ [12]

$$B = \frac{c|\beta_S - \beta_F|}{\omega_0} = |n_S - n_F| \quad (2.11)$$

onde β_S e β_F são as constantes de propagação dos modos lento (*slow mode*) e rápido (*fast mode*) respectivamente, consequência dos índices de refração $n_S > n_F$. A diferença entre as constantes dos modos de propagação implica em uma mudança periódica na polarização da luz, com período $L_B = \lambda/B$ em $[\text{km}]$.

Dois pulsos enviados ao mesmo tempo sobre os eixos rápido e lento, respectivamente, são atrasados por um valor Δt , em ps , conforme Equação 2.12, após uma dada distância [11]:

$$\Delta t = \left| \frac{L}{v_{gS}} - \frac{L}{v_{gF}} \right| = L |\beta_{1,S} - \beta_{1,F}| \quad (2.12)$$

onde $1/\beta_{1,S}$ e $1/\beta_{1,F}$ são as velocidades de grupo dos modos rápido e lento, respectivamente. Esta quantidade de atraso é conhecida como DGD ou PMD de primeira ordem. Este efeito pode causar o espalhamento do pulso ou uma divisão em dois pulsos diferentes.

Porém, a [Equação 2.12](#) não pode ser usada diretamente para estimar a PMD para fibras padrão de telecomunicações devido à natureza aleatória da birrefringência. Na prática, a PMD é caracterizada pela *root-mean-square* (RMS) do valor Δt (o DGD pode ser definido como um processo aleatório) após obter médias sobre perturbações aleatórias. A variância de Δt é [\[11\]](#)

$$\sigma_T^2 = \langle (\Delta t)^2 \rangle = 2(\Delta\beta_1 l_c)^2 [\exp(-L/l_c) + L/l_c - 1], \quad (2.13)$$

onde $\Delta\beta_1 = \Delta\tau/L$, $\Delta\tau$ representa o DGD ao longo dos estados principais de polarização, e l_c é definido como o comprimento sobre o qual os dois componentes de polarização permanecem correlacionados. Valores típicos de l_c são da ordem de 10 m [\[12\]](#). Para $L > 0.1$ km, pode-se considerar $l_c \ll L$ e

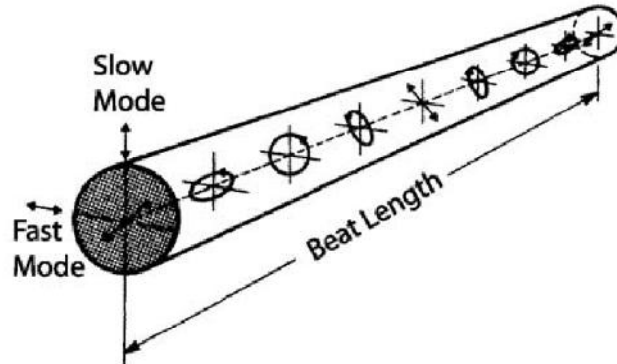
$$\sigma_T \approx \Delta\beta_1 \sqrt{2l_c L} \equiv D_p \sqrt{L}, \quad (2.14)$$

sendo D_p o parâmetro PMD. Para a maioria das fibras, os valores de D_p estão na faixa entre 0.1 e 1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$. Por causa de sua dependência de \sqrt{L} , o alargamento de pulso induzido por PMD é relativamente pequeno se comparado aos efeitos de GVD. Contudo, a PMD torna-se fator limitante para sistemas de comunicação de alta velocidade, desenvolvidos para operar em longas distâncias próximo ao comprimento de onda de dispersão zero da fibra.

Alguns tipos de fibras são otimizadas com o objetivo de transmitir a luz sem alterar seu estado de polarização, elas são denominadas de *Polarisation maintaining fibres* (PMF). Estas verificam a hipótese que a birrefringência e o DGD podem ser considerados constantes ao longo do comprimento e tempo. Uma grande assimetria entre os eixos de birrefringência é induzida durante o processo de fabricação dessas fibras, de modo que a assimetria provocada por forças exteriores e temperatura pode ser negligenciada. Uma fibra padrão de telecomunicações pode ser emulada através da concatenação de pequenas seções de PMF [\[16\]](#).

A [Figura 4](#) mostra a evolução da polarização de um sinal em uma fibra birrefringente sobre a metade do comprimento periódico da manutenção do estado principal de polarização (*beat length*) = $L_B/2$. O estado de polarização até a metade do trajeto de

Figura 4: Evolução do estado de polarização de um sinal inicialmente a 45° em uma fibra mantenedora de polarização (PMF).



Fonte: [12].

periodicidade muda de linear para elíptico, de elíptico para circular, de circular para elíptico, e então volta para o linear mas rotacionado em 90° em relação à polarização linear inicial. O processo se repete ao longo da outra metade, de tal modo que o estado inicial é recuperado em $z = L_B$ e seus múltiplos. Esse comprimento periódico é tipicamente em torno de 1 m, mas pode chegar a 1 cm para fibras fortemente birrefringentes com $B \sim 10^{-4}$.

2.1.1.4 Perda dependente da polarização

Outro efeito resultante da assimetria da fibra é a perda dependente da polarização (*polarisation-dependent loss* - PDL) [17]. Essa perda se refere ao fato que os dois modos de polarização ortogonais sofrem diferentes atenuações durante a propagação. A PDL de uma componente é geralmente expressa como a taxa entre a potência de transitividade máxima e mínima em [dB]:

$$PDL = 10 \log_{10} \left(\frac{T_{max}}{T_{min}} \right). \quad (2.15)$$

Esse efeito é devido principalmente pela introdução de componentes ópticos como os isoladores ópticos ou amplificadores. A PDL é distribuída aleatoriamente ao longo da propagação do sinal, gerando flutuações de potência, o que pode causar variações na OSNR e a despolarização. O impacto da PDL pode ser mais forte em sistemas de comunicações que exploram o estado de polarização para transmitir a informação, como no caso de sistemas PDM [18, 19, 20].

Após o efeito de PDL, as polarizações não são mais ortogonais, gerando um *crosstalk* entre os eixos atuais de polarização no lado do receptor, caso um divisor de feixe

de polarização (*polarisation beam splitter* - PBS) com eixos ortogonais esteja sendo utilizado. Este efeito é máximo quando o ângulo entre os eixos da PDL e os tributários da polarização é $\zeta = \pi/4$, o que resulta em um ângulo de

$$\varphi = 2 \tan^{-1}(\sqrt{PDL'}) \quad (2.16)$$

sendo $PDL' = \sqrt{T_{max}/T_{min}}$ a PDL linear.

2.1.2 Efeitos não-lineares

As não-linearidades em fibras de sílica podem ser classificadas em duas categorias: espalhamento estimulado (*stimulated scattering*) e os efeitos *Kerr* que se manifesta em um índice de refração não-linear [21]. Os espalhamentos *Raman* e *Brillouin* causam um ganho ou perda dependente da potência, enquanto que os efeitos *Kerr* causam uma alteração de fase dependentes da intensidade, que acoplados com a dispersão levam à distorção da amplitude do sinal.

2.1.2.1 Efeitos de espalhamento não-elásticos - Raman e Brillouin

O espalhamento Raman estimulado (SRS) e de Brillouin estimulado (SBS) tem origem na interação do campo óptico com as moléculas de sílica. Esses tipos de efeitos são denominados de não-elásticos em contraste com os efeitos elásticos como o espalhamento *Rayleigh*, conforme Seção 2.1.1.1.

Quando um fóton colide com uma molécula de sílica, ele é normalmente espalhado por *Rayleigh scattering*. Então, o fóton disperso, tem a mesma energia que o incidente (dispersão elástica) e nenhuma energia é, portanto, transferida para a molécula de sílica. No entanto, a transferência parcial de energia do fóton para a molécula ocorre para uma pequena fração de colisões entre fótons e moléculas de sílica ($\sim 10^{-6}$). Isto é conhecido como espalhamento *Raman*, ou efeito *Raman*, e é referido como não-elástico, desde que a energia do fóton disperso é menor que a energia do fóton incidente. A molécula de sílica move para um estado vibracional de maior energia através da absorção de uma fração da energia do fóton incidente, enquanto que um fóton de frequência mais baixa (maior comprimento de onda) é gerado. A onda/fóton dispersa(o) é referida(o) como onda/fóton *Stokes*. SRS ocorre somente quando a potência está acima de um valor crítico (limite SRS). Este valor crítico depende não só do nível de potência do campo óptico, mas também do tipo de fibra [22, 23, 24, 25]. Acima deste limiar, a amplificação em comprimentos de onda mais longos cresce exponencialmente com a potência dos comprimentos de onda mais curtos. A máxima eficiência de transferência de energia SRS é encontrada em torno de 13.2 THz (~ 100 nm) distante da frequência original. Este efeito pode ser explorado para construir amplificadores Raman.

O mecanismo por trás do SBS é próximo ao do SRS. A diferença é que o SBS surge a partir da interação entre fótons e fônons acústicos. Uma onda óptica propagando através de uma fibra óptica gera uma onda acústica através do processo de *electrostriction*. Esta onda acústica modula periodicamente o índice de refração da fibra que resulta em uma grade de reflexão. A luz incidente é então espalhada por difração de *Bragg*. Como resultado, uma onda Stokes, propagante na direção contrária a do sinal óptico, em comprimentos de onda mais longos, é gerada [25, 26, 23].

A diferença de frequência causada pelo SBS ($\sim 10 \text{ GHz}$ ou 0.08 nm) é muito inferior ao SRS. O limite depende da largura espectral do campo incidente e o seu valor mais baixo, ocorre em torno de 1 mW , é obtido por uma onda contínua (CW), ou por modulação lenta do campo incidente (em pulsos de largura maior que $1 \mu\text{s}$). De fato, SBS pode ser negligenciado em sistemas de transmissão dependentes de modulação de fase para taxas maiores que 1 Gb/s .

2.1.2.2 Auto modulação de fase

O efeito *Kerr* é a principal causa das distorções não-lineares sofridas pelo sinal de luz no interior da fibra óptica. De fato, o efeito *Kerr* cria alterações no índice de refração do material em resposta a um campo eletromagnético dependendo de sua potência óptica $|E|^2$ [12]:

$$\tilde{n}(\omega, |E|^2) = n_0(\omega) + n_2 \frac{|E|^2}{A_{eff}}, \quad (2.17)$$

onde A_{eff} é a área efetiva do núcleo da fibra em $[m^2]$, $n_0(\omega)$ é a contribuição linear do índice de refração e n_2 é o coeficiente do índice não-linear em $[m^2/W]$. O valor típico de n_2 para a sílica é em torno de $2.5 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/W$ e é fracamente dependente do tipo de fibra, ao contrário da área efetiva que é fortemente dependente dos parâmetros da fibra, como o raio do núcleo e a diferença de índices entre o núcleo e a casca. A A_{eff} tem grande influência sobre a força do efeito *Kerr*. Tipicamente, o valor de A_{eff} varia de 20 a $100 \mu\text{m}^2$ na região de 1500 nm .

A variação momentânea do índice de refração, causada pelo campo eletromagnético e descrita pela [Equação 2.17](#), gera uma alteração de fase do sinal óptico conhecida como auto modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM). O impacto da SPM pode ser analisada através da equação não-linear de Schrödinger (*Nonlinear Schrödinger equation* - NLSE) que, negligenciando a influência da dispersão cromática, pode ser descrita como

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}E + i\gamma|E|^2E \quad (2.18)$$

onde E representa o envelope do campo óptico, z é a distância de propagação, α

é o coeficiente de atenuação em $[Np/km]$ e γ é o coeficiente não-linear em $[1/(W \cdot km)]$, que pode ser definido como

$$\gamma = \frac{8}{9} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_2}{A_{eff}}. \quad (2.19)$$

O fator $8/9$ na [Equação 2.19](#) tem sido verificado experimentalmente [27, 28] e chega a 1 em fibras com birrefringência constante, como no caso das PMFs.

A solução da [Equação 2.18](#) é

$$E(z, T) = E(0, T) \exp\left(-\frac{\alpha z}{2}\right) \exp(i\Phi_{NL}(z, T)), \quad (2.20)$$

onde $T = t - \beta_1 z$ é a janela de tempo atrasado, $E(0, T)$ é a amplitude do campo em $z = 0$ e Φ_{NL} é a modulação de fase induzida por SPM, definida como

$$\Phi_{NL}(z, T) = \gamma |E(0, T)|^2 \frac{1 - \exp(-\alpha z)}{\alpha}. \quad (2.21)$$

O valor máximo de Φ_{NL} é obtido no centro do pulso ($T = 0$) após a propagação sobre o comprimento de fibra L , correspondente a

$$\Phi_{NL,max} = \gamma P_0 L_{eff}, \quad (2.22)$$

onde P_0 é a potência de entrada na fibra e L_{eff} é comprimento efetivo de fibra, correspondente à integração da potência normalizada sobre o comprimento da fibra L , sendo igual a $(1 - \exp(-\alpha L))/\alpha$.

Ao contrário da dispersão cromática, a alteração de fase induzida por SPM é variante no tempo, já que partes diferentes do pulso possuem intensidades diferentes. Isto implica em uma alteração de frequência não-linear, $\delta\omega$

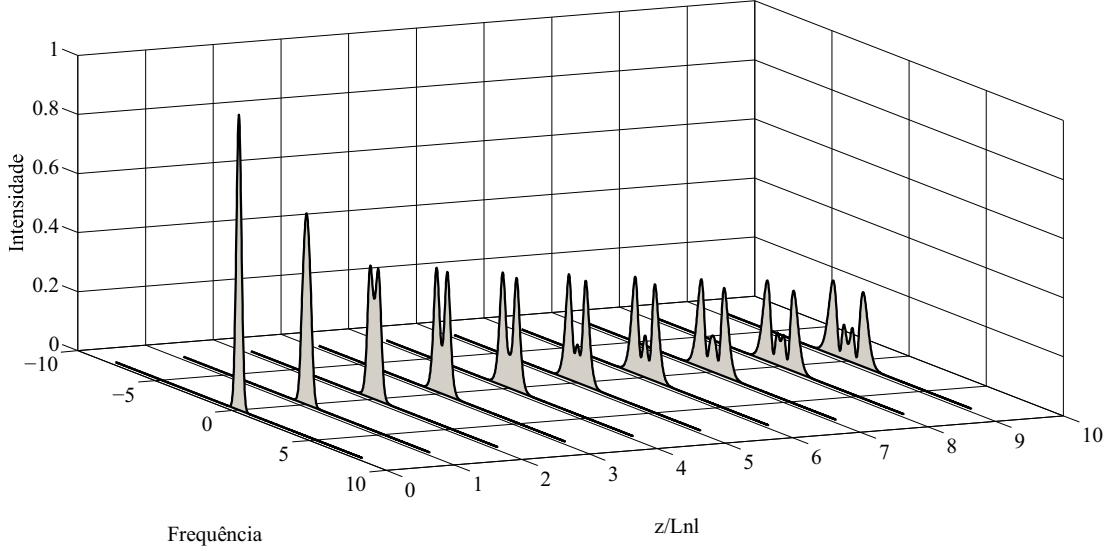
$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\Phi_{NL}}{\partial T}. \quad (2.23)$$

A dependência do tempo na [Equação 2.23](#) é referida como *frequency chirping*.

A [Figura 5](#) mostra a evolução do espectro de um pulso gaussiano de largura inicial $T_0 = 100 \text{ ps}$, sobre uma propagação de até $10 \cdot L_{NL}$, sendo $L_{NL} = 1/(\gamma P_0)$. Neste caso foi assumido um pulso com fator *chirp* $C = 0$ e atenuação também igual a zero. Pode-se notar uma clara deformação das arestas do pulso. Esta distorção associada também aos efeitos da dispersão cromática pode afetar fortemente a informação de amplitude do sinal.

Porém, a alteração de fase por SPM pode ser benéfica em casos bem específicos. Estudos da aplicação de SPM para o aumento da capacidade de taxa de bits em fibras do

Figura 5: Evolução do alargamento do espectro de um pulso gaussiano por auto-modulação de fase para uma propagação de até $10 \cdot L_{NL}$.



tipo DSF, no comprimento de onda de 1550 nm para um único canal já foram realizados [29]. O efeito de SPM pode ser usado também na propagação de sólitons [30].

2.1.2.3 Modulação de fase cruzada

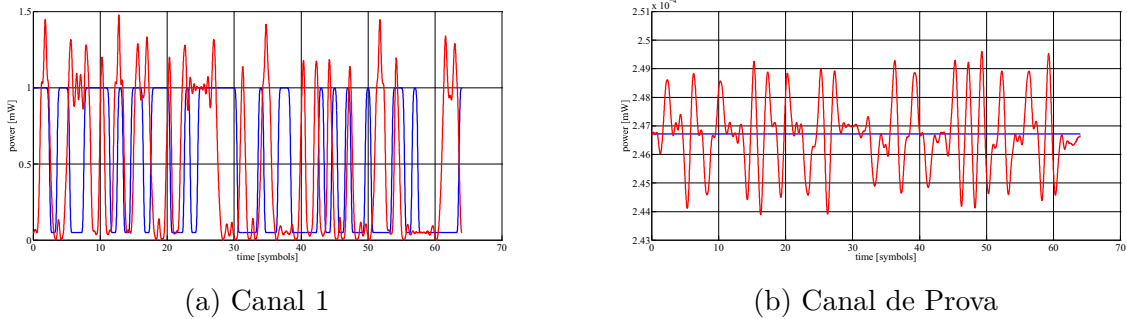
Como o efeito de SPM, a modulação de fase cruzada (*cross-phase modulation - XPM*) tem origem na dependência do índice de refração com a potência óptica [12]. Porém, a XPM depende da potência dos outros canais WDM co-propagantes. Esse efeito pode ser estudado através da equação NLSE, considerando dois canais co-propagantes, E_1 e E_2 . Negligenciando a influência da dispersão cromática e os termos dependentes do estado de polarização, pode-se escrever a equação como

$$\frac{\partial E_k}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}E_k + i\gamma(|E_k|^2 + B|E_{3-k}|^2)E_k, \quad (2.24)$$

onde $k = 1, 2$; e $B = 3/2$ para fibras com birrefringência aleatória. O valor de B depende da diferença na polarização entre os canais, para fibras linearmente birrefringentes, como as PMFs. Nessas fibras, $B = 2$ quando ambos os canais tem a mesma polarização, e $B = 2/3$ quando são ortogonalmente polarizadas. O termo $B|E_{3-k}|^2$ depende da potência do canal co-propagante e é responsável pelo efeito de XPM. Como B pode chegar ao valor 2, é possível afirmar que XPM é potencialmente 2 vezes mais efetivo que o SPM para a mesma intensidade.

A modulação de fase não-linear por XPM é obtida através da [Equação 2.24](#). Para o caso comum de fibras com birrefringência aleatória e desconsiderando o efeito da dispersão

Figura 6: Efeito de XPM entre 2 canais, espaçados a 50 GHz com comprimento de onda central de 1550 nm , após propagação em fibra monomodo padrão com zero de atenuação. As linhas em azul representam o sinal na entrada da fibra e as linhas em vermelho representam o sinal após 80 km de propagação.



cromática, tem-se

$$\Phi_{NL,k}(z, T) = \gamma \left(|E_k(0, T)|^2 + \frac{3}{2} |E_{3-k}(0, T)|^2 \right) \frac{1 - \exp(-\alpha z)}{\alpha}. \quad (2.25)$$

O efeito de XPM está muito próximo ao efeito de SPM, com intensidade diferente, quando os pulsos de mesmo comprimento de onda se sobrepõem. No entanto, quando os pulsos de diferentes comprimentos de onda são somente parcialmente alinhados, o impacto da XPM é mais prejudicial, já que uma parte do pulso é deslocado em fase não-linear, enquanto que a outra parte não.

A interação entre XPM e a dispersão cromática traduz em deslocamento de fase, gerando distorções de amplitude e consequente aumento na taxa de erros de bits [31].

Outro parâmetro importante em sistemas WDM, que pode ser afetado por XPM, é o tamanho *walk-off*, descrito na Seção 2.1.1.2. Como observado nas Equações 2.9 e 2.10, as penalidades induzidas por XPM são menores para taxas de dados maiores e maior separação dos comprimentos de onda.

A Figura 6 mostra o efeito de XPM sobre um sistema de 2 canais WDM, sendo um canal de prova, conforme Figura 6b. Para a representação dos sinais foram utilizados 64 bits com 64 amostras por bit. O comprimento de onda central é de 1550 nm e espaçamento de 50 GHz entre os canais. Os pulsos são do tipo *Non-return-to-zero* (NRZ) com fator *roll-off* de 0.2. A fibra é monomodo padrão com $L = 80\text{ km}$, mas com o parâmetro de atenuação zerado. Para a simulação da propagação na fibra foi utilizado o método numérico *split-step fourier* (SSFM), com o tamanho de passo definido pelo método de *nonlinear phase rotation*, implementado pela ferramenta *Optilux* [32]. A potência do canal 1 (Figura 6a) na entrada da fibra é de 1 mW e a potência do canal de prova (Figura 6b) é $\approx 0\text{ mW}$ (linhas em azul). Ao final da propagação (linhas em vermelho) nota-se uma influência do canal 1 sobre o canal de prova, gerando uma aumento da intensidade do

canal de prova e alteração da frequência.

2.1.2.4 Mistura de quatro ondas

O fenômeno de mistura de quatro ondas (*Four-wave mixing* - FWM) faz com que dois ou mais componentes de frequência interajam não linearmente gerando novos componentes de frequência. Esse efeito surge a partir da dependência de intensidade do índice de refração da sílica [33, 34].

Três fótons nas frequências f_1 , f_2 e f_3 podem interagir, resultando na criação de um único fóton na frequência $f_4 = f_1 + f_2 - f_3$. Portanto, FWM pode gerar uma terceira frequência harmônica se $f_1 = f_2 = f_3$, ou caso contrário, uma conversão de frequência. O casamento de fase necessário entre os diferentes componentes de frequência para o processo FWM é muito difícil de satisfazer em transmissões de fibra óptica e, conseqüentemente, a eficiência é baixa. O mais eficiente é uma variante de FWM que é mais observado e ocorre quando dois fótons em f_1 e f_2 transferem suas energias para dois outros fótons em f_3 e f_4 , da forma

$$f_1 + f_2 = f_3 + f_4. \quad (2.26)$$

O casamento de fase nesse caso é [12]

$$n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 = n_3 \cdot f_3 + n_4 \cdot f_4 \quad (2.27)$$

onde n_i é o índice de refração em f_i . Esse requisito é mais fácil de satisfazer quando $f_1 = f_2$. Assim, uma dupla de fótons em f_1 gera dois fótons em f_3 e f_4 (denominado de *degenerate FWM*). Conforme esse mecanismo, dois canais WDM em f_1 e f_2 criarão novas frequências $f_3 = 2f_1 - f_2$ e $f_4 = 2f_2 - f_1$. Esse efeito pode prejudicar significativamente sistemas WDM, onde os canais possuem espaçamento regular e as novas frequências geradas por FWM resultam em interferência (*cross-talk*) entre os canais co-propagantes.

Valores de dispersão cromática altos podem reduzir drasticamente o impacto da FWM, devido à dependência do casamento de fase entre os componentes espectrais envolvidos. Também, sinais com taxas de símbolos maiores são mais tolerantes ao efeito de FWM, já que eles são mais impactados pela dispersão cromática.

2.1.2.5 Modulação de polarização cruzada

O efeito modulação de polarização cruzada (*Cross-polarisation modulation* - XPoM) refere-se ao espalhamento do estado de polarização (SOP) do campo, causado por uma alteração de fase induzida em cada um dos componentes de polarização, influenciado pelos canais co-propagantes [35]. Esse efeito pode ser estudado através da NLSE acoplada,

na sua forma vetorial, negligenciando a influência da dispersão cromática. Considerando a evolução do campo de um canal propagante em λ_1 , E_1 , circundado por outros canais co-propagantes em λ_n , tem-se

$$\frac{\partial \hat{E}_1}{\partial z} = i\gamma \exp(-\alpha z) \left(\underbrace{s_{01}\sigma_0}_{SPM} + \underbrace{\frac{3}{2} \sum_{n \neq 1} s_{0n}\sigma_0}_{XPM} + \underbrace{\frac{1}{2} \sum_{n \neq 1} \hat{s}_n^T \hat{\sigma}}_{XPoLM} \right) \hat{E}_1 \quad (2.28)$$

onde $\hat{E}_n = \exp(-\alpha z)(E_{xn} \ E_{yn})^T$ é o vetor complexo de duas dimensões que descreve o campo óptico do n -ésimo canal no espaço Jones, $\hat{\sigma} = (\sigma_1 \ \sigma_2 \ \sigma_3)^T$ é o vetor de matrizes Pauli, sendo

$$\sigma_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \sigma_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad \sigma_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \sigma_3 = \begin{pmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

com $\hat{s}_n = (s_{1n} \ s_{2n} \ s_{3n})^T$ é o vetor Stokes de três dimensões de tamanho unitário, indicando a polarização do campo

$$\hat{s} = E^* \ \hat{\sigma} \ E = \begin{pmatrix} \hat{E}^* & \sigma_1 & \hat{E} \\ \hat{E}^* & \sigma_2 & \hat{E} \\ \hat{E}^* & \sigma_3 & \hat{E} \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

onde o sinal $*$ denota a *transposta conjugada*. Os componentes de \hat{s} são os parâmetros Stokes

$$\begin{aligned} s_{0n} &= |E_{xn}|^2 + |E_{yn}|^2 \\ s_{1n} &= |E_{xn}|^2 - |E_{yn}|^2 \\ s_{2n} &= 2\text{Re}\{E_{xn}^* E_{yn}\} \\ s_{3n} &= 2\text{Im}\{E_{xn}^* E_{yn}\} \end{aligned} \quad (2.31)$$

O efeito de XPolM induz diferenças na alteração de fase em cada componente de polarização, que resulta em alteração da diferença de fase relativa entre eles, gerando também uma mudança no estado de polarização.

Com o intuito de explicitar a observação da evolução de cada um dos componentes de polarização, pode-se desacoplar a [Equação 2.28](#), usando as equações [2.29](#) e [2.31](#). Para dois canais linearmente polarizados, \hat{E}_1 e \hat{E}_2 , tem-se as expressões

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{x1}}{\partial z} &= i\gamma \{ (|E_{x1}|^2 + |E_{y1}|^2)E_{x1} + (2|E_{x2}|^2 + |E_{y2}|^2)E_{x1} + (E_{x2}E_{y2}^*)E_{y1} \} \\ \frac{\partial E_{y1}}{\partial z} &= i\gamma \{ (|E_{x1}|^2 + |E_{y1}|^2)E_{y1} + (2|E_{y2}|^2 + |E_{x2}|^2)E_{y1} + (E_{y2}E_{x2}^*)E_{x1} \} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Em sistemas WDM, um canal é afetado por outros $N - 1$ canais transportando dados diferentes, propagando em velocidades diferentes e com diferentes estados de polarização, que resulta em variações do SOP extremamente complexas induzidas pela modulação de fase não-linear.

Estudos vem sendo realizados nos últimos anos na tentativa de avaliar as situações em que o efeito XPolM pode ser mais prejudicial que o efeito XPM [36, 37].

3 Sistemas de detecção coerente

Na década de 1980 observou-se um maior interesse em pesquisas científicas, por parte de grupos acadêmicos e empresas de Telecomunicações, na área de sistemas ópticos coerentes, principalmente devido à possibilidade de aumentar a sensibilidade dos receptores coerentes, permitindo assim, alcançar distâncias maiores sem o uso de repetidores. Após um longo período de hibernação desse assunto, quase 20 anos, por conta da nova tecnologia WDM que aparecia e do advento dos amplificadores do tipo EDFA (*Erbium-doped fiber amplifiers*), o tema ressurgiu em 2005 com a demonstração da estimação de fase da portadora em receptores coerentes [38]. A possibilidade de empregar formatos de modulação com maior eficiência espectral, tais como a modulação por deslocamento de fase (*Phase-shift keying* - PSK) e a modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature amplitude modulation* - QAM), aumentava em pelo menos 2 vezes a capacidade de transmissão de bits por segundo. Além disso, com a preservação da informação de fase do sinal após a detecção, possibilitava-se o uso de funções de processamento digital de sinais para compensar os efeitos de dispersão (cromática e por modo de polarização) sofridos durante a propagação no interior da fibra óptica. Essas vantagens, eficiência espectral e informação de fase, indicavam o uso da detecção coerente em sistemas ópticos modernos, com taxas a partir de 100 Gb/s [5, 11, 38].

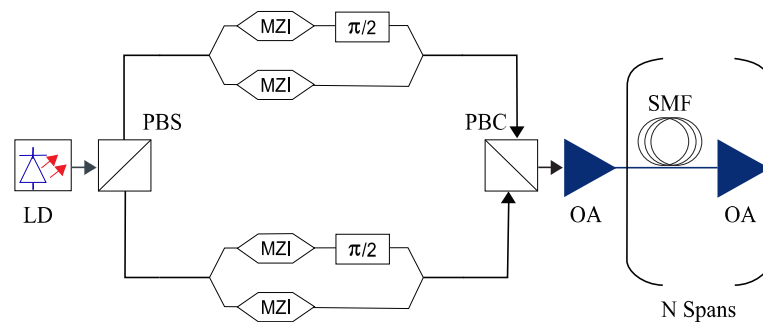
A detecção coerente vem sendo considerada uma das tecnologias chaves no desenvolvimento de redes ópticas de alta velocidade e eficiência espectral, já que considera a amplitude e a fase (*quadrature Q + in-phase I*) como parâmetros de modulação. Ao recuperar o campo elétrico nas duas polarizações da fibra, um receptor coerente permite que os símbolos de informação possam ser codificados em todos os graus de liberdade disponíveis na fibra, levando à melhoria da eficiência espectral [5]. Outra vantagem desta técnica é a possibilidade de utilizar VLSI (*Very Large Scale Integration*) na construção de compensadores digitais de efeitos lineares e não-lineares da fibra, isto à taxas de *Gigabauds*.

Ao final da década de 2010, a indústria de Telecom moveu-se para um consenso sobre o desenvolvimento de sistemas 100G. O formato de modulação selecionado pela indústria é o *single-carrier PM-QPSK* (ou PDM-QPSK) com detecção coerente. Com esse *setup* tem-se uma taxa de símbolos igual a um quarto da taxa de dados, em torno de 30 Gbaud, que se adapta bem à largura de banda dos moduladores ópticos comerciais disponíveis [39]. A detecção coerente acrescenta alguma complexidade ao sistema, mas que torna-se vantagem a partir da possibilidade de ganhar informação completa de um

signal óptico, incluindo a amplitude em tempo real, fase e polarização do campo elétrico, parâmetros que seriam descartados na detecção direta, esta considerando apenas como parâmetro de modulação a intensidade do signal.

Nas Figuras 7 e 8 pode-se observar um esquema típico de um sistema 100G PDM-QPSK comercial, em que o tráfego de dados é mapeado para sinais I e Q em dois estados de polarização. No transmissor, uma estrutura de interferômetros *Mach-Zehnder* (MZI) é utilizada para modular o campo óptico, conforme a Figura 7, e o FEC (*Forward error correction*) é acrescentado ao processo de codificação. No enlace de propagação, fibras monomodo (SMF) são geralmente usadas com amplificadores ópticos (OA) do tipo EDFA intercalados a cada *span* de fibra com o uso ou não de gerenciamento de dispersão.

Figura 7: Estrutura esquematizada de transmissão e propagação de um sistema 100G PDM-QPSK comercial.



Fonte: [39] (Adaptado).

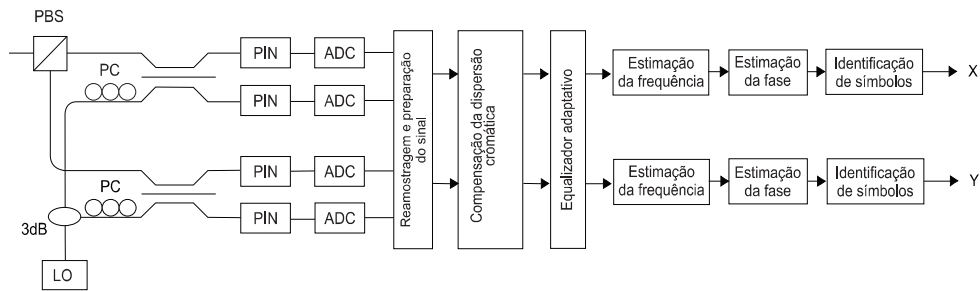
No receptor, um laser é usado como um oscilador local (LO) para a detecção coerente, conforme Figura 8. Duas Híbridas 90°, utilizando um acoplador de fibras ópticas e fotodiodos balanceados do tipo PIN, ajudam a detectar o campo elétrico completo do signal óptico de entrada. Após os sinais serem obtidos pelo detector, eles são convertidos em formatos digitais pelo conversor analógico-digital (*Analog-to-digital converter* - ADC). Então o processador digital de sinais (*Digital signal processor* - DSP) realiza uma série de processamento de dados (compensação da dispersão cromática, equalização, estimação de fase e decodificação diferencial) para recuperar o tráfego de dados original em duas polarizações (*X* e *Y*).

A principal vantagem da detecção coerente é a habilidade de detectar formatos de modulação de alta ordem como: QPSK, 8PSK, 8QAM, 16QAM e 36QAM [39].

3.1 Transmissor

A multiplexação por divisão de polarização (PDM) consiste em codificar uma sequência de bits independente em cada uma das polarizações ortogonais do campo óptico.

Figura 8: Estrutura esquematizada de recepção e tratamento do sinal de um sistema 100G PDM-QPSK comercial.



Fonte: [39] (Adaptado).

Desde a primeira demonstração de PDM, quando foi utilizada (sem multiplexação no tempo) para aumentar a taxa de bits na transmissão de um canal único [11], essa técnica tem sido aplicada no aumento da eficiência espectral e na capacidade de transmissão total de sistemas WDM. Sistemas comerciais para esses tipos de sinais são capazes de prover em torno de $10 Tb/s$ de capacidade, enquanto que resultados de laboratórios de pesquisa e desenvolvimento tem alcançado a faixa de $100 Tb/s$ por fibra, algum desses resultados obtidos a partir de fibras *multi-core*. As maiores taxas alcançadas historicamente são reportadas na ordem de $300 Tb/s$, geradas a partir de fibras de 19 núcleos [39].

Como observado na Figura 7 a luz do laser é dividida em duas cópias através de um PBS. Cada cópia é enviada a um modulador distinto direcionado com um diferente dado elétrico. Finalmente, um combinador de feixe de polarização (*Polarisation beam combiner* - PBC) recombina a saída dos dois moduladores em duas polarizações do canal PDM.

Desde que ambas as polarizações são transmitidas simultaneamente, a PDM permite dobrar a eficiência espectral por dobrar o período do símbolo comparado aos formatos de uma polarização apenas.

3.1.1 Laser

A portadora para a transmissão óptica é uma onda de luz de amplitude constante, frequência e fase. Porém, na prática, uma portadora perfeita não pode ser gerada. Nas últimas décadas, geradores de luz óptica tem sido incrivelmente melhorados [40]. Diodos emissores de luz (*Light emitting diodes* - LED) de altíssima largura espectral, na ordem de dezenas de nanômetros e baixa potência de saída, e *lasers Fabry-Perot* multimodo, com algumas linhas espectrais discretas e largura espectral total da ordem de nanômetros, podem agora ser substituídos por *lasers* monomodo com realimentação distribuída (*distributed feedback* - DFB) ou *lasers* de cavidade externa (*external cavity lasers* - ECL), com largura de linha na região abaixo dos MHz. Ao realizar modulação direta (que signi-

fica que os dados são modulados na corrente de excitação do laser), a largura do espectro óptico emitido é determinado pela modulação de frequência incidente no laser sob a modulação de amplitude, muitas vezes referida como *chirping* do *laser*, quando a largura de linha do laser é pequena comparada ao alargamento espectral induzido por *chirp*. Para evitar esse efeito, a modulação externa pode ser empregada, permitindo que o *laser* atue como uma fonte de luz de onda contínua (CW).

Um estudo completo sobre lasers e sua relação com transmissores ópticos pode ser encontrado em [10], porém no escopo deste trabalho serão abordados apenas os lasers monomodo e de modulação externa.

O campo elétrico normalizado de uma portadora óptica ideal, quando emitida por um laser CW, pode ser expresso em notação complexa como

$$E_{cw}(t) = \sqrt{P_s} e^{j(w_s t + \varphi_s)} e_s \quad (3.1)$$

Na Equação 3.1, $\sqrt{P_s}$ representa a amplitude do campo, $w_s/2\pi$ a frequência, φ_s a fase inicial e e_s a polarização da portadora óptica.

Na prática, os ruídos de amplitude e fase do laser devem ser levados em conta. Eles têm sua origem na emissão espontânea de fótons que induzem flutuações de intensidade $\delta P(t)$ e flutuações de fase $\varphi_{ns}(t)$ (denominado também de ruído de fase do laser).

$$E_{cw}(t) = \sqrt{P_s + \delta P(t)} \cdot e^{j(w_s t + \varphi_s + \varphi_{ns}(t))} \cdot e_s. \quad (3.2)$$

No domínio do tempo, a evolução da fase atual pode ser entendida como um processo do tipo passeio aleatório, ou caminhada aleatória, ou ainda caminhada do bêbado (*random walk*) [41]. Em um intervalo de tempo τ , a fase herda uma mudança de fase aleatória de

$$\Delta\varphi_{ns}(t) = \varphi_{ns}(t) - \varphi_{ns}(t - \tau). \quad (3.3)$$

Como as mudanças de fase são causadas por um grande número de eventos independentes de ruído, devido à emissão espontânea de fótons, eles podem ser modelados como uma distribuição gaussiana de acordo com o Teorema do Limite Central. Além disso, quando assume-se uma densidade espectral de potência branca do ruído $\varphi_{ns}(t)$, que representa uma suposição prática realística, a variância da mudança de fase $\Delta\varphi_{ns}(t)$ pode ser expressa como

$$\langle \Delta\varphi_{ns}^2(\tau) \rangle = W_{\varphi_{ns}} \cdot |\tau| = \frac{2|\tau|}{t_c}, \quad (3.4)$$

onde $W_{\varphi_{ns}}$ é a densidade espectral de potência constante da frequência do ruído, e t_c representa o tempo coerente que fisicamente denota a diferença de atraso máximo até que dois componentes do campo óptico emitido possam interferir estavelmente.

A largura de linha do laser é definida como a largura à meia altura de banda (*full-width at a half-maximum* - FWHM) da densidade espectral de potência e é especificada por

$$\Delta\nu_s = \frac{W_{\varphi_{ns}}}{2\pi} = \frac{1}{\pi t_c}. \quad (3.5)$$

Quando a largura de linha do laser dada pela Equação 3.5 é introduzida em 3.4, a variância da mudança de fase $\Delta\varphi_{ns}(t)$ pode ser calculada como

$$\langle \Delta\varphi_{ns}^2(\tau) \rangle = 2\pi\Delta\nu_s|\tau|, \quad (3.6)$$

mostrando que a incerteza de fase aumenta com a largura de linha do laser e com o intervalo de tempo observado.

O ruído de intensidade pode também levar a uma degradação significativa da performance do sistema, em particular para a detecção coerente com laser oscilador local (LO) de alta potência, quando não implementa a detecção balanceada (BD) [42]. Nas especificações deste tipo de laser, o ruído de intensidade relativo (RIN) é geralmente especificado. O RIN, integrado sobre a largura de banda Δf , relaciona a variância das flutuações de intensidade com a média ao quadrado da potência:

$$\int_0^{\Delta f} RIN(f)df = \frac{\langle \delta P^2(t) \rangle}{\langle P(t) \rangle^2}. \quad (3.7)$$

A potência óptica média $\langle P(t) \rangle$ é equivalente à potência de saída do laser do sinal P_s ou à potência de saída do laser LO P_{lo} , respectivamente, porque $\langle \delta P(t) \rangle = 0$. Em uma simplificação dessa abordagem, as flutuações da intensidade podem ser modeladas com estatística Gaussiana e um espectro de ruído branco. Valores típicos de RIN para lasers de diodo variam na faixa de -160 dB/Hz a -130 dB/Hz .

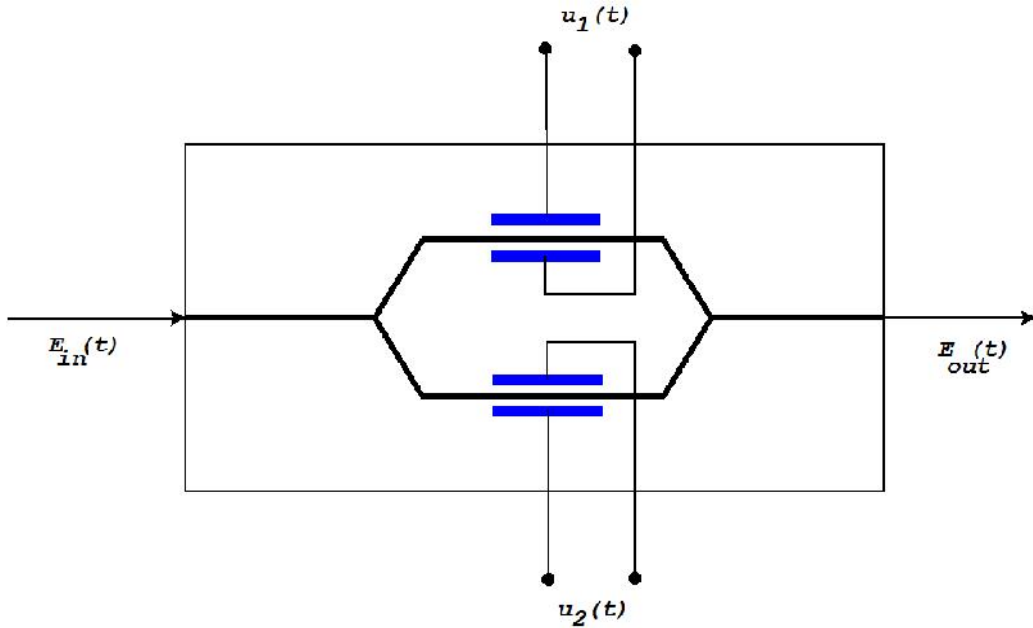
3.1.2 Moduladores ópticos externos

A parte óptica dos transmissores de modulação de alta ordem é composta de uma ou mais estruturas de moduladores ópticos externos fundamentais [40], dos quais serão abordados: o modulador *Mach-Zehnder* (*Mach-Zehnder modulator* - MZM) e o modulador IQ óptico (*Optical intensity quadrature modulator* - IQM).

Um modulador óptico de fase pode ser fabricado como um dispositivo óptico integrado embutindo um guia de onda óptico em um substrato eletro-óptico, geralmente

$LiNbO_3$. Utilizando o fato de que o índice de refração de um material e, também, o índice de refração efetivo n_{eff} do guia de onda pode ser alterado por aplicar uma voltagem externa através de um eletrodo revestido, o campo elétrico da portadora óptica de entrada pode ser modulado em fase [43].

Figura 9: Modulador *Mach-Zehnder* óptico integrado.



Utilizando o princípio da interferência, o processo de modulação de fase pode ser usado para gerar uma modulação de intensidade do sinal óptico, conforme a estrutura mostrada na Figura 9. Esta representa um modulador Mach-Zehnder de dois braços (*dual-drive*). Neste caso, os moduladores de fase em ambos os braços podem ser direcionados independentemente. A luz de entrada é dividida em 2 caminhos distintos, ambos equipados com moduladores de fase. Após adquirirem algumas diferenças de fase entre os sinais de braços diferentes, os dois campos ópticos são recombinados. A interferência varia de construtiva para destrutiva dependendo da alteração de fase relativa. Sem considerar a inserção de perda, a função de transferência de um MZM é dada por [44, 45]

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2}(e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}). \quad (3.8)$$

Na Equação 3.8, $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam as alterações de fase nos braços de cima e de baixo do MZM, respectivamente. Para uma tensão de condução (*driving*) especificada para obter uma alteração de fase de π nos braços de cima e de baixo, respectivamente $V_{\pi 1}$ e $V_{\pi 2}$ e com tensões de condução $u_1(t)$ e $u_2(t)$, como definido na Figura 9, as alterações de fase são relacionadas com o sinal sendo modulado como

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}}\pi \quad \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}}\pi. \quad (3.9)$$

Quando o MZM está operando no modo *push-push*, que significa que uma alteração de fase idêntica $\varphi(t) = \varphi_1(t) = \varphi_2(t)$ está sendo induzida em ambos os braços (por exemplo com $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ e $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$), uma modulação de fase pura é realizada. Por outro lado, quando um dos braços gera uma alteração de fase negativa em relação ao outro braço ($\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$, por exemplo, com $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ e $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$), o MZM é operado no modo *push-pull* e uma modulação de amplitude livre de *chirp* é obtida. Os campos de entrada e saída são relacionados como

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)\cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t)\cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}}\pi\right), \quad (3.10)$$

Onde $\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$ é a diferença de fase induzida entre os campos dos braços de cima e de baixo do MZM. A partir da Equação 3.10 obtêm-se a função de transferência de potência do MZM:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}}\pi\right). \quad (3.11)$$

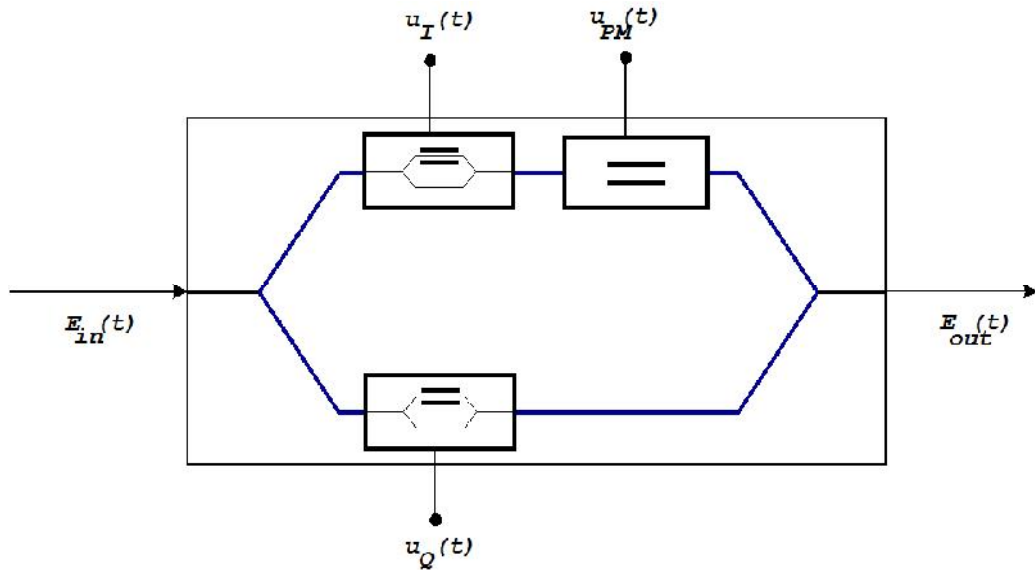
Nota-se que $u(t)$ foi definido de maneira que $u(t) = V_{\pi}$ induz uma alteração de fase de π para a função de transferência de potência do MZM quando este é operado no modo *push-pull*.

Para conseguir a modulação de intensidade, o MZM pode ser operado no ponto de quadratura, com um ponto de polarização (DC *bias*) de $-V_{\pi}/2$ e uma modulação pico a pico de V_{π} . Valores típicos de V_{π} variam aproximadamente de 3 V a 6 V.

Uma outra estrutura de modulador fundamental é o modulador IQ óptico. Este é composto por dois MZM e é vendido comercialmente na forma integrada. Conforme Figura 10, a luz de entrada é igualmente dividida nos dois braços, o braço em fase (*in-phase* - I) e o braço em quadratura (Q) [46]. Em ambos os caminhos, uma modulação de amplitude do campo é executada fazendo os MZMs funcionarem no modo *push-pull*, no ponto de transmissão mínima (com um DC *bias* de $-V_{\pi}$ e uma modulação pico a pico de $2V_{\pi}$, gerando um salto de fase igual a π). Além disso, uma mudança de fase relativa de $\pi/2$ é ajustada em um dos braços, por exemplo, usando um modulador de fase adicional. Desta forma, qualquer ponto da constelação pode ser alcançado no plano IQ-complexo após a recombinação da luz de ambos os ramos. As diferenças de fase induzidas dos MZMs nos caminhos de cima e de baixo são

$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V_{\pi}}\pi \quad \Delta\varphi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V_{\pi}}\pi. \quad (3.12)$$

Figura 10: Modulador IQ.



Quando negligencia-se qualquer inserção de perda e iguala-se a voltagem de condução do modulador de fase para $u_{PM} = -V_{\pi}/2$, a função de transferência do campo do IQM pode ser expressa como

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right). \quad (3.13)$$

Usando as Equações 3.12 e 3.13, a modulação de amplitude $a_{IQM}(t)$ e a modulação de fase $\varphi_{IQM}(t)$, executadas pelo IQM, podem ser calculadas por

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_I(t)}{2V_{\pi}}\pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_Q(t)}{2V_{\pi}}\pi\right)}, \quad (3.14)$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \arg\left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_{\pi}}\pi\right), \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_{\pi}}\pi\right)\right]. \quad (3.15)$$

Na Equação 3.15, a operação $\arg[I, Q]$ denota o cálculo do ângulo de um valor complexo com partes real e imaginária na faixa entre $-\pi$ e π .

3.2 Receptor coerente

Em comunicação óptica coerente, a informação é codificada para o campo elétrico da onda de luz, enquanto que a decodificação implica na medição direta do campo elétrico complexo. Para medir o campo elétrico complexo da onda de luz, o sinal dos dados de entrada (após a transmissão em fibra óptica) interfere com um oscilador local em uma

híbrida óptica 90° , conforme Figura 8. Caso os detectores balanceados nos braços de cima meçam a parte real do sinal, os braços de baixo, com a fase LO atrasada em 90° , medirão a parte imaginária do sinal de dados. Para a medição confiável do campo complexo do sinal, o LO deve estar casado em fase e polarização com os dados recebidos.

O gerenciamento da fase e da polarização se tornou um dos principais obstáculos para a implantação prática de receptores coerentes. O estado de polarização (SOP) da onda de luz é alterado durante a propagação em fibra, conforme descrito na Seção 2.1.2.5. O controle dinâmico do estado de polarização do sinal é necessário para que ele corresponda ao SOP do LO. Em sistemas WDM, cada canal precisa de um controlador dinâmico de polarização dedicado, o que pode encarecer o projeto do sistema de comunicação. O casamento de fase é um desafio também. Por isso, o uso da detecção coerente só se tornou realmente factível com os avanços do processamento digital de sinais, em que o gerenciamento de fase e polarização de sinais que utilizam alta modulação de fase pode ser realizado no domínio elétrico [47].

Um receptor coerente possui quatro subsistemas principais [48]:

- **Front-end óptico:** mapeia linearmente o campo óptico em um conjunto de sinais elétricos;
- **Analog-digital Converter (ADC):** converte os sinais elétricos em um conjunto de sinais quantizados discretamente no tempo a uma taxa de amostragem;
- **Demodulador digital:** converte as amostras digitais em um conjunto de sinais à taxa de símbolos;
- **Receptor externo:** que inclui corretor de erro e decodificação do sinal demodulado com o objetivo de produzir a melhor estimativa da sequência de bits, codificados pelo transmissor.

3.2.1 Recepção coerente por diversidade de fase e polarização

Para a realização do *front-end* óptico, geralmente são empregadas um par de híbridas 90° , uma para cada componente de polarização [39]. Ao considerar o campo elétrico do sinal óptico de entrada descrito como $[E_x, E_y]^T$ e o oscilador local E_{lo} , em seguida, após o fotodiodo, os três sinais complexos darão origem a um total de nove quantidades reais: $|E_x|^2$, $|E_y|^2$, $|E_{lo}|^2$, $Re\{E_x, E_{lo}^*\}$, $Im\{E_x, E_{lo}^*\}$, $Re\{E_y, E_{lo}^*\}$, $Im\{E_y, E_{lo}^*\}$, $Re\{E_x, E_y^*\}$ e $Im\{E_x, E_y^*\}$. Considerando esses termos de produto como a entrada para o subsistema, pode-se modelar uma híbrida opticamente diversificada, através de uma matriz de dispersão linear S_h , que pode ser ainda simplificada observado que, para um divisor de feixe de polarização com alta proporção de extinção, não haverá batimento entre as duas componentes de polarização, sendo por isso possível negligenciar os termos $Re\{E_x, E_y^*\}$

e $Im\{E_x, E_y^*\}$. Usando a matriz S_h para a híbrida 90° , pode-se descrever as oito saídas $v = S_h u$ do receptor de 2×8 portas:

$$v = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} \end{bmatrix}}_{S_h} \underbrace{\begin{bmatrix} Re\{E_x, E_{lo}^*\} \\ Im\{E_x, E_{lo}^*\} \\ Re\{E_y, E_{lo}^*\} \\ Im\{E_y, E_{lo}^*\} \\ |E_x|^2 \\ |E_y|^2 \\ |E_{lo}|^2 \end{bmatrix}}_u \quad (3.16)$$

onde \mathbf{u} é o vetor de entrada de termos do produto e S_h é a matriz de dispersão de potência da híbrida.

Rejeitando os termos da detecção direta $|E_x|^2$, $|E_y|^2$ e $|E_{lo}|^2$, com o uso de todo potencial da detecção coerente, um receptor seletivo de frequência é obtido, permitindo uma faixa dinâmica maior para a relação oscilador local / sinal e, também, o cancelamento do ruído de intensidade relativa (RIN) do oscilador local [48].

3.2.2 Conversão analógico-digital

Após o mapeamento do sinal óptico em sinal elétrico feito pela híbrida e os fotodiodos, o próximo estágio é a conversão dos sinais analógicos em digitais. A conversão analógico-digital (ADC) consiste de dois passos principais: **amostragem** e **quantização**. O primeiro estágio produz uma sequência amostrada no tempo discreto $X(kT_s)$, a partir de uma sequência contínua $X(t)$, sendo T_s o período de amostragem. O segundo estágio é a quantização, o cerne de um processo de conversão analógico-digital, que converte a variável $X(kT_s)$ em uma variável discreta X_q tendo Q valores (quantização escalar). Outro método é a quantização vetorial que converte blocos de valores de $X(kT_s)$ em blocos de valores quantizados [49]. O conjunto de valores finitos usados na quantização, para a representação do sinal, é determinado pelos bits de resolução do ADC, que por conta do processo de *timing jitter*, que gera pequenas instabilidades no tempo, reduz o número de bits para um número **efetivo** de bits (ENOB) - [Apêndice A](#). O uso de controladores automáticos de ganho (AGC) após o ADC vem sendo utilizados, uma vez que um grande ganho pode causar recorte de amplitude e um ganho pequeno induzirá uma menor resolução [50].

Para sistemas de comunicação digital que transmitem símbolos a uma taxa S por segundo, a taxa de amostragem mínima também é S Hz, em Hertz. Porém, em geral, para a amostragem assíncrona, uma taxa de amostragem de $2S$ Hz é vantajosa,

dando origem a duas amostras por símbolo, permitindo, assim, a compensação digital da sincronia. Enquanto que na prática, pode haver uma ligeira diferença entre os relógios do transmissor e do receptor, o sinal recebido pode ser reconstruído por interpolação digital [48]. Desde que, em geral, os atrasos no tempo não correspondem a um número inteiro de amostras, pode-se observar um atraso $\tau = iT_{ADC} + \mu T_{ADC}$, sendo um atraso base de $i = \lfloor \tau/T_{ADC} \rfloor$ amostras, seguido por um atraso fracional de μT_{ADC} . Enquanto que o atraso base é simples de implementar, sendo uma versão atrasada do sinal, a fim de retardar por uma fração de um período de amostra, a interpolação é necessária.

3.2.3 Ortonormalização

As híbridas do receptor coerente possuem a função de defasar os sinais em 90° de forma conveniente para que a informação em fase e em quadratura possa ser recuperada. Porém, na prática, por imperfeições na híbrida, elas não possuem 90° exatamente e, portanto, há a perda de ortogonalidade. Esse tipo de imperfeição deve ser corrigido por algoritmos de ortonormalização, como por exemplo o, bem conhecido e eficiente, *Gram-Schmidt Algorithm* [51].

Considere dois sinais transmitidos, t_1 e t_2 , independentes de média zero e variância unitária. No receptor, a híbrida é imperfeita, tal que o ângulo entre as componentes é $\pi/2 - 2\theta$ e os sinais recebidos, r_1 e r_2 , são dados por $r_1 = t_1 \cos(\theta) + t_2 \sin(\theta)$ e $r_2 = t_2 \cos(\theta) + t_1 \sin(\theta)$. Seja também a matriz de correlação R :

$$R = \begin{bmatrix} \langle r_1^2 \rangle & \langle r_1 r_2 \rangle \\ \langle r_2 r_1 \rangle & \langle r_2^2 \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

O algoritmo de *Gram-Schmidt* cria um conjunto de vetores mutuamente ortogonais, tomando o primeiro vetor como referência contra o qual todos os demais vetores serão ortogonalizados. As saídas $g = [g_1, g_2]^T$ são determinadas a partir dos sinais recebidos $r = [r_1, r_2]^T$, executando o produto de matrizes Gr , onde G é dado por

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{\langle r_1 r_2 \rangle}{\langle r_1^2 \rangle} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\sin(2\theta) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Após os sinais terem sido ortogonalizados, eles são normalizados para uma potência unitária, isto é, o segundo vetor é multiplicado por $\cos(2\theta)$. O algoritmo mantém um vetor inalterado, requerendo que o segundo vetor seja rotacionado por um ângulo de 2θ .

3.2.4 Compensação da dispersão cromática

Conforme descrito na Seção 2.1.1.2, a dispersão cromática é um fenômeno independente de polarização que pode ser compensado, antes da equalização e demultiplexação do

sinal recebido, para recuperar o sinal ortogonalmente polarizado enviado pelo transmissor [52]. Essa compensação cromática é geralmente feita por filtros de resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR) [39].

A propagação de uma onda óptica $A(z, t)$ dentro de uma fibra, assumindo somente a dispersão cromática, pode ser descrita como

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} = j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2}, \quad (3.19)$$

sendo z a distância de propagação, λ o comprimento de onda central, D o coeficiente de dispersão e c a velocidade da luz no vácuo.

A Equação 3.19 pode ser resolvida no domínio da frequência por $H(z, \omega)$, que é então convertida no domínio do tempo, obtendo a resposta ao impulso $h(z, t)$ [48]

$$H(z, \omega) = \exp\left(-j \frac{D\lambda^2}{4\pi c} \omega^2\right) \Leftrightarrow h(z, t) = \sqrt{\frac{c}{jD\lambda^2 z}} \exp\left(j \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2\right). \quad (3.20)$$

Um sinal amostrado a cada T_{ADC} segundos pode ser recuperado com *taps* de peso $h_{cd}[k]$ dados por [48]

$$h_{cd}[k] = \frac{1}{\sqrt{\rho}} \exp\left(-j \frac{\pi}{\rho} \left[k - \frac{N-1}{2}\right]^2\right), \quad (3.21)$$

onde $k \in [0, N-1]$, $N = \lceil |\rho| \rceil$ é um limite superior do número de *taps* e $\rho = 2\pi\beta_2 L_{total} / T_{ADC}^2$. Por exemplo, para 1000 km de SSMF com $D = 16$ ps/km/nm operando a uma taxa de 28 Gbaud, um filtro FIR de 401 *taps* deveria ser requerido para compensar toda a dispersão acumulada no enlace [39].

A forma mais eficiente de se implementar esse filtro FIR é no domínio da frequência usando o método *overlap and add*, implementado, por exemplo, pela função `fftfilt` do Matlab ¹.

3.2.5 Equalização dinâmica e demultiplexação da polarização

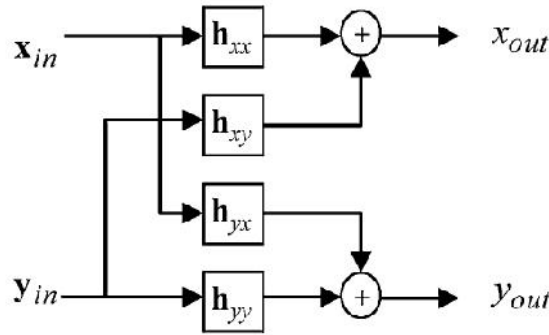
Este subsistema é responsável por compensar efeitos da fibra que variam no tempo, como a PMD (descrito na Seção 2.1.1.3). Após a propagação na fibra birrefringente, o sinal recebido não possui mais seus estados de polarização bem definidos. Com isso, é necessário algum tipo de equalização para separar as componentes de polarização e finalmente recuperar a informação originalmente transmitida. Pelo fato da PMD não ser

¹ A sintaxe da função pode ser conferida no *help* do Matlab ou no site <http://www.mathworks.com/help/signal/ref/fftfilt.html>

estática no tempo, ao contrário da dispersão cromática, e também, por ser aleatória, faz-se necessária uma equalização dinâmica do canal.

Esse tipo de compensação pode ser conseguida através de filtros FIR usando o *Continuous Modulus Algorithm* (CMA) [53], uma técnica do tipo *Blind Algorithm* (i.e, não leva em conta o fenômeno que está sendo tratado) que tenta manter o módulo do sinal constante. Conforme observado por [48], não existem muitos trabalhos na literatura tentando explicar o porquê desse algoritmo ser eficaz para sistemas com polarização dupla, como os sistemas PDM-QPSK.

Figura 11: Estrutura do Filtro FIR usado no CMA.



Fonte: [48].

Os filtros são organizados em uma estrutura *butterfly*, conforme Figura 11, e são constantemente atualizados para seguir as perturbações do canal. Todas essas perturbações podem ser modeladas na matriz Jones da linha de transmissão. Então, a tarefa do equalizador é estimar o inverso da matriz de Jones, de modo a inverter os efeitos induzidos pela propagação do sinal. O sinal de saída é obtido da seguinte forma [11]:

$$\begin{bmatrix} x_{out} \\ y_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{xx} & h_{yx} \\ h_{xy} & h_{yy} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{in} \\ y_{in} \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

onde x_{in} e y_{in} são os sinais de entrada, x_{out} e y_{out} são os sinais de saída e h_{xx} , h_{xy} , h_{yx} e h_{yy} são os filtros adaptativos com seus coeficientes *tap* (ou apenas *taps*). A atualização desses coeficientes utiliza geralmente o método *stochastic gradient* [48]:

$$\begin{aligned} h_{xx} &\rightarrow h_{xx} + \mu \epsilon_x x_{out} \cdot x_{in}^* \\ h_{xy} &\rightarrow h_{xy} + \mu \epsilon_y y_{out} \cdot x_{in}^* \\ h_{yx} &\rightarrow h_{yx} + \mu \epsilon_x x_{out} \cdot y_{in}^* \\ h_{yy} &\rightarrow h_{yy} + \mu \epsilon_y y_{out} \cdot y_{in}^* \end{aligned}, \quad (3.23)$$

onde μ é o parâmetro de convergência e o $*$ representa o complexo conjugado. Os termos de erro devem ser minimizados da forma:

$$\begin{aligned}\epsilon_x &= 1 - |x_{out}|^2 \\ \epsilon_y &= 1 - |y_{out}|^2\end{aligned}\quad (3.24)$$

considerando sinais de amplitude unitária. Ao final deste subsistema, os dois sinais de saída são demultiplexados por polarização e equalizados graças à estimação da matriz Jones [54].

3.2.6 Interpolação e recuperação de relógio

Como descrito na Seção 3.2.2, o ADC é responsável por amostrar o sinal que chega ao receptor. Esse sinal, por sua vez, possui uma taxa de símbolos que foi configurada pelo transmissor. Da mesma forma, a taxa de amostragem do ADC deve ser configurada pelo receptor, lembrando sempre do teorema de *Nyquist* para a recuperação integral do sinal. A tarefa da interpolação, na correção da falta de sincronia entre o sinal transmitido e o sinal recebido, é obter amostras $y[k]$ no tempo $t = t_0 + kT_{sym}$ dadas as amostras $x[i]$ em $t = iT_{ADC}$.

A interpolação usa polinômios de Lagrange ou *splines* para interpolar a função amostrada [49]. Considere por exemplo que $x[i]$ sejam nossas amostras em $t = iT_{ADC} + \mu T_{ADC}$, onde i é um inteiro e $0 \leq \mu < 1$, então é possível criar uma aproximação em tempo contínuo da forma:

$$y(t) = \sum_i x[i] \phi_i(t - [iT_{ADC} + \mu T_{ADC}]), \quad (3.25)$$

onde $\phi_i(t)$ representa o conjunto das funções de interpolação. Consequentemente, se é feita a reamostragem do sinal no tempo $t = kT_{sym} + \epsilon T_{sym}$, onde k é um inteiro e $0 \leq \epsilon < 1$, então as amostras $y[k]$ serão dado por:

$$y[k] = \sum_i x[i] \phi_i(kT_{sym} + \epsilon T_{sym} - [iT_{ADC} + \mu T_{ADC}]), \quad (3.26)$$

de tal forma que a saída é a combinação linear das entradas, sendo possível a utilização de um filtro FIR para tal.

Para o caso da interpolação linear, a amostra $y[k]$ será uma combinação linear de $x[i]$ e $x[i + 1]$, tal que

$$y[k] = y(m_k, \mu_k) = x[m_k] + \mu_k(x[m_k + 1] - x[m_k]), \quad (3.27)$$

onde μ_k é o atraso fracional, $m_k = \lfloor kw_k + \mu_k \rfloor$ é o atraso base, e $w_k = T_{sym}/T_{ADC}$. A cada atualização do método, os valores de m_{k+1} e μ_{k+1} são calculados da forma

$$m_{k+1} = m_k + \lfloor \mu_k + w_k \rfloor \quad (3.28)$$

$$\mu_{k+1} = \lfloor \mu_k + w_k \rfloor \text{ mod } 1.$$

Os algoritmos de recuperação da sincronia digital, como o *Gardner Algorithm* [55], ajudam a maximizar o módulo quadrado $|y(m_k, \mu_k)|^2$ do sinal interpolado $y[k] = y(m_k, \mu_k)$. Diferenciando $|y(m_k, \mu_k)|^2$ em relação ao tempo, nos retorna o sinal de erro:

$$e(m_k) = \frac{d|y(m_k, \mu_k)|^2}{dt} \approx 2\text{Re} \left\{ y(m_k, \mu_k) \frac{(y(m_k + 1, \mu_k) - y(m_k - 1, \mu_k))}{2T_{sym}} \right\} \quad (3.29)$$

que é o sinal de erro tendendo a zero quando o sinal está sincronizado. Então, pode-se usar o valor de $e(m_k)$ para atualizar w_k :

$$w_{k+1} = w_k + \sum_{i=0}^{N-1} c[i]e(m_{k-i}), \quad (3.30)$$

onde o sinal de erro é filtrado por um filtro FIR de tamanho N com coeficientes $c[i]$.

O algoritmo de Gardner é implementado em Matlab, por exemplo, através da função `comm.GardnerTimingSynchronizer`².

3.2.7 Estimação da frequência

Os estimadores de frequência digitais são bem conhecidos na comunicação *wireless*. A meta deles é estimar a variação de fase $\Delta\varphi$ entre duas amostras consecutivas a_k e a_{k+1} , que é causada por um *offset* de frequência $\Delta\nu$ entre o laser de transmissão e o oscilador local:

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta\nu T_S, \quad (3.31)$$

com T_S sendo o período de amostragem. Primeiramente, o símbolo recebido é multiplicado ao conjugado complexo do símbolo anterior. Essa operação resulta em um número complexo cuja fase é igual a diferença em fase dos dois símbolos. Em seguida, toda a informação que é codificada na fase do sinal tem de ser removida. Isso é direto para

² A sintaxe da função pode ser conferida no *help* do Matlab ou no site <http://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.gardnertimingsynchronizer-class.html>

sinais *phase-shift-keyed* (PSK) por considerar a n -ésima potência do símbolo complexo, com n sendo o número de pontos da constelação [56].

Considerando o formato de modulação PDM-QPSK, tem-se que

$$(x_{in}[k]x_{in}^*[k-1])^4 \propto \exp(4j\Delta\varphi[k]). \quad (3.32)$$

Na ausência de ruído aditivo, $4\Delta\varphi$ tem uma distribuição gaussiana, devido ao ruído de fase do laser, com média $8\pi\Delta vT_{sym}$, de tal forma que a função densidade de probabilidade (PDF) é da forma [48]

$$f(4\Delta\varphi) = \frac{\exp(l\cos(4\Delta\varphi - 8\pi\Delta vT_{sym}))}{2\pi I_0(l)}, \quad (3.33)$$

onde l está relacionado à largura de linha do laser. Usando a PDF da [Equação 3.33](#), pode-se estimar o valor de Δv :

$$\Delta v = \frac{1}{8\pi T_{sym}} \arg \left\{ \sum_{k=1}^N ((x_{in}[k]x_{in}^*[k-1])^4) \right\}, \quad (3.34)$$

que é o nosso estimador de *offset* de frequência.

Apesar deste módulo ter sido implementado neste projeto, não foi utilizado nos experimentos computacionais desta tese por não ter sido configurada a diferença de frequência entre o laser de transmissão e o oscilador local, já que o tratamento deste efeito não foi necessário na fase de validação do simulador de camada física.

3.2.8 Estimação de fase

A estimação de fase da portadora é usada para recuperar e, subsequentemente, remover a incompatibilidade de fase restante, φ , entre o oscilador local e o sinal. A estimativa dessa incompatibilidade é feita na amostra central apenas, usando o seguinte algoritmo: primeiro, a m -ésima potência do símbolo complexo é considerado com o objetivo de remover qualquer informação codificada na fase do sinal (m sendo a quantidade de níveis de fase da modulação, que no caso do QPSK é igual a quatro). Segundo, uma janela média de $N + 1$ elementos é calculada somando-se o resultado sobre os $N/2$ símbolos anteriores e os $N/2$ símbolos posteriores. Então o argumento é tomado, uma vez que o interesse está apenas na fase. Finalmente, a fase resultante é dividida por m para corrigir a elevação inicial para a m -ésima potência. Para o intervalo de $-\pi$ a π , tem-se [11]:

$$\varphi(k) = \frac{1}{m} \arg \left[\sum_{p=-N/2}^{N/2} x_{in}^m(k+p) \right]. \quad (3.35)$$

Em seguida, uma função *unwrapping* é utilizada para permitir largas excursões variantes no tempo da fase do sinal, como por exemplo, quando uma frequência da portadora está em dessintonia com o oscilador local [11].

Pesos podem ser considerados dentro da somatória da Equação 3.35 para relacionar a dependência entre o ruído Gaussiano branco aditivo e o ruído de fase do laser. Esse estimador está relacionado ao algoritmo clássico de *Viterbi & Viterbi*, ou simplesmente *V&V* [57].

3.2.9 Identificação de símbolos e cálculo da BER

Após a estimação de fase da portadora, o sinal digital está pronto para ser processado pelo bloco de decisão. Limiares de decisão (*threshold*) são aplicados à constelação recebida. Finalmente, é possível comparar a constelação recebida e a transmitida para a contagem de erros de bits (BER). Neste trabalho, além da contagem de símbolos errados via comparação da constelação transmitida e recebida (*data-aided*), foram implementadas mais duas formas de contabilização da BER: por magnitude do vetor de erro (*Error Vector Magnitude* - EVM) e por fator Q (*Q-factor*).

A métrica EVM é uma técnica padrão para sistemas *wireless* e comunicações *wireline*, que vem sendo aplicada também para sistemas de modulação QAM [58]. Nessa técnica o vetor do sinal recebido E_r desvia por um vetor de erro E_{err} do vetor ideal transmitido E_t . O EVM é definido como a raiz quadrada de E_{err} para uma quantidade aleatória I de dados:

$$EVM_m = \frac{\sigma_{err}}{|E_{t,m}|}, \quad \sigma_{err}^2 = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |E_{err,i}|^2, \quad E_{err,i} = E_{r,i} - E_{t,i}. \quad (3.36)$$

A potência do vetor de constelação ideal mais longa com magnitude $E_{t,m}$ serve para a normalização. Outra possibilidade é usar a potência média $|E_{t,a}|^2$ para os M (*M-ary* QAM) vetores de símbolos de uma constelação. As duas normalizações EVM são relacionadas pelo fator k :

$$EVM_a = kEVM_m, \quad k^2 = \frac{|E_{t,m}|^2}{|E_{t,a}|^2}, \quad |E_{t,a}|^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |E_{t,i}|^2, \quad (3.37)$$

sendo os valores de k apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Fator k^2 para cálculo do EVM.

B/Q/8PSK	16QAM	32QAM	64QAM
1	9/5	17/10	7/3

Fonte: [58].

Para estimar a BER a partir de EVM_m define-se L como o número de níveis de sinais idênticos em cada dimensão da constelação quadrática, e $\log_2 M$ como o número de bits codificados em cada símbolo QAM. A BER é aproximada por [59]:

$$BER \approx \frac{(1 - L^{-1})}{\log_2 L} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{(L^2 - 1)} \frac{1}{(kEVM_m)^2 \log_2 M}} \right]. \quad (3.38)$$

Para sinais OOK, o fator Q pode ser avaliado via diagrama de olho. Podem-se definir os fatores Q das componentes em fase e quadratura para um sinal QPSK recebido [60]:

$$Q_{Re} = \frac{|\mu_{Re}(r_{Re}>0) - \mu_{Re}(r_{Re}<0)|}{\sigma_{Re}(r_{Re}>0) + \sigma_{Re}(r_{Re}<0)} \quad (3.39)$$

$$Q_{Im} = \frac{|\mu_{Im}(r_{Im}>0) - \mu_{Im}(r_{Im}<0)|}{\sigma_{Im}(r_{Im}>0) + \sigma_{Im}(r_{Im}<0)},$$

com $\mu(\cdot)$ e $\sigma(\cdot)$ denotando a média e o desvio padrão das amostras estatísticas. Q_{Re} e Q_{Im} são calculados como a taxa entre a diferença das médias e a soma dos desvios-padrão das componentes em fase e quadratura, respectivamente, com sinais opostos. A BER é obtida pela média das estimativas:

$$BER = \operatorname{avg} \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_{Re}}{\sqrt{2}} \right), \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_{Im}}{\sqrt{2}} \right) \right]. \quad (3.40)$$

Os resultados experimentais apresentados por essa técnica, para sistemas QPSK, apresentam valores melhores que aqueles medidos por EVM e ficam muito próximos dos resultados obtidos via contagem de erros (*data-aided*) [60]. De fato, pelos experimentos computacionais realizados neste trabalho, observou-se mínima diferença de valores de BER obtidos por EVM e por fator Q, este último tendo BER estimada mais próxima do teórico e de resultados experimentais. Por este motivo, o fator Q foi utilizado como medida de QoT nos resultados desta tese.

4 Conclusão

Comercialmente, as redes *backbone* ópticas atuais tem utilizado a tecnologia coerente. Tais sistemas coerentes vem sendo empregados no projeto de redes 100G, usando modulação PDM-QPSK com dupla polarização, para transportar os dados, a partir de uma otimização da eficiência espectral do sinal.

Como todo ambiente de telecomunicação, os sistemas ópticos coerentes são compostos de transmissor, canal de comunicação e receptor. Neste caso, o transmissor é composto de laser e moduladores ópticos que vão gerar os sinais analógicos. O canal de comunicação possui um conjunto de fibras ópticas interconectadas através de amplificadores de linha. No receptor emprega-se outro laser, agora como oscilador local que, juntamente com Híbridas 90°, tentará reconstruir o sinal QPSK transmitido distribuindo os símbolos no quadrante QxI. ADCs são empregados para a conversão analógico-digital do sinal, para o posterior tratamento digital pelos módulos DSP.

Porém, o canal óptico, ao mesmo tempo que propaga os sinais pode, também, gerar distorções relacionadas aos efeitos de camada física. Tais efeitos físicos se dividem em duas categorias: efeitos lineares e não-lineares, estes dependentes da potência do sinal na entrada da fibra. Os principais efeitos lineares são:

- *Atenuação*: perda de potência devido à absorção e ao espalhamento, dependente da frequência;
- *Dispersão cromática*: alteração da fase entre componentes espectrais diferentes, gerando um alargamento do pulso no domínio do tempo;
- *PMD*: espalhamento do sinal devido à birrefringência da fibra, que causa um atraso entre dois pulsos enviados em cada polarização;
- *PDL*: perda gerada pelo fato de que dois modos de polarização ortogonais sofrem diferentes atenuações durante a propagação.

Os efeitos não-lineares são:

- *Espalhamento não-elástico (SBS e SRS)*: originado pela interação do campo óptico com as moléculas de sílica;
- *SPM*: alteração da fase do sinal devido às variações locais do índice de refração, causadas pelo campo eletromagnético;

- *XPM*: também tem-se aqui a alteração de fase, como ocorre no SPM, mas neste efeito, dependente da potência dos outros canais co-propagantes;
- *FWM*: dois os mais componentes de frequência interagem gerando novos componentes de frequência;
- *XPolM*: espalhamento do estado de polarização do campo, causado por uma alteração de fase induzida em cada um dos campos de polarização, influenciado pelos canais co-propagantes.

Na saída da fibra, o sinal óptico é recepcionado coerentemente por diversidade de fase e polarização. Os sinais recuperados pelo conjunto oscilador local e Híbridas 90°, amostrados e quantizados pelos ADCs podem ainda conter resquícios de degradação sofrida ao longo de seu percurso. Por esta razão, antes que a identificação dos símbolos da constelação QPSK seja feita, o sinal precisa passar por módulos de processamento digital para o devido tratamento destas distorções. Dentre os módulos disponíveis tem-se: a compensação da dispersão cromática feita através de filtros FIR, a demultiplexação da polarização através de uma equalização dinâmica, a interpolação para a correta recuperação do sincronismo, estimação da frequência e da fase.

Parte II

Planejamento de redes

5 Introdução

Este trabalho considera o problema de projeto para redes *backbone* realísticas dos dias atuais. O tamanho, isto é, o número de nós da maioria das redes conhecidas varia de dez a uma centena de nós [61]. Assume-se no mínimo que a topologia física e o conjunto de demandas de tráfego são conhecidas e serão utilizadas como parâmetros de entrada para o problema de planejamento de redes.

Redes *backbone* tipicamente operam na banda C do espectro com a grade fixada pelo padrão ITU G.694 [62]. A eficiência espectral é melhorada através da tecnologia de óptica coerente para taxas maiores que 40 Gb/s. Os amplificadores ópticos (*Optical Amplifiers* - OA) e os módulos de compensação da dispersão (*Dispersion Compensation Modules* - DCM) podem ser utilizados em cada nó ou em nós intermediários onde não existe troca de tráfego.

Planejar a rede é frequentemente uma tarefa multiobjetivo com restrições conflitantes. A meta principal deste trabalho é minimizar CapEx e maximizar a vazão da rede enquanto minimiza-se o consumo total de energia da rede. Para produzir tais redes ótimas é necessário empregar algoritmos computacionalmente complexos que requerem uma grande quantidade de tempo para o projeto de redes realísticas. Uma ferramenta de planejamento de redes ópticas deve executar no mínimo as seguintes tarefas [63]:

Cálculo da degradação devido aos efeitos de camada física

A QoT do sinal óptico é degradada pelos efeitos da camada física, já discutidos na Seção 2.1. Para sistemas baseados na tecnologia IM/DD é possível calcular a QoT usando modelos analíticos e semi-analíticos [64, 65]. Para sistemas coerentes é necessário resolver uma versão modificada da equação não-linear de *Schrödinger* que incorpora os efeitos de polarização com o intuito de obter uma maior precisão nos valores de QoT [66]. Infelizmente, este conjunto de equações não pode ser resolvido analiticamente. Neste trabalho optou-se por utilizar o método numérico *split-step fourier* para mensurar a qualidade dos sinais transmitidos.

Cálculo das rotas com ou sem proteção

Cada demanda de tráfego entre um par de nós tem de ser mapeada em um conjunto de caminhos ópticos (*lighpaths*). Se a demanda é menor ou igual à capacidade do *transponder* (equipamento óptico responsável por fazer a interface entre os sinais internos à rede de transporte e os sinais clientes), somente um caminho óptico será usado. A ferramenta de planejamento é responsável por encontrar as rotas para todas

as demandas considerando a proteção requerida pelo usuário. Diferentes algoritmos podem ser usados para encontrar o menor caminho, os k -ésimos menores caminhos ou o menor ciclo [67].

Alocação dos nós ROADMs e Regeneradores

Alguns nós de uma rede WDM transparente precisarão ser equipados com dispositivos ópticos capazes de realizar o roteamento de tráfego via comprimentos de onda. Dentre esses tipos de equipamentos existem os multiplexadores e os demultiplexadores (MUX/DEMUX) WDM, capazes de agregar vários comprimentos de onda em um único sinal (multiplexação) e depois separá-los (demultiplexação). Um nó da rede óptica equipado com um MUX/DEMUX é capaz de adicionar e remover canais, sendo por isso denominados de nós OADMs (*Optical Add-Drop Multiplexer*). A configuração de um nó OADM pode ser manual ou automática (*Reconfigurable OADM*, ou seja, ROADM). Dada a topologia física, a ferramenta de planejamento precisa encontrar a combinação mínima de ROADMs e regeneradores, já que estes equipamentos são os itens mais caros da rede. O grau do ROADM é basicamente definido pelo grau físico do nó [64]. Cada ROADM posicionado aumenta o número de amplificadores ópticos usados na rede e compromete o alcance óptico de cada *light-path*. Geralmente, os regeneradores são posicionados no mesmo local do ROADM [63].

Alocação dos amplificadores ópticos

O posicionamento do amplificador é uma tarefa muito importante. Quatro parâmetros devem ser levados em consideração: ganho, inclinação do ganho (*gain tilt* ou *ripple*), potência de saturação e a figura de ruído (*noise figure* - NF) do amplificador. Deve-se respeitar a faixa de tolerância de cada amplificador, que só funcionará adequadamente se o sinal de entrada não possuir potência muito alta e nem muito baixa. Sendo os enlaces bidirecionais (com fibras diferentes utilizadas em sentidos contrários), visando a minimização de custo, torna-se necessário aproveitar os pontos de amplificação nas duas direções de propagação, atendendo aos dois sentidos do enlace de forma mais homogênea possível. O ganho e o NF tem um impacto direto no alcance óptico, já que eles estão relacionados à potência recebida e OSNR [64].

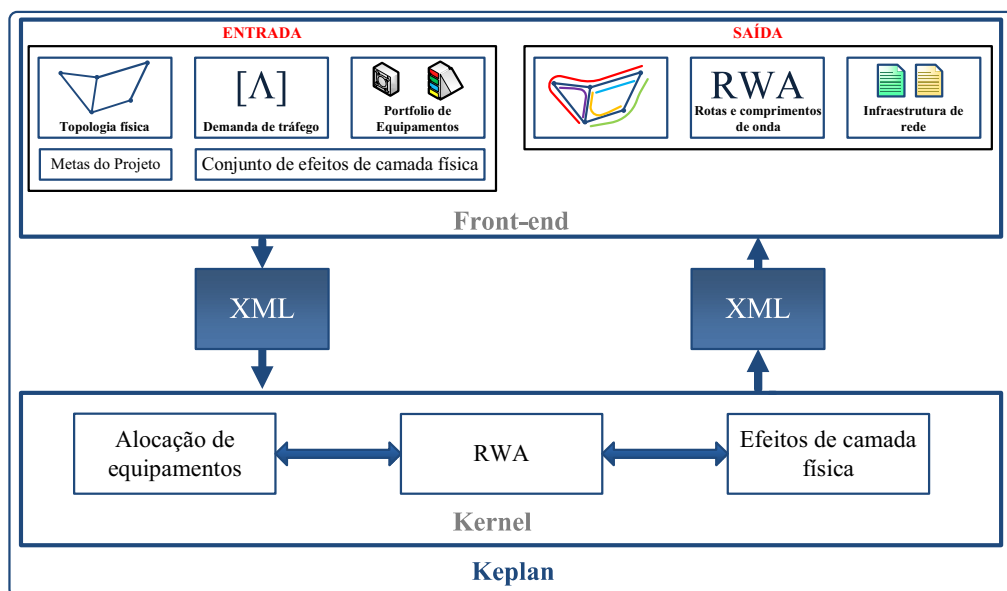
Alocação de comprimentos de onda

Um parâmetro chave em um projeto de redes é o número máximo de comprimentos de onda por fibra. É possível calcular um limite inferior para o número de comprimentos de onda de uma dada topologia física [61]. A ferramenta de planejamento pode usar uma variedade de algoritmos para encontrar a melhor combinação de comprimentos de onda dentro da grade ITU [68, 65].

6 A ferramenta de planejamento

Para este trabalho utilizou-se uma ferramenta de planejamento multicamadas de redes chamada de *Optical Network Design and Analysis* (ONDA), que vem sendo desenvolvida pela equipe do Labetel. ONDA é uma coleção de módulos de software que pode combinar projeto de topologia física, posicionamento otimizado de equipamentos ópticos, roteamento, alocação de comprimentos de onda e simulação de camada física, incluindo IM/DD, transmissão coerente e sistemas de transmissão OOFDM.

Figura 12: A ferramenta de planejamento de redes ópticas.

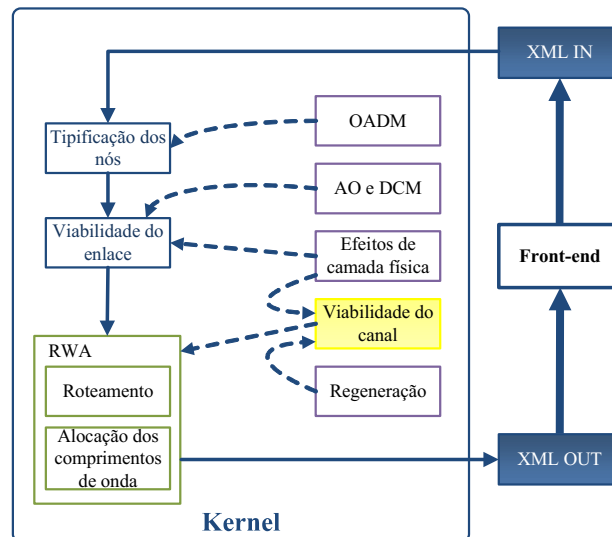


Fonte: [64] (Adaptado).

O módulo principal do pacote de software ONDA é denominado de *Keplan* (*Kernel of Planning*) [64]. Como mostrado na Figura 12, ele é dividido em duas partes principais: *Front-end* e *Kernel*. O *Front-end* é responsável pelo pré e pós-processamento. Os parâmetros de entrada são: (i) a topologia física da rede incluindo os nós de troca de tráfego, amplificação e/ou os locais de regeneração, cabos de fibra e suas características; (ii) a matriz de demanda de tráfego, que inclui uma variedade de tráfego, tais como 1GbE, 10GbE, STM-16 a STM-256 e OTU1 a OTU4 [4]; (iii) um portfólio de equipamentos com todos os tipos de *transponders*, amplificadores ópticos, DCMs e ROADMs disponíveis; (iv) um conjunto de efeitos de camada física e (v) as metas do projeto. O *Kernel* aloca os equipamentos e canais ópticos, garantindo níveis de potência adequados através de am-

plificadores EDFA, atendendo os requisitos dos equipamentos especificados. A viabilidade dos canais ópticos é estimada através de modelos analíticos para a dispersão cromática e para o ruído de amplificação. Este módulo também aloca os equipamentos compensadores de dispersão cromática e os regeneradores.

Figura 13: O *Kernel* em detalhes.



Fonte: [64] (Adaptado).

Um analisador sintático (*parser*) do *eXtensible Markup Language* (XML) é usado para trocar dados entre o *Kernel* e o *Front-end*. A Figura 13 mostra o *Kernel* em detalhes. Este inicia o processo de planejamento identificando os nós da rede a serem configurados como ROADM, considerando as demandas requisitadas e as conexões da topologia física [64]. Depois tem-se a fase de viabilidade do enlace que otimamente posiciona os amplificadores ópticos e DCMs, minimizando os custos com equipamentos e garantindo os níveis de potência do sinal. Então, o roteamento é executado com a proteção requerida e uma solução simplificada para a alocação de comprimento de onda é provida, assim, completando as etapas do problema de roteamento e alocação dos comprimentos de onda (*Routing and Wavelength Assignment* - RWA). Ainda na fase de roteamento, o menor caminho ou o menor ciclo disjunto pode ser utilizado. A otimização da rede é feita a partir de uma versão genérica do algoritmo de Suurballe [69], proporcionando o ciclo de comprimento mínimo, com o mínimo de nós compartilhados para o mínimo possível de enlaces compartilhados. A viabilidade prática e a localização dos regeneradores são cheçadas neste módulo, considerando via modelos analíticos os efeitos de camada física [64].

Apesar das rotas encontradas pelo algoritmo de Suurballe serem as mais curtas, ele não garante a ausência de congestionamento e, também, com a escolha de canais (processo de coloração) sendo realizada por algoritmos simples como o First-fit (utilizado

nos experimentos deste trabalho), não há garantia na qualidade da coloração, que pode ser observado nos resultados apresentados na Parte III desta tese. Por isso, a *Keplan* possui ainda um módulo de Otimização da Coloração, através de técnicas de programação por restrições, que tenta minimizar o número de comprimentos de onda utilizados [64].

6.1 Tipificação dos nós da rede

A topologia física da rede é formada pelo conjunto de fibras ópticas, sendo uma fibra para cada direção (ida e volta). Os pontos entre duas fibras subsequentes são os nós da rede, que podem ser de três tipos: **ponto de passagem**, **ponto de amplificação** ou **nó OADM**.

Um ponto de passagem contém a caixa de emendas das fibras, sem nenhum equipamento óptico. Este tipo de nó geralmente está localizado em uma caixa de concreto ou alvenaria enterrada no solo, apenas com uma tampa à mostra, conectando o cabeamento subterrâneo. No contexto da *Keplan*, por questão de simplicidade, todo nó que não possui equipamentos ópticos é classificado como ponto de passagem. Transformar este em um ponto com equipamentos ópticos tem grande impacto no custo do projeto (arrefecimento, alimentação elétrica, equipamento de supervisão, etc).

Os demais tipos de nós diferem na capacidade de inserir (*add*) ou retirar (*drop*) canais do enlace, sendo estes os nós OADM (ou ROADM), que possuem também a capacidade de reencaminhamento dos canais, permitindo o roteamento dos comprimentos de onda. Por outro lado, um ponto de amplificação possui apenas a estrutura mínima para a instalação dos amplificadores ópticos.

Todo nó onde demandas de tráfego iniciam ou terminam (delimitando o início e fim dos enlaces) são nós do tipo OADM/ROADM.

Outro fator importante na operação de tipificação dos nós da rede é a quantidade de conexões que o nó possui. Um nó de grau maior que 2 (mais que dois enlaces ligados a ele), necessita da capacidade de reencaminhar canais, por isso, deverá ser do tipo OADM, mesmo não sendo necessário fazer *Add* e *Drop*. Ainda, os nós de grau 1 que não possuírem demandas, inicialmente, mas que devem fazer parte do projeto atual, devem ser nós OADM para uso futuro.

A partir das informações sobre as demandas de tráfego e grau lógico, torna-se possível definir a quantidade mínima de nós OADMs da rede. Uma ferramenta de planejamento deve alocar os nós deste tipo com critério por se tratar do principal custo do projeto.

Por se tratar de um cenário de planejamento de redes, a *Keplan* assume que todas as requisições na matriz de demandas devem ser atendidas para que o projeto seja

viável. Assim, em cada nó OADM, os diversos equipamentos que devem estar presentes são diretamente definidos por essas demandas e pela topologia física, com exceção dos amplificadores, DCMs e regeneradores [64].

6.2 Viabilidade dos canais ópticos e enlaces

Em redes ópticas transparentes, os dados são transmitidos da origem até o destino apenas no domínio óptico, sem a necessidade de conversão eletro-óptica. Porém, apesar das grandes distâncias que esses sinais ópticos podem atingir, seu alcance óptico pode diminuir devido aos efeitos de camada física.

A medida de degradação utilizada pela *Keplan* para decidir sobre a viabilidade de um canal é a OSNR, que deve ser maior que a mínima exigida pelo *transponder*. A OSNR diminui à medida que os ruídos são inseridos ao longo do caminho óptico, aqueles gerados principalmente pelos amplificadores. Como os *transponders* possuem um nível mínimo de potência para a recepção do sinal com qualidade, existe aqui um problema a ser resolvido pela ferramenta de planejamento que é balancear a necessidade de amplificação em trajetos longos, levando em consideração o nível de ruído inserido, o que poderia limitar a distância viável de propagação. Também, dependendo da taxa de dados, os *transponders* podem ser sensíveis à dispersão cromática. Para o tratamento deste efeito, pode-se utilizar os módulos compensadores de dispersão, os DCMs, que gera o problema de decisão sobre como escolher uma combinação de modelos e onde posicioná-los, sem interferir em outras partes do projeto.

Ao final de um enlace tem-se o ruído ASE resultante da cadeia de amplificadores. A *Keplan* usa uma formulação geral para a estimativa desse ruído resultante, adequada para enlaces divididos aleatoriamente, com a possibilidade do uso de amplificadores com especificações distintas ao longo da linha [64]. Para a alocação dos amplificadores torna-se necessário conhecer os requisitos de potência dos canais, que dependem dos equipamentos por onde estes passaram e da rota percorrida. Além disso, numa rede óptica, mesmo os sinais que iniciam num mesmo ponto e percorrem o mesmo caminho podem ser de tipo ou taxa diferentes, com requisitos de potência próprios ao final de cada enlace. Por exemplo, ao final de um caminho óptico, o canal a ser recepcionado deve atender aos requisitos de potência do *transponder* localizado neste nó em questão. Porém, determinar a quantidade de amplificação necessária é um outro problema complexo. Em cada enlace, a amplificação total necessária para cada canal corresponde à diferença entre a potência no início (P_{IN}) e a que será necessária no final (P_{OUT}), somada à atenuação ao longo deste enlace. Esses níveis de potência poderiam ser facilmente estimados se soubéssemos de antemão o exato percurso do canal e todos os equipamentos ópticos por onde ele irá passar, ou seja, com essa abordagem, há uma retro-alimentação dos dois problemas: alocação de amplificadores

e estimação de P_{IN} e P_{OUT} .

6.3 Roteamento e alocação de comprimentos de onda

O problema do roteamento consiste em localizar as rotas ópticas para cada sinal da rede, enquanto que a alocação de comprimentos de onda trata da escolha da cor de cada canal óptico (coloração). Geralmente esta fase de alocação dos comprimentos de onda do projeto de redes reduz a um problema de coloração de grafos [64].

Um cenário ideal é que a alocação de comprimentos de onda escolhida seja mínima, ou seja, utilize o mínimo de cores possível, de forma a deixar livre o máximo de comprimentos de onda disponíveis para possíveis novas conexões, maximizando a disponibilidade da rede. Assim, como um problema de otimização, a alocação de comprimentos de onda é classificada como um problema *NP-Hard* [64].

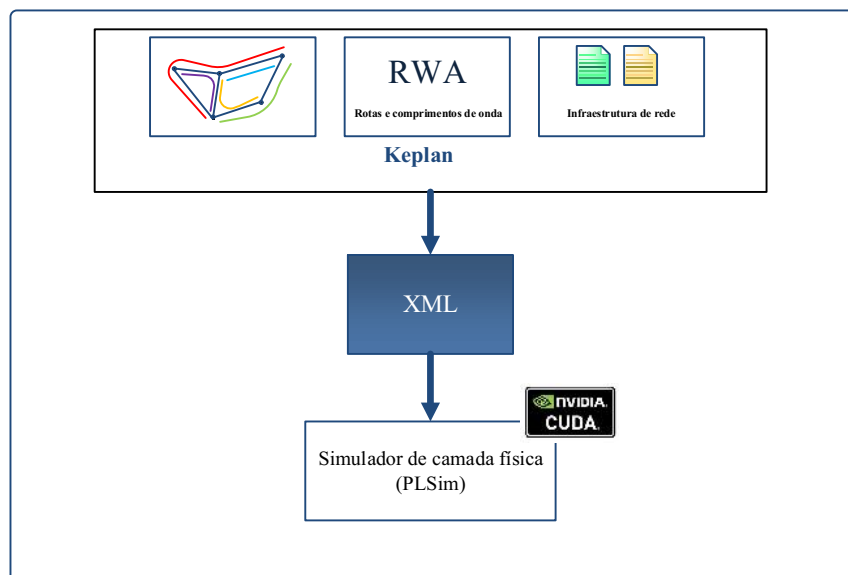
O roteamento pode ser modelado como um problema de programação inteira, mas comumente é tratado por algoritmos mais simples, como a técnica do caminho mais curto, permitindo a dedicação de maior esforço computacional às outras fases do projeto de redes. A coloração pode ser modelada como um problema de coloração de grafos e também pode usar a programação inteira. A coloração de grafos tenta colorir os nós de um grafo com um dado número de cores, onde dois vértices conectados não podem ter a mesma cor. Utilizar o mínimo de cores possível aumenta a disponibilidade da rede via maximização dos comprimentos de onda não utilizados. Porém, descobrir este valor mínimo também é um problema muito difícil, ou seja, um problema *NP-Hard*.

A *Keplan* resolve o problema de RWA através de um modelo multi-serviço (MRWA), incorporando as restrições de camada física, a alocação de regeneradores e taxas de transmissão mistas [64]. O MRWA é semelhante a alguns modelos descritos na literatura, ou seja, a distribuição do tráfego associa cada demanda aos enlaces viáveis utilizados, com a viabilidade das rotas checadas previamente. O diferencial está na forma como é feito o controle de regeneração. Considerando que o número de regeneradores é prioritário, frente ao número de comprimentos de onda ou o tamanho das rotas, essa quantidade é minimizada previamente, por ser um problema que pode ser resolvido de forma independente para cada demanda, com baixo custo computacional, da ordem de alguns poucos minutos para uma rede de 100 nós, por exemplo [64].

7 O simulador de camada física - PLSim

Com o intuito de validar as redes ópticas planejadas pela *Keplan* construiu-se, no contexto deste trabalho, um simulador de camada física (*Physical Layer Simulator*) denominado *PLSim*, também integrante do pacote ONDA. O objetivo aqui é, a partir dos artefatos produzidos pela ferramenta de planejamento (rotas, coloração e infra-estrutura), comparar os resultados de QoT dos canais ópticos utilizados na fase de planejamento, obtidos via modelos analíticos, com resultados de método numérico, conforme [Figura 14](#).

Figura 14: Interação entre a *Keplan* e o simulador de camada física *PLSim*.



Inicialmente tentou-se construir o simulador de camada física a partir do pacote SSPROP¹ disponibilizado pelo Laboratório de Pesquisa em Fotônica (PRL) da Universidade de *Maryland*. Trata-se de uma ferramenta de código aberto, escrita na linguagem C, composta de dois módulos implementando as versões escalar e vetorial do método split-step simétrico de propósito genérico, SSPROPc e SSPROPv respectivamente. Foi realizada uma adaptação das rotinas para a sintaxe da arquitetura de processamento paralelo em placas gráficas da NVIDIA - *Compute Unified Device Architecture* (CUDA) - e acrescentada a possibilidade de trabalhar com N canais co-propagantes. Porém, estimou-se que construir um simulador de sistemas coerentes a partir dele, com a necessidade de inclusão dos vários módulos necessários de transmissão, modulação e recepção, seria

¹ <http://www.photonics.umd.edu/software/ssprop/>

inviável pelo curto tempo disponibilizado para este projeto. Então, uma pesquisa por ferramentas mais completas, de código aberto (*opensource*) e utilizadas na literatura foi realizada, visando economizar tempo de codificação com novas funções.

Optou-se pelo pacote Optilux versão 0.1 [32], disponibilizado pelo grupo do Professor Paolo Serena do departamento de Engenharia da Informação da Universidade de Parma. Este *software* consiste de um conjunto de ferramentas para o desenvolvimento, simulação e análise de um sistema de comunicação óptica. A maior parte da ferramenta é construída em *MATLAB / Octave* com módulos para a geração de sequências binárias, formatos de modulação multinível, transmissão WDM, simulação de propagação em fibras, estimativa Monte Carlo e efeitos de polarização. Entretanto, algumas adaptações foram necessárias, bem como a inclusão de alguns módulos. Primeiramente foi necessário adaptar a função que implementa a propagação em fibra óptica, através do método numérico SSF, para a sintaxe *MATLAB-CUDA*², para o uso de computação paralela através de placas gráficas, com a inclusão do passo adaptativo pelo método *Local-Error* [66].

Observou-se que os códigos de recepção e DSP da ferramenta não geravam bons resultados, mesmo em situações bem favoráveis (B2B por exemplo). Indagou-se aos seus autores a dificuldade de alcançar os mesmos resultados de seus artigos com a ferramenta, vindo eles a explicar que as versões dos módulos de geração dos sinais ópticos e propagação em meio óptico eram as mesmas utilizadas por eles, mas o mesmo não acontecia com a recepção e algoritmos de DSP disponibilizados gratuitamente, por conta de sigilos contratuais. Com isso, implementou-se rotinas de recepção e DSP, baseados nos métodos descritos na Seção 3.2.

7.1 Análise multicamadas

Ao contrário de uma simulação ponto-a-ponto, ou seja, de um único enlace, no caso de uma validação de canais ópticos, alocados para uma rede, com rotas definidas e geralmente passando por mais de um enlace, é necessário analisar a passagem dos sinais pelos nós OADM/ROADM, considerando canais que finalizam em um determinado enlace ou que continuam no próximo adjacente. Daí surge uma questão fundamental: a partir de qual enlace ou nó será considerado o início da simulação, já que na rede existem diversos comprimentos de onda alocados, iniciando e terminando em nós muitas vezes distintos, trafegando por diferentes caminhos ópticos? A solução encontrada neste trabalho foi analisar as rotas ópticas de forma iterativa. Primeiramente, simula-se cada rota considerando apenas o primeiro enlace por onde ela passa, com os demais canais co-propagantes nesse enlace, iniciando e terminando em um nó de troca de tráfego. No segundo momento, analisa-se o segundo enlace de cada rota, caso exista, agora considerando o canal já de-

² <http://www.mathworks.com/discovery/matlab-gpu.html>

gradado vindo do enlace anterior e assim, sucessivamente, até cobrir todos os enlaces de todas as rotas da rede.

Tal análise multicamadas é feita enlace por enlace da rede, assumindo que a rede é opaca na primeira iteração ($nrun == 1$), ou seja, todos os canais ópticos iniciam e terminam no mesmo enlace. Os dados deste primeiro estágio são armazenados para o uso na segunda iteração, quando a rede passa a ser considerada transparente ($nrun > 1$), isto é, um enlace pode receber canais ópticos vindos de outros enlaces da rede, e assim, sucessivamente.

O Algoritmo 1 descreve a abordagem de análise multicamadas proposta neste trabalho, que permite uma interação entre as duas camadas, de rede e física, para analisar os caminhos ópticos. Primeiramente, o simulador numérico recebe como parâmetros gerais (linha 1.1): (i) o caminho do arquivo XML gerado pelo módulo *Keplan*, (ii) o número de símbolos, pontos por símbolo (para a FFT) e o formato de modulação, (iii) o valor de OSNR, (iv) a taxa de símbolos, (v) as especificações dos lasers de transmissão e recepção, (vi) as especificações do detector coerente e (vii) os parâmetros dos módulos DSP.

Através das informações coletadas no arquivo XML (linha 1.2), o simulador obtém os dados referentes ao espaçamento entre os comprimentos de onda disponíveis, os canais ITU, nós da rede e suas funções, segmentos de fibra e suas especificações, amplificadores, enlaces, caminhos ópticos, canais ópticos associados a cada *lighthpath*, interfaces de cada nó, ROADMs e DCMs. Com estes parâmetros, uma matriz de comprimentos de onda versus enlaces é construída (linha 1.3) para armazenar as informações relativas aos caminhos ópticos da rede.

Após a leitura dos argumentos de entrada, o simulador inicia a varredura dos enlaces (linha 1.5), do primeiro ao último, na sequência identificada no arquivo XML recebido. Este processo pode ser executado $\#RUNS$ vezes (linha 1.4), considerando que na primeira iteração a rede é opaca. As $\#RUNS - 1$ iterações restantes já consideram os canais *bypass* via os nós ROADMs da rede (linha 1.10), que são as iterações transparentes. A quantidade ideal de iterações é igual ao número de enlaces pertencentes ao maior caminho óptico da rede transparente.

Para cada enlace verifica-se os segmentos de fibra que o compõem e, também, quais os canais gerados a partir do primeiro nó deste enlace (linhas 1.6 - 1.8). Então, os sinais PDM-QPSK são gerados para cada canal (para o caso de ser a primeira iteração e/ou este canal ser gerado neste enlace), ou é verificado se o canal foi armazenado a partir de uma iteração anterior (linhas 1.9 - 1.15) para as iterações transparentes.

Campos ópticos únicos são gerados para cada sinal elétrico PDM-QPSK (linha 1.16) e o sinal é, então, propagado pelos segmentos de fibra do enlace (linha 1.18). Para cada nó de chegada, o tipo do nó é verificado: amplificador, DCM (linha 1.19), ou ROADM

```

1.1 ler os dados de entrada;
1.2 ler o arquivo XML;
1.3 gerar a tabela de comprimentos de onda vs enlaces;
    /* nrun == 1 → iteração opaca, else iteração transparente */
1.4 for nrun ← 1 to #RUNS do
1.5     for nlink ← 1 to #LINKS do
1.6         fs ← { Segmentos de Fibra ∈ nlink };
1.7         lambdas ← encontrar comprimentos de onda usados para este nlink;
1.8         Nch ← length(lambdas);
1.9         for nlambda ← 1 to Nch do
1.10            if nrun == 1 or "este comprimento de onda inicia aqui" then
1.11                | gerar sinal PDM-QPSK ;
1.12            else
1.13                | ler o comprimento de onda de enlaces anteriores ;
1.14            end
1.15        end
1.16        criar campo óptico único;
1.17        foreach nfs in fs do
1.18            propagar sinal PDM-QPSK no span de fibra SMF;
1.19            if próximo nó é DCM then
1.20                | amplificar sinal;
1.21                propagar PDM-QPSK no módulo DCF;
1.22                amplificar sinal;
1.23            end
1.24            if próximo nó é ROADM then
1.25                for nlambda ← 1 to Nch do
1.26                    Filtro óptico;
1.27                    if este comprimento de onda continua no próximo enlace
1.28                    then
1.29                        | salvar sinal PDM-QPSK;
1.30                    else
1.31                        | Detecção coerente;
1.32                        | Módulos DSP;
1.33                        | Calcular os valores do fator Q;
1.34                    end
1.35                end
1.36            end
1.37        end
1.38 end

```

Algorithm 1: Abordagem proposta de análise multicamadas.

(linha 1.24). Se o nó é um ROADM, faz-se a recepção de cada canal (linha 1.25).

Para cada canal, a origem e o destino são checados (linha 1.27). Se um canal não finaliza em um dado nó da rede, os dados são armazenados para posterior recuperação (linha 1.32). Ou então, este canal é detectado coerentemente e segue para os módulos do DSP, calculando, ao final, o menor valor de fator Q (*Q-Factor*) [60], considerando as componentes de polarização, fase e quadratura (linhas 1.28 - 1.30). Estes valores de *Q-Factor* são associados ao enlace em que o canal finaliza. Todos os resultados da simulação são gravados em arquivos de *log*.

O uso de recursos computacionais pelo Algoritmo 1 depende principalmente da quantidade de rotas a serem analisadas, bem como o número de enlaces, com suas fibras ópticas, que pertencem a cada rota. Quanto maior geograficamente for a rede e mais nós OADMs existirem, maior a necessidade de tais recursos para a simulação. Outros fatores impactantes na computação da QoT dos canais da rede, a partir desta abordagem proposta, são:

- *Número de comprimentos de onda por enlace e/ou espaçamento entre eles:* o Optilux exige uma quantidade proporcional de pontos por símbolo do sinal WDM PDM-QPSK, em relação ao tamanho de sua faixa espectral e a taxa de símbolos, evitando, assim, o efeito *aliasing* durante as transformadas rápidas de *fourier*, utilizadas pelo SSF [32]. Com isso, a quantidade de pontos por símbolo deve ser maior que $(c/\lambda_{MIN} - c/\lambda_{MAX})/T_s$, onde c é a velocidade da luz no vácuo, $(c/\lambda_{MIN} - c/\lambda_{MAX})$ a largura espectral do sinal e T_s a taxa de símbolos. Com isso, a quantidade de memória exigida nas placas gráficas será maior à medida que a largura de banda do sinal aumenta;
- *Emulação da PMD durante a propagação do sinal:* pelo fato da emulação da PMD por secções, durante a simulação da propagação, utilizar 1 ou mais secções de fibra PMF, pode-se exigir um maior consumo de tempo de processamento no caso de se utilizar a emulação de PMD de mais alta ordem. Nos experimentos computacionais apresentados neste trabalho utilizou-se somente a PMD de 1ª ordem (1 secção apenas) como estimativa deste efeito no sinal [70], com o propósito de economizar processamento;
- *Processamento digital do sinal:* como a maior parte do tratamento digital do sinal é realizado símbolo a símbolo, quanto maior a quantidade de símbolos utilizados nas simulações, maior o consumo de processamento e principalmente memória. Neste trabalho utilizou-se pelo menos 2^{15} símbolos, permitindo a estimativa de BER na faixa desejada em torno de $3 \cdot 10^{-3}$ (limite de FEC).

Como forma de refinar a qualidade da coloração gerada pela *Keplan*, foi realizado

um ajuste fino através da permutação dos canais dentro da faixa espectral, geralmente um subconjunto da banda C, conforme o Algoritmo 2 proposto. Nas linhas 2.1 a 2.7 é feita a inicialização dos parâmetros de entrada: MAX_ITER representa o número máximo de iterações da heurística, MAX_ITER_WORST é o número máximo de iterações seguidas com resultados inferiores, q_factor_iter será o conjunto dos valores de Q-factor de cada canal ao final de cada enlace, $bestcost$ armazenará o melhor valor retornado pela função de custo da heurística, as variáveis nn e nn_worst são os contadores de iterações melhores e piores respectivamente; e o conjunto $lambdas$ recebe inicialmente a janela obtida pela *Keplan*.

A linha 2.8 é o *loop* principal da heurística, tendo como critérios de parada (i) atingir a quantidade máxima de iterações ou (ii) atingir a quantidade máxima de iterações "ruins" seguidas. A linha 2.9 executa o Algoritmo 1 considerando o conjunto $lambdas$ e apenas a iteração opaca. As linhas 2.10 e 2.11 atualizam o conjunto dos valores de fator Q para cada canal e calculam a função custo, da iteração, através da combinação linear do menor valor de *Q-factor* encontrado e do valor médio multiplicado pelo fator κ . A verificação feita nas linhas 2.12 a 2.17 verificam se o resultado desta iteração é melhor ou pior que as iterações anteriores. A linha 2.18 retorna a nova permutação dos valores de comprimentos de onda para a próxima iteração, embaralhando os valores dos comprimentos de onda, finalizando o bloco de operações do *loop* com o incremento do contador de iterações. O resultado final deste procedimento é a melhor combinação de canais encontrada com o maior resultado da função de custo obtido.

Com o valor de *Q-factor* de cada canal óptico ao final de cada rota e, também, a definição de um limiar de qualidade *pré-FEC* exigida da QoT, a partir de padrões da ITU, é possível analisar quais rotas / enlaces são viáveis ou não e comparar com os resultados obtidos com a *Keplan*. O objetivo, então, de se utilizar o PLSim é ter uma outra opção de avaliação da rede planejada e de sua viabilidade técnica.

```

2.1 MAX_ITER ← número máximo de iterações;
2.2 MAX_ITER_WORST ← número máximo de soluções ruins em sequência;
2.3 q_factor_iter = ∅;
2.4 bestcost = 0;
2.5 nn = 0;
2.6 nn_worst = 0;
2.7 lambdas = ← melhor janela de comprimentos de onda;
2.8 while nn < MAX_ITER and nn_worst < MAX_ITER_WORST do
2.9   cross-layer-analysis(opaque-run,lambdas);
2.10  q_factor_iter ← { fator Q final de cada comprimento de onda };
2.11  itercost = min(q_factor_iter) + κmean(q_factor_iter);
2.12  if itercost > bestcost then
2.13    | bestcost ← itercost ;
2.14    | nn_worst = 0
2.15  else
2.16    | nn_worst ++
2.17  end
2.18  permutar(lambdas);
2.19  nn ++;
2.20 end

```

Algorithm 2: Heurística proposta para otimizar a coloração da rede.

8 Conclusão

O planejamento de redes *backbones* é um problema multiobjetivo, com muitas tarefas interligadas a serem realizadas [64]. Para que uma ferramenta automatizada realize tais tarefas, precisam ser implementadas as funções básicas, que são:

- cálculo da degradação sofrida pelos sinais ópticos durante a propagação;
- cálculo das rotas e alocação dos comprimentos de onda;
- alocação dos ROADMs e regeneradores;
- alocação dos amplificadores ópticos.

Neste trabalho utilizou-se a *Keplan*, ferramenta de planejamento desenvolvida no Labtel no contexto do projeto ONDA. Tal ferramenta é dividida basicamente em dois módulos: o *Front-end* que fica responsável pela entrada de dados (topologia física, demanda de tráfego e portfólio dos equipamentos disponíveis) e pela saída dos resultados (rotas, comprimentos de onda alocados e infraestrutura da rede). A interface entre os dois módulos é realizada via arquivos do tipo XML.

O *Kernel* da *Keplan* realiza os seguintes passos do planejamento: tipificação dos nós ROADMs, viabilidade dos enlaces através do posicionamento dos amplificadores e DCMs e, por fim, o roteamento e alocação dos comprimentos de onda (coloração).

Como uma segunda opção de validação da rede planejada, retornada pela *Keplan*, construiu-se neste trabalho um simulador de camada física, o PLSim, que é responsável por analisar a rede via método numérico. Tal simulador foi construído através da junção da ferramenta de código aberto (*opensource*) Optilux com módulos de recepção e DSP desenvolvidos ao longo deste trabalho.

Para a interação entre a *Keplan*, que atua principalmente no contexto da camada de rede, e o PLSim, que atua na camada física, foi proposta uma forma de análise multicamadas. Tal abordagem leva em consideração um método iterativo de verificação da rede, onde é feita uma simulação enlace a enlace, varrendo assim todas as rotas planejadas. Na primeira varredura (ou iteração) a rede é considerada opaca, ou seja, todos os canais ópticos iniciam e encerram a cada enlace. Já a partir da segunda iteração, a rede é considerada transparente, com a passagem dos canais pelos nós ROADMs, herdando as degradações de propagações em enlaces anteriores. Tais iterações são repetidas até que todas as rotas sejam completamente checadas.

Também foi proposta uma heurística para refinar os resultados de coloração retornados pela *Keplan*, com a finalidade de melhorar a qualidade de transmissão dos canais ópticos da rede.

Parte III

Experimentos computacionais

9 Introdução

Alguns experimentos computacionais foram realizados para validar o simulador de camada física, analisar os resultados obtidos com a abordagem multicamadas e, também, avaliar as melhorias obtidas com a heurística de otimização da coloração, proposta na Seção 7.1.

A validação do PLSim baseou-se em comparações sobre resultados da literatura. Para este processo foram utilizados como referência os resultados com melhores detalhes documentados: (i) para o caso *back-to-back* (B2B), os resultados teóricos, e (ii) para o caso de propagação de um ou mais canais em fibra, o artigo [71], bem como o *site* de referência do Projeto **EURO-FOS**¹.

Para a análise da abordagem multicamadas e da heurística de refinamento da coloração, utilizou-se redes OTN com até 16 nós ROADMs, onde foram feitos estudos comparativos sobre alterações da coloração para estudo dos efeitos consequentes. Tais comparações foram realizadas por meio de limiares (*thresholds*), estabelecidos por meio da medida da qualidade dos canais ópticos ao final de suas rotas.

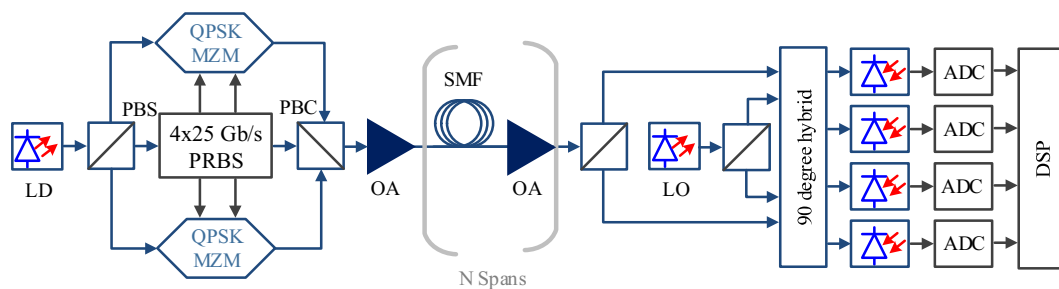
Os experimentos computacionais foram executados numa máquina *NVIDIA Tesla K20 Kepler* com *Full-Speed PCI-E x16 3.0*, 2496 núcleos de processamento de 706 MHz cada e 5 GB de memória compartilhada total. Tal equipamento foi disponibilizado graças a uma parceria com o professor Ivan T. Lima, co-orientador deste trabalho durante o estágio sanduíche, do Laboratório de Fotônica e Bioengenharia de *North Dakota State University* - EUA.

¹ http://www.optcom.polito.it/research/Experimental_files/eurofos.htm

10 Validação do PLSim

Para esta etapa de validação do simulador de camada física, foi considerado um sistema óptico com detecção coerente 100G PDM-QPSK, conforme Figura 15. Os dados obtidos em experimento de laboratório, por este sistema de transmissão, foram armazenados e publicados no site do projeto **EURO-FOS**. O artigo considerado no processo de validação do PLSim [71] utilizou-se destes dados experimentais para a obtenção de seus resultados, através da compensação de efeitos de camada física baseada em DSP.

Figura 15: Sistema óptico com detecção coerente 100G PDM-QPSK.



Os dados elétricos de quatro sequências de bits pseudo-randômica (*pseudo-random bit sequence* - PRBS) de 25 Gb/s são modulados em dois sinais ópticos QPSK ortogonalmente polarizados através de dois moduladores *Mach-Zehnder*, que são então combinados pelo PBC para gerar o sinal óptico PDM-QPSK, que será enviado pelo canal de transmissão composto por N segmentos de fibra.

Ainda no transmissor QPSK com dupla polarização, o número de bits de saída do gerador PRBS em cada polarização é igual a 65536 (2^{16}) e o número de símbolos nas quatro componentes (I_x, Q_x, I_y, Q_y) é igual a 32768 (2^{15}). A largura de linha do laser transmissor e do laser LO, bem como o desvio de frequência entre eles foram configurados para 0 Hz (isto é, sem ruído de fase).

10.1 1º passo: transmissão B2B

Como metodologia de validação do caso B2B, foram utilizados os resultados teóricos encontrados nos trabalhos [58, 59].

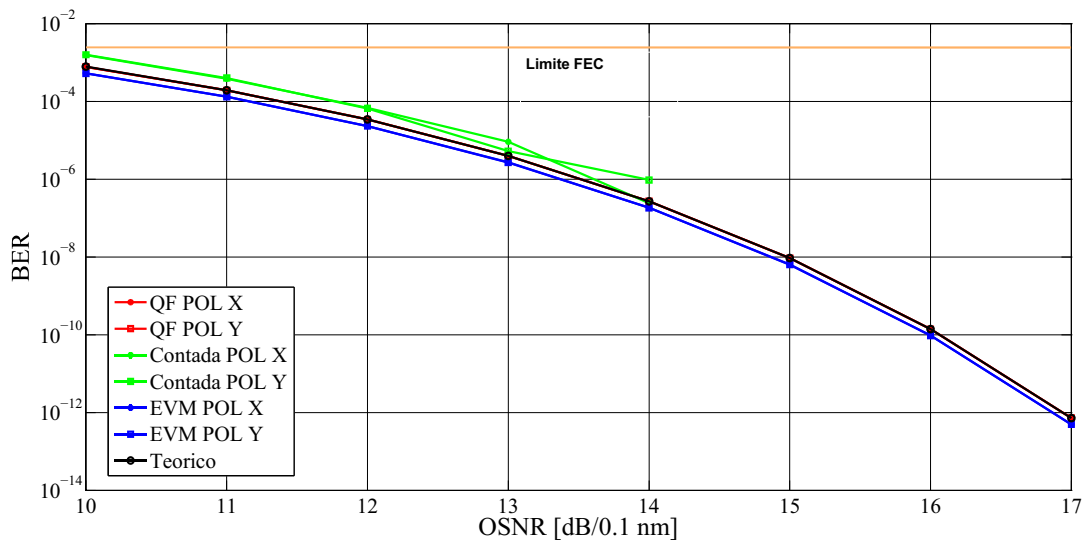
Neste caso, foi utilizado um sinal PDM-QPSK com 2^{22} símbolos, a partir de uma PRBS *De Bruijn* [72] para cada quadrante QPSK, com 8 pontos para cada símbolo e

um canal em 1550 nm . A taxa de símbolos foi de 25 Gbaud , com pulsos do tipo *sinc* (fator *roll-off* igual a zero) NRZ. Tanto a largura de linha do laser transmissor quanto a largura de linha do oscilador local foram configuradas para zero, assim como o desvio de frequência entre eles. Foi utilizada uma potência de entrada de 1 mW (0 dBm) e uma potência no oscilador local de 31.6 mW (15 dBm).

Ao sinal óptico gerado pelo transmissor adiciona-se o ruído branco aditivo Gaussiano, através da função *AWGN* do *MATLAB*, com a intensidade calculada através da relação SNR e OSNR (maiores detalhes sobre a relação sinal-ruído, elétrico e óptico e o cálculo da BER teórica a partir dessa relação estão no Anexo B), já que esta função recebe como parâmetro o valor de SNR a ser acrescentado a cada polarização do sinal PDM-QPSK.

O receptor coerente, formado por 2 híbridas 90° perfeitas e fotodetectores balanceados, recebe o sinal com ruído e faz sua amostragem pelo número de pontos da FFT para a posterior análise da BER, aqui utilizando a contagem, através da comparação da sequência de bits original transmitida com a recebida, e estimada por fator Q e EVM, conforme Seção 3.2.9. O processo se repete para cada nível de OSNR, variando de 10 dB a 17 dB.

Figura 16: Comparativo OSNR e BER para a transmissão B2B de um sinal PDM-QPSK.



Na Figura 16 é feito um comparativo dos valores de BER obtidos em relação aos dois modos de polarização X e Y para cada nível de OSNR em uma transmissão B2B, com limite FEC de $3.8 \cdot 10^{-3}$. A curva relativa à estimativa de BER por Fator Q (QF POL X e QF POL Y) coincide com a curva teórica, mostrando um melhor resultado comparado à curva da estimativa por EVM (EVM POL X e EVM POL Y). Os valores da

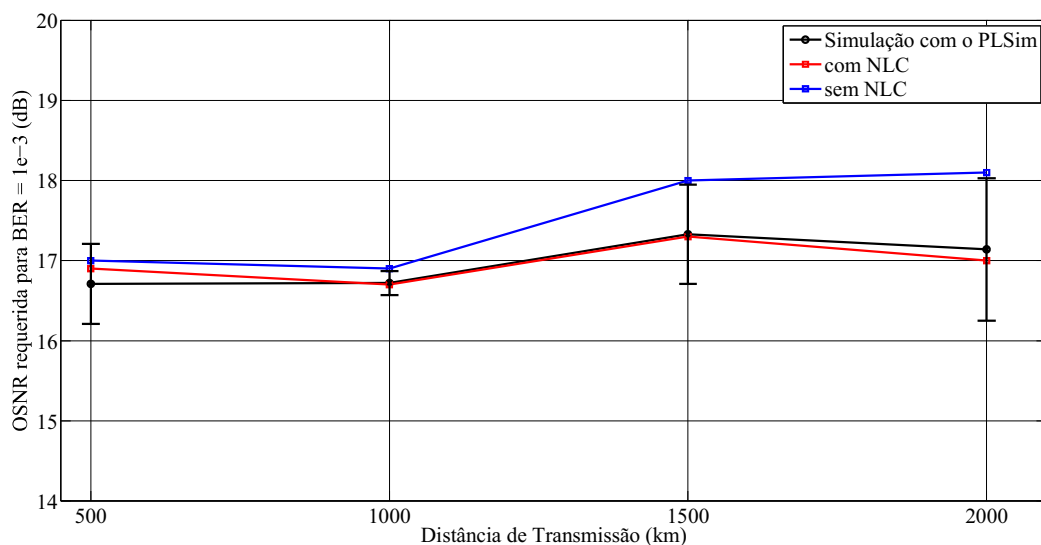
BER contada devem ser considerados até o limite de $BER < 10^{-6}$ devido à quantidade de símbolos utilizados na simulação.

10.2 2º passo: transmissão de 1 canal

Para a validação dos resultados do simulador de camada física, tanto para a propagação em fibra com 1 canal, quanto para N canais, utilizou-se um sistema óptico coerente 100 Gb/s PDM-QPSK, conforme Figura 15, cujo transmissor consiste de moduladores do tipo MZM direcionados por PRBS de grau 15 do tipo *De Bruijn*, com atraso de 32 bits entre I (*in-phase*) e Q (*quadrature*) e de 915 bits entre as polarizações. O enlace de transmissão consiste de um *loop* de 63.6 km de SSMF e amplificadores EDFA para a recuperação da perda por atenuação. A dispersão da fibra é de 16.3 ps/nm/km. O receptor é composto por 2 Híbridas 90° perfeitas e fotodetectores balanceados. A amostragem dos dados é executada à velocidade de 2 amostras por símbolo.

Para o caso específico da simulação de 1 canal em fibra, foram utilizadas diferentes distâncias de propagação: 509, 1018, 1526 e 2035 km (8, 16, 24 e 32 *loops*, respectivamente). O nível de potência na entrada da fibra foi de -3 dBm. No receptor, o ruído AWGN foi acrescentado ao sinal PDM-QPSK, que então passa por um DSP composto por um compensador de dispersão cromática, uma estrutura *butterfly* CMA e um estimador de fase (V&V). Por fim, é verificado a OSNR requerida para uma BER de 10^{-3} .

Figura 17: Comparativo OSNR requerida para uma $BER = 10^{-3}$ e distância de transmissão de um sinal PDM-QPSK.



Os resultados apresentados em [71] consideram dois cenários de compensadores de efeitos da camada física: (*i*) um, utilizando uma estrutura composta por um filtro FIR e

um compensador não linear (*Non-linear compensator* - NLC), para a correção da dispersão cromática e a alteração de fase respectivamente, onde tal estrutura será utilizada entre cada segmento de fibra; (ii) outro, sem o uso desta estrutura FIR + NLC.

A Figura 17 mostra a comparação entre os resultados de simulação do PLSim e os resultados experimentais descritos no artigo [71]. Pode-se observar que os dados de simulação obtidos pelo PLSim, na média, ficam mais próximos dos valores de OSNR apresentados na literatura correspondentes ao uso da estrutura FIR + NLC. Isso se deve ao fato da linha em vermelho representar os resultados do artigo gerados com a compensação digital da dispersão cromática e efeitos não lineares, que não é utilizado no outro cenário, representado pela linha em azul. Basicamente, a diferença entre o cenário com uso da estrutura FIR + NLC, descrito no artigo, e o sistema utilizado pelo PLSim, é que este aplica toda a parte de compensação digital dos efeitos de camada física ao final da detecção coerente (o que permite a aplicação em redes transparentes). Uma vez que o nível de potência (e conseqüentemente, não linearidades) não é muito elevado, a melhoria utilizando a estrutura intermediária de compensação entre os segmentos de fibra é limitada em 1 dB para 2000 km de propagação, o que justifica a proximidade dos resultados obtidos pelo PLSim e os resultados do cenário com o uso da estrutura FIR + NLC.

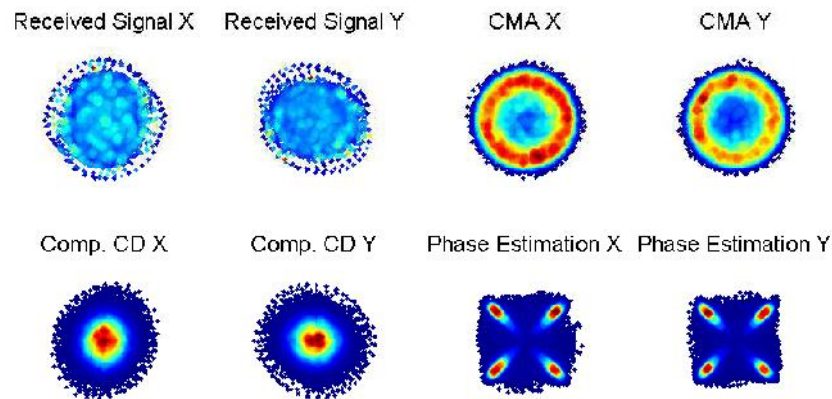
10.3 3º passo: transmissão de N canais

Para o caso da simulação da propagação de N canais co-propagantes com detecção coerente, foram utilizados 16 canais espaçados em 50 GHz, também conforme *setup* apresentado na Figura 15. As medições foram feitas para o canal central mantendo fixa a distância de propagação em 1.017,6 km (16 loops), enquanto que a potência lançada na fibra variou de -1.2 dBm até 1.6 dBm, corrigindo a atenuação por *span* de fibra. Para a comparação dos resultados obtidos pelo PLSim e os resultados da literatura, foi observado que no artigo [71] os dados gerados com a propagação neste sistema, em laboratório, foram armazenados em um osciloscópio digital para o processamento *offline*, sendo também disponibilizados na página *web* do projeto **EURO-FOS**.

A Figura 18 mostra as constelações QPSK de um dos casos em que o canal central foi detectado no receptor, com BER da ordem de 10^{-3} . Os dois eixos de polarização do sinal PDM-QPSK estão representados pelas letras X e Y. As duas primeiras constelações exibem o sinal após a passagem pelos ADCs (*Received Signal X* e *Received Signal Y*) exibindo a maior parte dos símbolos fora de suas posições originais no quadrante IxQ, principalmente devido às degradações sofridas pelo sinal ao longo da propagação pelas fibras ópticas. Já no módulo DSP, na segunda fase do processo de recuperação do sinal transmitido, tem-se a compensação da dispersão cromática (*Comp. CD X* e *Comp. CD Y*) através de filtros FIR. Observa-se nesta fase que a maior parte dos símbolos estão

concentrados no centro do quadrante, mostrando o resultado do tratamento da dispersão dos pontos. Na terceira fase é feita a demultiplexação das componentes de polarização (*CMA X* e *CMA Y*) via CMA. Os símbolos começam a formar círculos concêntricos, se aproximando mais de suas posições originais. Finalmente, na última fase de tratamento do sinal, a maior parte dos símbolos consegue se aproximar mais de suas posições originais, efeito produzido pelo módulo de estimação de fase (*Phase Estimation X* e *Phase Estimation Y*) via V&V. Observa-se uma diferença substancial de localização dos símbolos entre as primeiras e últimas constelações, mostrando que realmente os módulos do DSP conseguem recuperar o sinal transmitido com uma taxa de erros aceitável para este tipo de sistema.

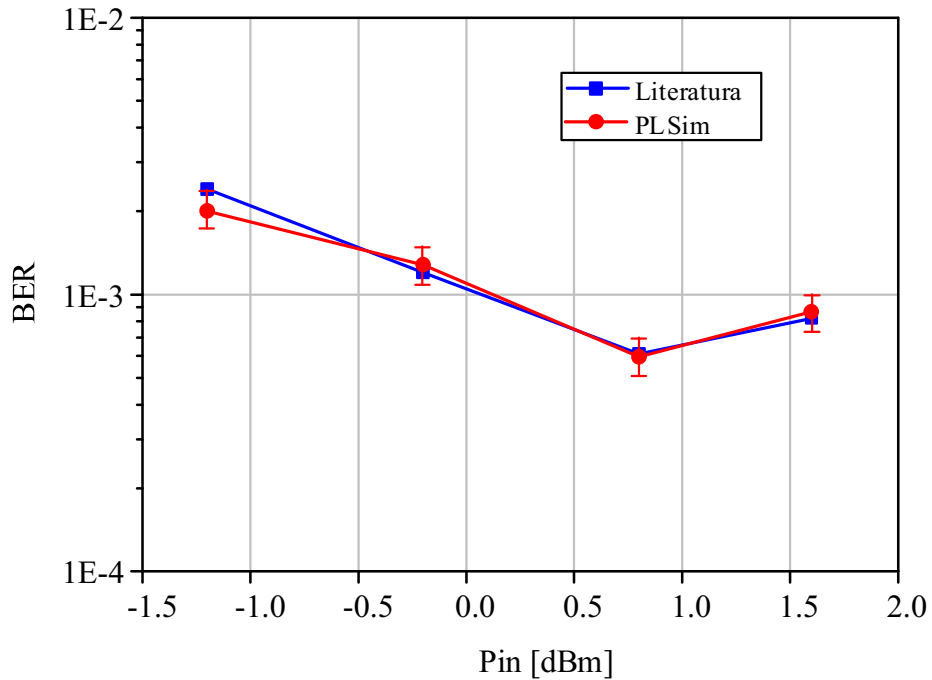
Figura 18: Comprimento de onda central do sinal recebido após 1017.6 km de fibra sem DCM.



Na Figura 19 foi feita a comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais apresentados em [71]. Para esses resultados, o tamanho da janela de símbolos do módulo de estimação de fase da portadora (V&V) precisou ser otimizado para cada nível de potência. Pode ser observado que os resultados obtidos via PLSim estão próximos, pela média, dos apresentados em [71]. De fato, a variação dos dados de simulação foi pequena devido: (i) ao uso da mesma entrada de dados disponibilizados pelo projeto **EURO-FOS** para todas as simulações *Monte Carlo*, (ii) à variação apenas do parâmetro de tamanho de janela do módulo DSP de estimação da fase e, por fim, (iii) ao não elevado nível de potência considerado nos experimentos originais.

Pelo fato do DSP considerado no artigo de referência [71] conter apenas três módulos: o compensador de dispersão cromática, utilizado entre cada segmento de fibra, o demultiplexador das componentes de polarização e o estimador de fase; e, também, de estar fora do escopo deste trabalho analisar a influência de desvio de frequência entre os laser transmissor e o laser LO sobre o sinal PDM-QPSK, para os demais experimen-

Figura 19: Comparativo BER e potência de entrada na fibra para a transmissão de 16 canais.



tos computacionais realizados nesta tese, o módulo de estimação da frequência não foi utilizado.

Até este ponto foi considerada a simulação de apenas um enlace da rede. A partir das próximas seções será abordada a simulação de um sistema de detecção coerente no contexto de rede, ou seja, considerando um sinal PDM-QPSK que chegue ao final de um determinado enlace, já degradado, possa ainda continuar a sua transmissão por outros enlaces.

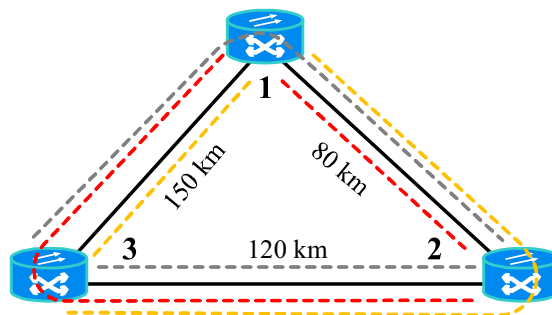
11 Estudo da abordagem multicamadas

O objetivo desta Seção é estudar os resultados obtidos com a implementação da proposta de análise multicamadas, comparando-os com a qualidade de transmissão das rotas planejadas pela *Keplan*.

11.1 Rede mesh de 3 nós

Após o processo de validação do simulador de camada física para um enlace, foi realizado o processo de validação da *Keplan* usando uma rede de três nós com distâncias entre cada par de nós de 80 km, 120 km e 150 km, conforme Figura 20. O arquivo de entrada contém uma descrição da topologia lógica, incluindo 3 nós posicionados no meio dos *spans* para o posicionamento dos amplificadores e DCMs, características das fibras ópticas, o portfólio dos equipamentos e as demandas de tráfego. Foram consideradas somente demandas do tipo OTU4 entre cada par de nós e proteção completa da rede.

Figura 20: Rede de 3 nós ROADM (1 a 3) com enlaces de 80 a 150 km. As linhas pontilhadas representam as rotas bidirecionais.



Como esperado para esse caso, já que existem demandas entre os 3 nós da rede e com proteção, a *Keplan* retornou 12 rotas e 3 comprimentos de onda conforme Tabela 2. O ganho de amplificação para cada amplificador corresponde às perdas sofridas em cada *span* incluindo os ROADMs. Foram testados dois algoritmos de associação de comprimentos de onda, o *First-Fit*, implementado pela *Keplan*, e um Aleatório, com todos os canais pertencentes à banda C. Os resultados de *Q-Factor* são apresentados nas colunas 5 e 6 respectivamente. A rota é considerada viável somente se sua $BER \leq 3.8 \cdot 10^{-3}$ antes da FEC, o que corresponde a um $Q-Factor \geq 2.67 \text{ dB}$ [73]. Para o *First-Fit* 4 rotas não foram viáveis enquanto que para o algoritmo aleatório, apenas 2 rotas. As setas da

última coluna indicam um acréscimo (\uparrow) ou decréscimo (\downarrow) do Q -Factor para o algoritmo aleatório quando comparado ao *First-Fit*. Assim, é possível observar uma melhoria nos resultados de QoT das rotas apenas com uma alteração nos valores dos comprimentos de onda utilizados na coloração, comparando os dois cenários.

Tabela 2: Resultados da rede de 3 nós.

Rota ID	Sequência de nós	λ [nm] <i>First-Fit</i>	λ [nm] Aleatório	Fator Q [dB] <i>First-Fit</i>	Fator Q [dB] Aleatório
1	3 \rightarrow 1	1532.68	1549.32	4.6	4.6
2	3 \rightarrow 2 \rightarrow 1	1532.68	1549.32	4.1	\downarrow 3.1
3	3 \rightarrow 1 \rightarrow 2	1531.12	1538.98	2.3	\uparrow 3.0
4	3 \rightarrow 2	1531.12	1538.98	3.8	\downarrow 2.1
5	2 \rightarrow 1	1529.55	1529.55	6.4	\downarrow 3.2
6	2 \rightarrow 3 \rightarrow 1	1529.55	1529.55	2.5	\uparrow 3.6
7	2 \rightarrow 1 \rightarrow 3	1531.12	1538.98	2.7	\uparrow 5.2
8	2 \rightarrow 3	1531.12	1538.98	2.2	\uparrow 2.5
9	1 \rightarrow 2	1529.55	1529.55	4.4	\uparrow 6.9
10	1 \rightarrow 3 \rightarrow 2	1529.55	1529.55	2.7	\uparrow 2.9
11	1 \rightarrow 3	1532.68	1549.32	2.4	\uparrow 3.0
12	1 \rightarrow 2 \rightarrow 3	1532.68	1549.32	4.0	\downarrow 3.0

11.2 Rede mesh de 7 nós

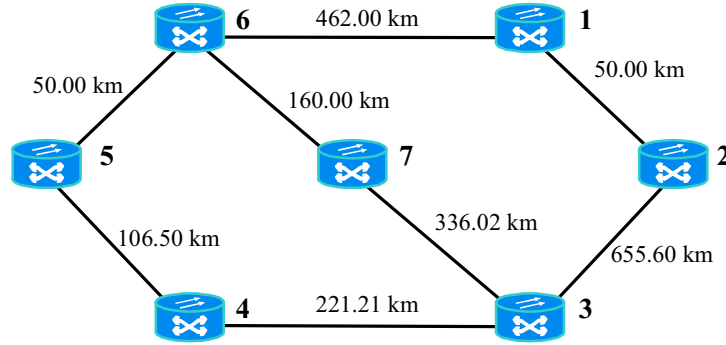
Também analisou-se uma rede *mesh* de 7 nós considerando distâncias realísticas para uma OTN, conforme ilustrado na Figura 21. Para essa rede em malha, as distâncias entre os nós variam de 50 *km* e 655.60 *km*. A meta é comparar o número de rotas viáveis considerando as iterações opaca e transparente da simulação. A matriz de tráfego contém 21 demandas bidirecionais de canais OTU4, fibras monomodo padrão para todos os *spans*, módulos compensadores de dispersão, EDFAs e módulos de transponders ópticos coerentes.

A Ferramenta retornou um número cromático [64] igual a 82 e rotas variando de 1 a 5 saltos. O enlace mais ocupado tem 14 rotas enquanto que o menos congestionado tem somente 5. Usou-se o *First-Fit* para associar os comprimentos de onda desde que ele representa o cenário do pior caso. Todos os comprimentos de onda estão na banda C.

Para as simulações de camada física foram utilizados 2^{16} símbolos à taxa de 28 *Gbaud/s*, 64 pontos por símbolo, pulsos *sinc* NRZ, taxa de amostragem do ADC igual a 56 *GSample/s* e ENOB igual a 12 bits. O parâmetro de convergência do CMA foi

de 10^{-3} com o número de *taps* otimizado para cada enlace da rede, assim como o tamanho da janela de símbolos do estimador de fase.

Figura 21: Um exemplo de rede em malha com 7 nós e 8 enlaces.



A Tabela 3 identifica o número do enlace para todos os nós da rede. As Tabelas 4 e 5 mostram os diagramas de cor representando os resultados das iterações opaca e transparente respectivamente. Para a iteração transparente foi considerado $\#RUNS = 5$, já que a maior rota desta rede possui 5 enlaces. A análise de viabilidade foi baseada também no $Q\text{-Factor} = 2.67 \text{ dB}$. Em ambos os casos, n_λ e L representam o número de comprimentos de onda e o número do enlace, respectivamente. Cada retângulo colorido representa: ■: nó de origem, ■: nó de passagem, ■: nó final com uma rota viável e ■: nó final com uma rota inviável. Por exemplo, o comprimento de onda $n_\lambda = 1$ inicia e termina no enlace $L = 1$, aprovado tanto na iteração opaca quanto na iteração transparente. Já o comprimento de onda $n_\lambda = 4$ inicia no enlace $L = 5$, passa pelo enlace $L = 8$ e finaliza no enlace $L = 10$, aprovado na iteração opaca, mas reprovado na iteração transparente. A maioria das rotas nas iterações opaca e transparente são viáveis. Para a iteração opaca foram obtidos 22 canais problemáticos que representa em torno de 27 %. Este número dobra na iteração transparente.

Na categoria "vermelha", os resultados que parecem mais óbvios são aqueles em que o canal é aprovado na iteração opaca, mas é reprovado na iteração transparente (ex.: canais 6, 12, etc.). Isso ocorre principalmente pelo fato desses canais interagirem com outros canais co-propagantes durante o seu percurso em diferentes disposições da grade de comprimentos de ondas. Porém, pode-se ressaltar alguns casos interessantes nos resultados obtidos. Primeiro, na iteração opaca, existem 2 enlaces de 50 km (enlaces 10 e 13) com 2, entre 14, canais reprovados. Considerando a distância não-linear L_{NL} para um sistema WDM, dada por [47]:

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_T \frac{2C-1}{C}}, \quad (11.1)$$

Tabela 3: Disposição dos enlaces para a rede de 7 nós.

Número do enlace (L)	Nó origem	Nó destino
1	1	2
2	1	6
3	2	3
4	2	1
5	3	4
6	3	2
7	3	7
8	4	5
9	4	3
10	5	6
11	5	4
12	6	7
13	6	5
14	6	1
15	7	3
16	7	6

onde $P_T = \sum_m |E_m|^2$ é a potência total de entrada, γ é o coeficiente de não-linearidade e C é a quantidade de canais co-propagantes; tem-se para esses enlaces que $P_T = 14 \text{ mW}$, $C = 14$ e $\gamma \approx 1.3 \text{ (W.km)}^{-1}$, então $L_{NL} \approx 28 \text{ km} < 50 \text{ km}$. Isso significa que estes comprimentos de onda foram penalizados pelos efeitos não-lineares, isto é, o XPM e o XPolM influenciaram o QoT de alguns canais. A degradação desses canais pode ser minimizada pela utilização de técnicas mais eficientes de coloração da rede na fase de planejamento, como será estudado no experimento computacional a seguir.

Ainda pode-se citar outro caso aparentemente intrigante, quando alguns canais são desaprovados na iteração opaca, mas são aprovados na iteração transparente. Isso é devido provavelmente ao fato de um canal co-propagante poder sofrer influências de outros diferentes canais ao longo de suas rotas através de interações entre efeitos lineares e não-lineares, similar ao que acontece em sistemas solitônicos. O que é possível perceber aqui é um ajuste ou acomodação do canal enquanto ele trafega pelos enlaces (ex.: enlaces 10 e 26).

Tabela 4: Iteração opaca.

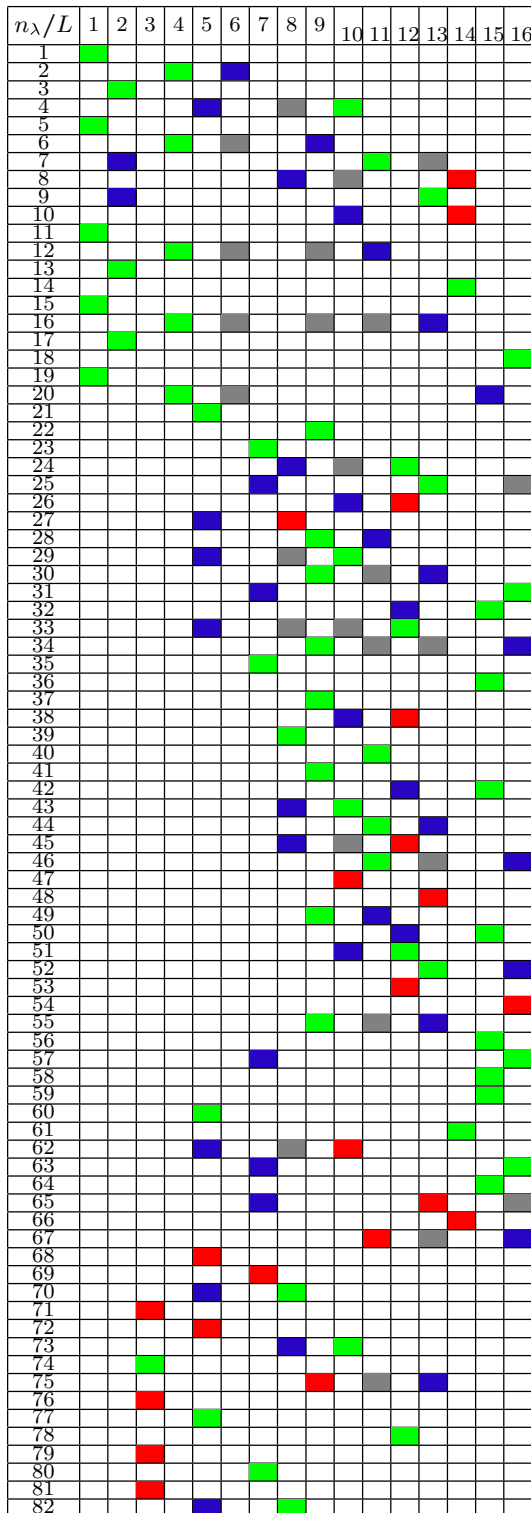
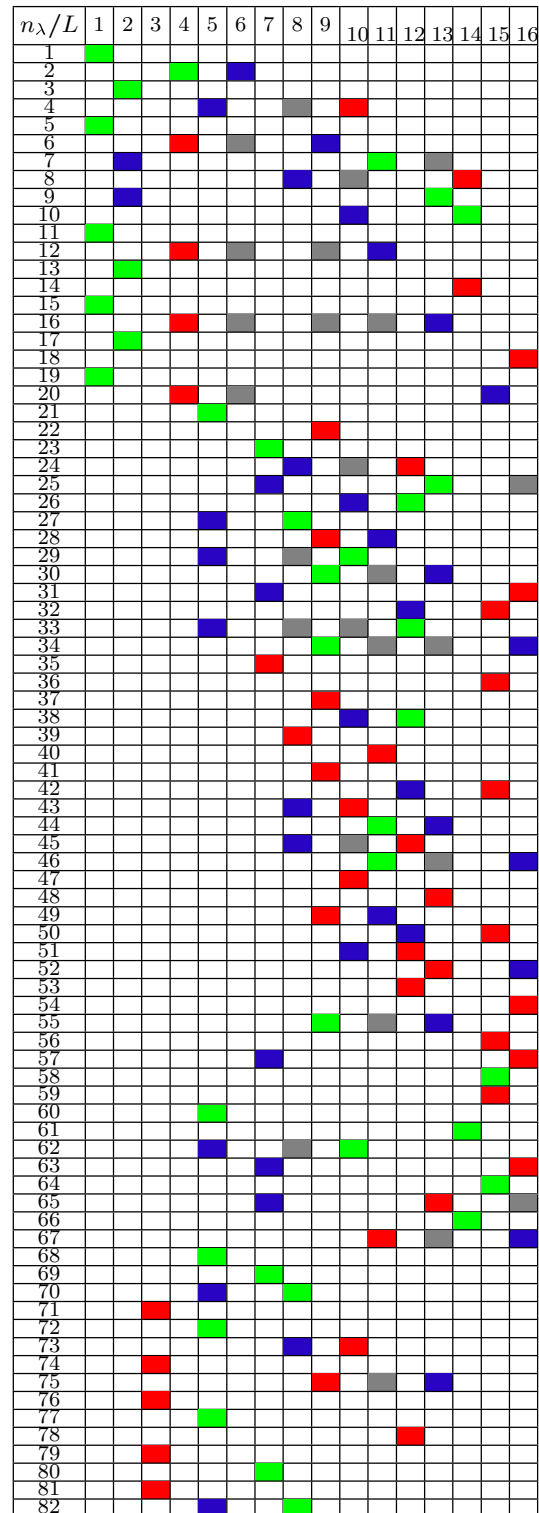


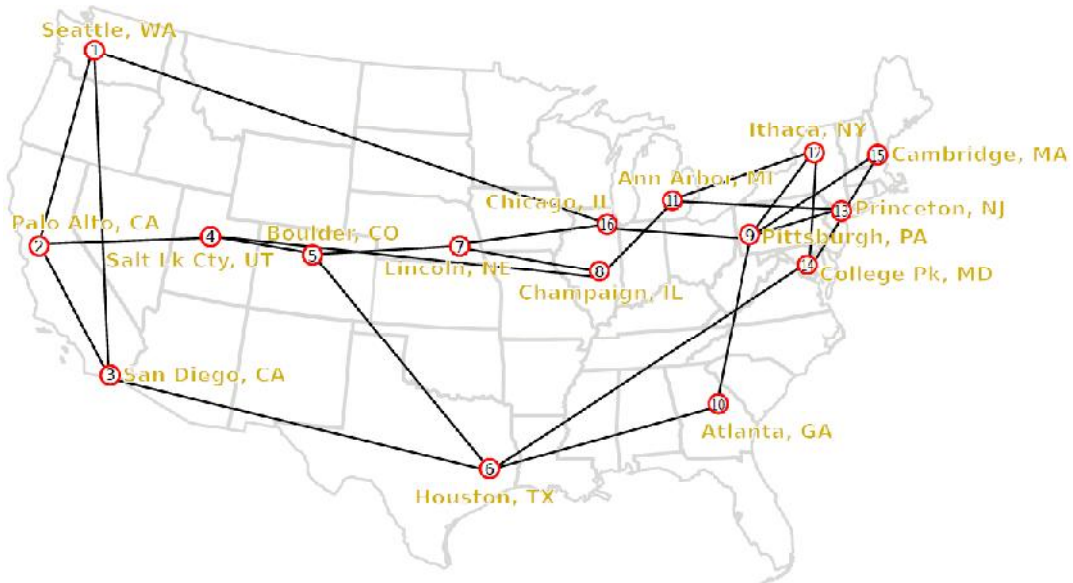
Tabela 5: Iteração transparente.



11.3 Rede mesh de 16 nós

Para um teste mais robusto da abordagem multicamadas proposta neste trabalho, realizaram-se experimentos computacionais sobre uma topologia de rede real de 16 nós (NSFNET de 1991), descrita na Figura 22.

Figura 22: Rede NSFNET com 16 nós.



Fonte: [64].

Como não eram disponíveis as informações referentes aos pontos de amplificação, cada enlace com comprimento maior que 150 km foi aleatoriamente dividido em segmentos entre 50 e 150 km , resultando em 220 pontos que podem ser usados para amplificação, totalizando 236 nós na rede. As demais informações da rede *mesh* utilizada estão na Tabela 6.

Tabela 6: Características da rede mesh de 16 nós.

Número máximo de comprimentos de onda por fibra	8
Espaçamento	100 GHz
Menor comprimento de onda	C60 (1529.55 nm)
Taxa de dados por canal	112 Gb/s
Comprimento das fibras	50 a 150 km
Potência de saída dos lasers	-3 a 3 dBm
Coefficiente de atenuação das fibras	0.22 dB/km
Relação sinal ruído óptico (OSNR)	15 dB
<i>Slope</i>	$0.08\text{ ps/nm}^2/\text{km}$
Coefficiente de dispersão cromática @ 1550.12 nm	17 ps/km/nm
Coefficiente de não-linearidade da fibra	$1.37\text{ (W} \cdot \text{km)}^{-1}$

Por se tratar de uma rede OTN com mais nós e enlaces maiores, alguns procedi-

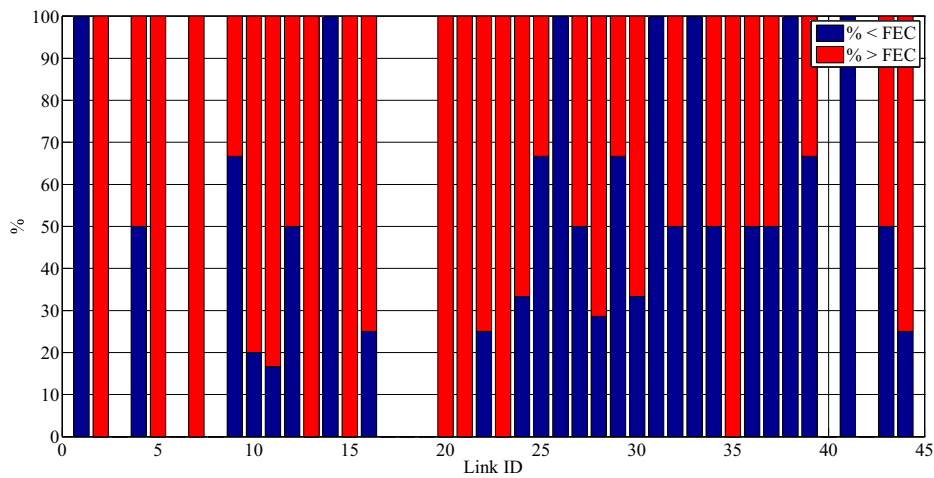
mentos específicos foram realizados com o intuito de otimizar os valores de QoT obtidos via ferramenta de planejamento. A partir da coloração gerada pela *Keplan*, observou-se que o enlace mais congestionado desta rede necessita de oito comprimentos de onda para atender suas demandas. Passou-se, então, a analisar este enlace em particular para obter a melhor associação de comprimentos de onda com menor impacto dos efeitos de camada física. Através da experiência de várias simulações realizadas no PLSim, alterando esses valores dos comprimentos de onda através de uma fibra padrão, observou-se que o ato de escolher comprimentos de onda "espalhados" pelo intervalo de canais disponíveis não necessariamente melhora a QoT deles, principalmente quando se trabalha com efeitos lineares, não-lineares e de dupla polarização em conjunto. Portanto, trabalhou-se com janelas de oito canais em sequência dentro da banda C, variando-se o posicionamento desta janela até obter os melhores resultados em relação a este enlace mais congestionado, o que diminui a quantidade de opções viáveis a serem verificadas. Observou-se que, para este caso, a melhor janela de comprimentos de onda foi a **C21-C28** (1560.61 nm - 1554.94 nm, respectivamente) com espaçamento de 100 GHz, seguindo o planejamento inicial.

Com a melhor sequência de comprimentos de onda obtida na etapa anterior, foi realizado o ajuste fino do procedimento através da permutação destes dentro da janela obtida, agora simulando toda a rede e não apenas um enlace sozinho, conforme o Algoritmo 2 proposto na Seção 7.1. Utilizou-se $MAX_ITER = 200$, $MAX_ITER_WORST = 100$ e $\kappa = 0.5$.

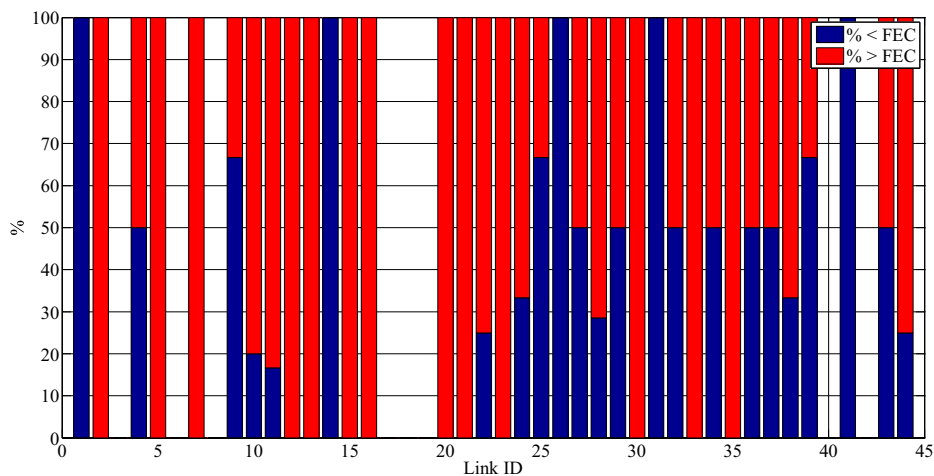
Primeiramente, com o objetivo de comparação de resultados, executou-se a simulação para a análise multicamadas com os dados retornados pela *Keplan* somente. A Figura 23 mostra a porcentagem de canais aprovados (em azul) e reprovados (em vermelho) para cada enlace da rede. Será considerada como métrica de análise destes resultados, uma quantidade maior ou igual a 50 % de canais reprovados, finalizados por enlace, para considerar este também reprovado enquanto componente final de uma determinada rota (apesar de um enlace ser considerado reprovado nesta análise de resultados proposta, não necessariamente significa que ele é inviável em termos de amplificadores e DCMs alocados). Neste cenário, após a iteração opaca (Figura 23a), 17 enlaces estão reprovados, ou seja, 47 % dentre os enlaces que foram utilizados por alguma rota. Ao final das 4 iterações transparentes (Figura 23b), o número de enlaces reprovados aumentou para 20 (56 %). Observa-se aqui que, apenas utilizando a alocação de comprimentos de onda retornada pela ferramenta de planejamento, a maior parte dos canais ópticos utilizados na rede estariam com QoT abaixo do desejado.

Como segundo cenário de testes, foram realizados os refinamentos descritos nesta Seção sobre a coloração retornada pela *Keplan*, com o objetivo de otimizar a quantidade de rotas viáveis da rede. A Figura 24 mostra os resultados de simulação da rede considerando a alteração realizada na ordem dos comprimentos de onda utilizados em cada enlace. Após

Figura 23: Canais aprovados por enlace considerando apenas a coloração calculada pela *Keplan*



(a) *Keplan* - Iteração Opaca



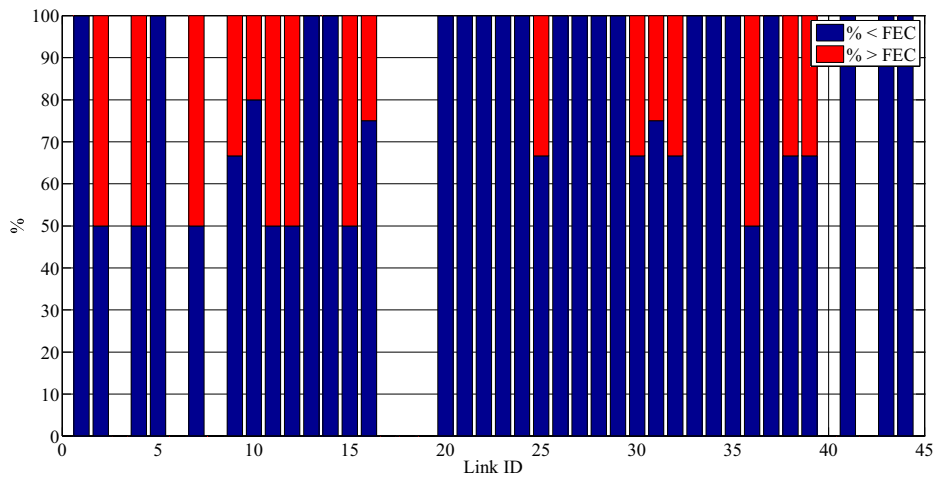
(b) *Keplan* - Iteração Transparente

a iteração opaca, Figura 24a, observa-se que nenhum dos enlaces foi reprovado. Já após as 4 iterações transparentes, Figura 24b, 4 enlaces foram reprovados, ou seja 11 %, quantidade menor considerando o cenário anterior.

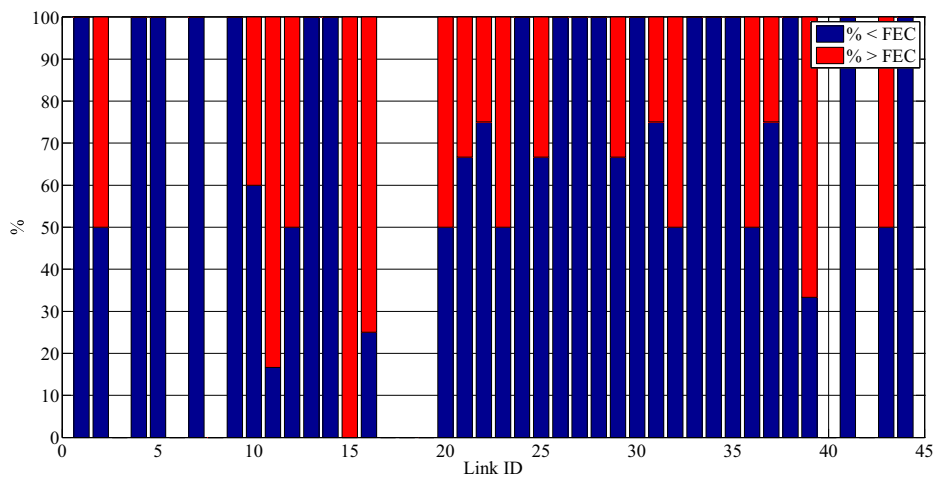
A ferramenta de planejamento *Keplan* cumpre seu propósito de gerar soluções iniciais viáveis de roteamento e alocação de comprimentos de onda. Entretanto, pelos resultados apresentados nas Figuras 23 e 24, percebe-se que o uso de métodos simples de escolha dos comprimentos de onda, como o *First-fit*, podem resultar em mais canais com QoT abaixo do desejável, implicando na necessidade de aplicação de algoritmos mais específicos para tal processo inerente ao projeto de redes.

Com os resultados obtidos ao longo deste estudo sobre a análise multicamadas em redes *mesh* OTN, pode-se verificar que a utilização apenas de modelos analíticos

Figura 24: Canais aprovados por enlace considerando a otimização da coloração



(a) Heurística - Iteração Opaca



(b) Heurística - Iteração Transparente

para a verificação de QoT não necessariamente garante a viabilidade de uma rota. Para isso torna-se essencial a análise numérica, mesmo que mais custosa, para a validação dos resultados.

Parte IV

Considerações finais

12 Conclusão

Redes ópticas usando ROADMs e *laser* sintonizável estão em provável evolução para redes em malha totalmente ópticas em um futuro próximo. Redes transparentes permitem que os dados sejam mantidos no domínio óptico e, assim, gerando considerável redução nos custos de projeto. Porém, os efeitos de camada física degradam o sinal ao longo de sua propagação à medida que ele é transmitido através de um ou mais enlaces, com isso, limitando o alcance do sistema. Assim, técnicas especiais tais como a detecção coerente e o processamento digital de sinais devem ser usadas para recuperar os sinais ópticos degradados durante a propagação, como o que já acontece em sistemas 100 Gb/s comerciais.

Os efeitos de camada física são o principal foco do pacote de ferramentas *Optical Network Design and Analysis* (ONDA), que foi construído em arquitetura modular, contendo funções de planejamento da rede, com posicionamento de dispositivos ópticos e coloração das rotas ópticas, e simulação numérica da propagação de sinais ópticos WDM em fibras. Como acréscimo deste trabalho ao projeto ONDA, foi proposta uma metodologia de planejamento para redes OTNs considerando sistemas coerentes de altas taxas de transmissão, através de uma abordagem iterativa para análise multicamadas, ou seja, estendendo uma simulação ponto-a-ponto para a simulação de camada física no contexto de redes.

Com o objetivo de verificação da proposta principal deste trabalho, primeiramente foi realizada a validação do simulador numérico de camada física para um enlace através da comparação dos resultados experimentais, encontrados na literatura, com simulações numéricas de um sistema óptico coerente PDM-QPSK de 100 Gb/s, iniciando de um cenário B2B, passando pela análise de transmissão de um canal apenas e variação das distâncias de propagação, finalizando com 16 canais WDM e 1017.6 km de fibra, sem compensação de dispersão. Então, um planejamento de uma rede de três nós ROADMs foi realizada para estudar o comportamento das rotas ópticas, através do simulador de camada física já validado, com algumas mudanças manuais no passo de coloração. Foi possível constatar que a alteração no posicionamento dos comprimentos de onda na grade WDM pode trazer melhorias no QoT dos canais ópticos.

Resultados preliminares também foram obtidos através de uma rede *mesh* de sete nós, semi-realística, para permitir a verificação da necessidade de uma análise enlace a enlace, com acúmulo de distorções, para o projeto de redes transparentes. Apesar do aumento no consumo de recursos computacionais para as simulações numéricas, usando

computação paralela em GPUs, a abordagem foi efetiva e identificou uma possibilidade de análise de redes totalmente ópticas com alta precisão na medida de QoT dos canais ITU. Com este experimento computacional em maior escala, foi possível observar alguns padrões de comportamento dos comprimentos de onda ao longo de suas propagações através de suas rotas ópticas, através de diagramas de cores.

Por fim, foram obtidos resultados com uma rede OTN NSFNET de 16 nós. Porém, a coloração obtida pela ferramenta de planejamento não foi suficiente para gerar um número razoável de rotas viáveis, como pôde ser observado via o simulador de camada física PLSim. Por isso, foi empregada uma heurística para refinamento da coloração retornada pela *Keplan*. Com a aplicação desta técnica foi possível conseguir que a maior parte das rotas estivessem com um bom nível de QoT.

Com a análise multicamadas proposta neste trabalho foi possível verificar a necessidade da utilização de simulações de camada física, via método numérico, para a verificação do roteamento e alocação de comprimentos de onda obtidos via modelos analíticos. Com isso, pode-se concluir que qualquer projeto de implementação de uma ferramenta de planejamento de redes OTN deve possuir um módulo, implementado considerando a camada óptica através de métodos numéricos, para validação das degradações do sinal óptico sofridas ao longo de suas rotas.

13 Proposta de projetos futuros

Como projetos futuros, pode-se sugerir:

1. A criação de uma interface gráfica para o pacote ONDA, permitindo o uso do *Keplan* e do PLSim sem a necessidade do contato direto entre o usuário e os arquivos de integração do tipo XML. Com isso, o usuário poderia desenhar a topologia física da rede que gostaria de planejar e passar os outros parâmetros de forma mais amigável, podendo receber relatórios simples e os projetos da rede na forma de figuras e gráficos;
2. Simulação de outros tipos de sistemas de transmissão na camada física, como o OOFDM e constelações maiores de QAM, à taxas maiores, com as devidas alterações dos modelos da *Keplan*, para a análise multicamadas de redes;
3. Obtenção de resultados da metodologia de análise multicamadas para redes OTN com um maior número de nós ROADMs;
4. Desenvolvimento de uma metodologia de realimentação da *Keplan* com os dados fornecidos pelo simulador PLSim após suas iterações opacas e transparentes, como forma de otimizar o roteamento e a alocação dos comprimentos de onda das redes planejadas, gerando uma maior confiabilidade e precisão dos resultados finais;
5. Inclusão no pacote ONDA da possibilidade de emular redes *backbones* e/ou *data-centers* através de uma rede de máquinas virtuais, usando técnicas de computação de alto desempenho;
6. Disponibilização de processamento distribuído em todos os módulos do pacote ONDA, para a otimização no uso de recursos computacionais durante o planejamento de redes com mais de duas dezenas de nós de comutação.

Referências

- [1] B. Mukherjee, *Optical WDM networks*. Springer Science, 2006. Citado na página 19.
- [2] C. Lam, H. Liu, B. Koley, X. Zhao, V. Kamalov, and V. Gill, “Fiber optic communication technologies: What’s needed for datacenter network operations?” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 7, pp. 32–39, Jul. 2010. Citado na página 19.
- [3] ITU-T, “Recommendation G.709/Y.1331 (02/2012). interfaces for the optical transport network,” Feb. 2012. Citado na página 19.
- [4] ———, “Recommendation G.872 (2001). Architecture of optical transport networks,” 2012. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 64.
- [5] E. Ip and J. Kahn, “Fiber impairment compensation using coherent detection and digital signal processing,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502–519, Feb. 2010. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5173514> Citado 2 vezes nas páginas 20 e 41.
- [6] B. Pillai, B. Sedighi, K. Guan, N. Anthapadmanabhan, W. Shieh, K. Hinton, and R. Tucker, “End-to-end energy modeling and analysis of long-haul coherent transmission systems,” *IEEE Journal of Lightwave Technology, Journal*, vol. 32, no. 18, pp. 3093–3111, September 2014. Citado na página 20.
- [7] B. J. Solé-Pareta, S. Subramanianm, D. Careglio, and S. Spadaro, “Cross-layer approaches for planning and operating optical impairment-aware Optical Networks,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 5, p. 12, 2012. Citado na página 20.
- [8] S. Azodolmolky and J. Perelló, “Experimental demonstration of an impairment aware network planning and operation tool for transparent/translucent optical networks,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 439–448, 2011. Citado na página 20.
- [9] M. Joindot and S. Gosselin, “Optical fiber transport systems and networks: fundamentals and prospects,” *Comptes Rendus Physique*, vol. 9, no. 9-10, pp. 914–934, Nov. 2008. [Online]. Disponível em: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S163107050800131X> Citado na página 24.

- [10] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communications systems*, 3rd ed., 2002, vol. 6. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 44.
- [11] O. Bertran-Pardo, “On coherent detection for optical transmissions at 40 Gb/s and 100 Gb/s,” Tese de Doutorado, 2010. Citado 10 vezes nas páginas 24, 26, 28, 30, 31, 41, 43, 53, 56 e 57.
- [12] G. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, 4th ed. Academic Press, 2007. Citado 11 vezes nas páginas 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 34, 36 e 38.
- [13] C. Menyuk, “Stability of solitons in birefringent optical fibers. II. Arbitrary amplitudes,” *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 5, no. 2, p. 392, Feb. 1988. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=josab-5-2-392><http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?id=5085> Citado na página 29.
- [14] J. P. Silmon-Clyde and J. N. Elgin, “Incompatibility of polarization-division multiplexing with wavelength-division multiplexing in soliton-transmission systems.” *Optics letters*, vol. 23, no. 3, pp. 180–2, Feb. 1998. [Online]. Disponível em: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/18084452> Citado na página 29.
- [15] C. R. Menyuk, “Interaction of nonlinearity and polarization mode dispersion,” *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, vol. 1, no. 4, pp. 305–311, Dec. 2004. [Online]. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/s10297-004-0009-x> Citado na página 30.
- [16] V. Musara, W. T. Ireta, S. K. Fosuhene, L. Wu, and A. W. Leitch, “Tuneable polarization mode dispersion emulator: fixed polarization maintaining fibre sections and rotatable polarization orientations,” *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, no. 3, pp. 228–234, Feb. 2012. [Online]. Disponível em: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0030402611001707> Citado na página 31.
- [17] I. T. Lima, “Investigation of the performance degradation due to polarization effects in optical fiber communications systems,” Tese de Doutorado, 2003. Citado na página 32.
- [18] A. Andrusier and M. Shtaif, “Equalization performance in the presence of linear polarization impairments,” in *OFC/NFOEC Technical Digest*, 2012, pp. 10–12. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?uri=OFC-2012-OTu1A.1> Citado na página 32.
- [19] M. Kushnerov, “DSP for coherent single-carrier receivers,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3614–3622, 2009. [Online]. Disponível em:

- http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5071205 Citado na página 32.
- [20] H. Ji, J. Lee, H. Kim, P. Park, and Y. Chung, “Effect of PDL-induced coherent crosstalk on polarization-division-multiplexed direct-detection systems,” *Optics express*, vol. 17, no. 3, pp. 1169–1177, 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?uri=oe-17-3-1169> Citado na página 32.
- [21] O. V. Sinkin, “Calculation of bit error rates in optical fiber communications systems in the presence of nonlinear distortion and noise,” Tese de Doutorado, 2006. Citado na página 33.
- [22] G. Kaur, M. Patterh, and M. Singh, “Impact of pulse walk off effect on Stimulated Raman scattering in a DWDM transmission system,” *International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems*, pp. 556–559, Dec. 2009. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5441040> Citado na página 33.
- [23] R. Smith, “Optical power handling capacity of low loss optical fibers as determined by stimulated Raman and Brillouin scattering,” *Applied Optics*, vol. 11, no. 11, pp. 2489–2494, 1972. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/ao/fulltext.cfm?uri=ao-11-11-2489> Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- [24] R. H. Stolen, “Raman gain in glass optical waveguides,” *Applied Physics Letters*, vol. 22, no. 6, p. 276, 1973. [Online]. Disponível em: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/apl/22/6/10.1063/1.1654637> Citado na página 33.
- [25] A. Chraplyvy, “Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 9037050, pp. 1548–1557, 1990. [Online]. Disponível em: <http://www.tuc.nrao.edu/~bshellue/chrapp.pdf> Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- [26] A. Kobayakov, M. Sauer, and D. Chowdhury, “Stimulated Brillouin scattering in optical fibers,” *Advances in Optics and Photonics*, vol. 2, no. 1, p. 1, Dec. 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=aop-2-1-1> Citado na página 34.
- [27] S. V. Chernikov and J. R. Taylor, “Measurement of normalization factor of $n(2)$ for random polarization in optical fibers.” *Optics letters*, vol. 21, no. 19, pp. 1559–61, Oct. 1996. [Online]. Disponível em: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/19881724> Citado na página 35.

- [28] P. Wai and C. Menyuk, “Polarization mode dispersion, decorrelation, and diffusion in optical fibers with randomly varying birefringence,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, 1996. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=482256 Citado na página 35.
- [29] M. Freitas, “Limits on bit rate capacity improvement induced by SPM in installed standard fiber links at 1550 nm,” in *Telecommunications Symposium, 1998. ITS '98 Proceedings. SBT/IEEE International.*, vol. 2, 1998, pp. 606 – 610. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=718464 Citado na página 36.
- [30] P. K. Wai, C. R. Menyuk, and H. H. Chen, “Stability of solitons in randomly varying birefringent fibers.” *Optics letters*, vol. 16, no. 16, pp. 1231–3, Aug. 1991. [Online]. Disponível em: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/19776928> Citado na página 36.
- [31] A. Bononi, N. Rossi, and P. Serena, “Transmission limitations due to fiber nonlinearity,” *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2011*, 2011. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=OFC-2011-OWO7> Citado na página 37.
- [32] P. Serena. Optilux: matlab/octave toolbox to simulate optical communication systems. [Online]. Disponível em: www.optilux.sourceforge.net Citado 3 vezes nas páginas 37, 70 e 73.
- [33] M. Freitas, L. D. C. Calmon, and R. T. R. Almeida, “Mistura de quatro ondas em sistemas WDM utilizando fibras DS,” in *XIX SBrT Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza, 2001, pp. 1–4. Citado na página 38.
- [34] C. Lopes, “Controle dos efeitos da mistura de quatro ondas (FWM) para melhoria no gerenciamento do QoS óptico em redes GMPLS/DWDM.” Tese de Doutorado, 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3141/tde-31052011-165551/> Citado na página 38.
- [35] M. Winter and C. Bunge, “A statistical treatment of cross-polarization modulation in DWDM systems,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 17, pp. 3739–3751, 2009. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5075542 Citado na página 38.
- [36] C. Xia and D. V. D. Borne, “Impact of the channel count on the nonlinear tolerance in coherently-detected POLMUX-QPSK modulation,” *OSA/OFC/NFOEC 2011*, pp. 3–5, 2011. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5875722 Citado na página 40.

- [37] A. Bononi and P. Serena, “Which is the dominant nonlinearity in long-haul PDM-QPSK coherent transmissions?” in *36th ECOC*, no. 0, 2010, pp. 19–21. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5621217 Citado na página 40.
- [38] K. Kikuchi, *High spectral density optical communication technologies*, M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010. [Online]. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-642-10419-0> Citado na página 41.
- [39] I. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, *Optical fiber telecommunications volume VIB : systems and networks*. Elsevier Science, 2013. Citado 5 vezes nas páginas 41, 42, 43, 49 e 52.
- [40] M. Seimetz, *High-order modulation for optical fiber transmission*, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 45.
- [41] S. Miller and D. Childers, *Probability and random processes: with applications to signal processing and communications*, 2nd ed. Academic Press, 2004. Citado na página 44.
- [42] M. Seimetz, “Phase diversity receivers for homodyne detection of optical DQPSK signals,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 9, pp. 3384–3391, Sep. 2006. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1688128> Citado na página 45.
- [43] R. Ramaswami, K. Sivarajan, and G. Sasaki, *Optical networks: a practical perspective*, 3rd ed. Morgan Kaufmann Publishers, 2009. Citado na página 46.
- [44] S. Walklin and J. Conradi, “Effect of Mach–Zehnder modulator DC extinction ratio on residual chirp-induced dispersion in 10-Gb/s binary and AM-PSK duobinary lightwave systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 1400–1402, 1997. Citado na página 46.
- [45] H. Kim and A. Gnauck, “Chirp characteristics of dual-drive Mach-Zehnder modulator with a finite DC extinction ratio,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 298–300, 2002. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=986792 Citado na página 46.
- [46] T. Kawanishi, T. Sakamoto, A. Chiba, M. Izutsu, K. Higuma, J. Ichikawa, T. Lee, and V. Filsinger, “High-speed dual-parallel Mach-Zehnder modulator using thin lithium niobate substrate,” *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, vol. 1, pp. 1–3, Feb.

2008. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4528063> Citado na página 47.
- [47] G. Li, “Recent advances in coherent optical communication,” *Advances in Optics and Photonics*, vol. 1, no. 2, p. 279, Feb. 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=aop-1-2-279> Citado 2 vezes nas páginas 49 e 88.
- [48] S. J. Savory, “Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, Sep. 2010. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5464309> Citado 6 vezes nas páginas 49, 50, 51, 52, 53 e 56.
- [49] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of communication systems modeling, methodology, and techniques*, 2nd ed., J. K. Wolf, Ed. Kluwer Academic Publishers, 2002. [Online]. Disponível em: <http://medcontent.metapress.com/index/A65RM03P4874243N.pdf> Citado 2 vezes nas páginas 50 e 54.
- [50] B. Mao, N. Stojanovic, C. Xie, M. Chen, L. N. Binh, and N. Yang, “Impacts of ENOB on the performance of 112Gbps PDM-QPSK digital coherent receiver,” *37th European Conference and Exposition on Optical Communications*, p. We.10.P1.46, 2011. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?URI=ECOC-2011-We.10.P1.46> Citado na página 50.
- [51] I. Fatadin, S. J. Savory, and D. Ives, “Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 20, pp. 1733–1735, Oct. 2008. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4633708> Citado na página 51.
- [52] M. Mussolin, “Digital signal processing algorithms for high-speed coherent transmission in optical fibers,” Tese de Doutorado, 2010. [Online]. Disponível em: <http://tesi.cab.unipd.it/23520/> Citado na página 52.
- [53] D. N. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, no. 11, pp. 1867–1875, 1980. Citado na página 53.
- [54] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers.” *Optics express*, vol. 16, no. 2, pp. 804–17, Jan. 2008. [Online]. Disponível em: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/18542155> Citado na página 54.

- [55] F. M. Gardner, “A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, pp. 423–429, May 1986. Citado na página 55.
- [56] A. Leven and N. Kaneda, “Frequency estimation in intradyne reception,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 366–368, 2007. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4116764 Citado na página 56.
- [57] A. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-29, no. 4, 1983. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1056713 Citado na página 57.
- [58] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude, and J. Leuthold, “Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 23, pp. 61–63, Jan. 2012. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6046222http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6359958 Citado 2 vezes nas páginas 57 e 80.
- [59] —, “Corrections to “Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats”,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 23, p. 2198, 2012. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6359958 Citado 3 vezes nas páginas 58, 80 e 110.
- [60] F. Zhang, Y. Luo, Y. Wang, and L. Li, “Experimental comparison of different BER estimation methods for coherent optical QPSK transmission systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 18, pp. 1343–1345, 2011. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5934362 Citado 2 vezes nas páginas 58 e 73.
- [61] M. Cousineau, P. Perron, C. G., M. Paiva, and M. Segatto, “RWA problem with geodesics in realistic OTN topologies,” *Optical Switching and Networking*, vol. 15, no. 0, pp. 18–28, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 63.
- [62] ITU-T, “Recommendation G.694.1 (02/2012). Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid,” 2012. Citado na página 62.
- [63] J. M. Simmons, “Network design in realistic all-optical backbone networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, no. 11, pp. 88–94, November 2006. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 63.

- [64] F. O. Lima, “Estratégias para o planejamento de redes ópticas de transporte,” Tese de Doutorado, Universidade Federal do Espírito Santo, 2015. Citado 10 vezes nas páginas 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 76, 87 e 91.
- [65] S. Azodolmolky, M. Klinkowski, E. Marin, D. Careglio, J. Pareta, and I. Tomkos, “A survey on physical layer impairments aware routing and wavelength assignment algorithms in optical networks,” *Computer Networks*, vol. 53, no. 7, pp. 926–944, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 63.
- [66] O. Sinkin, R. Holzlohner, J. Zweck, and C. Menyuk, “Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communications systems,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 1, p. 61, 2003. [Online]. Disponível em: <http://www.opticsinfobase.org/abstract.cfm?id=71748> Citado 2 vezes nas páginas 62 e 70.
- [67] R. Bhandari, *Survivable networks: algorithms for diverse routing*, ser. The Springer International Series in Engineering and Computer Science. Springer, 1999. [Online]. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=SIkFR0IAN1wC> Citado na página 63.
- [68] H. Zang, J. P. Jue, and B. Mukherjee, “A review of routing and wavelength assignment approaches for wavelength-routed optical wdm networks,” *Optical Networks Magazine*, vol. 1, no. 1, pp. 47–60, 2000. Citado na página 63.
- [69] J. W. Suurballe and R. E. Tarjan, “A quick method for finding shortest pairs of disjoint paths,” *Networks*, vol. 14, no. 2, pp. 325–336, 1984. Citado na página 65.
- [70] A. O. Lima, I. T. Lima, C. R. Menyuk, and T. Adali, “Comparison of penalties resulting from first-order and all-order polarization mode dispersion distortions in optical fiber transmission systems.” *Optics letters*, vol. 28, no. 5, pp. 310–312, 2003. Citado na página 73.
- [71] M. Mussolin, M. Forzati, J. Martensson, A. Carena, and G. Bosco, “DSP-based compensation of non-linear impairments in 100 Gb/s PolMux QPSK,” *2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks*, vol. 1, pp. 1–4, Jun. 2010. [Online]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5549084> Citado 5 vezes nas páginas 79, 80, 82, 83 e 84.
- [72] H. Badaoui, Y. Frignac, and P. Ramantanis, “De bruijn pseudo random sequences analysis for modeling of quaternary modulation formats,” *IJCSI*, vol. 7, no. 4, pp. 0–3, 2010. Citado na página 80.

- [73] M. Nölle, J. Fischer, L. Molle, C. Schmidt-Langhorst, D. Peckham, and C. Schubert, “Comparison of 8 x 112 Gb/s PS-QPSK and PDM-QPSK signals over transoceanic distances,” *Optics Express*, vol. 19, no. 24, Nov. 2011. Citado na página 86.
- [74] W. Kester, “Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD+ N, and SFDR so you don’t get lost in the noise floor,” *Analog Devices Tutorial, MT-003, Rev. A*, pp. 1–8, 2009. [Online]. Disponível em: <http://instrumentation.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-003.pdf> Citado na página 109.
- [75] R. J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and Bernhard Goebel, “Capacity limits of optical fiber networks,” *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5420239 Citado na página 110.
- [76] R. Shafik, S. Rahman, and R. Islam, “On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics,” in *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, no. December, 2006, pp. 19–21. [Online]. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4178493 Citado na página 111.

Anexos

ANEXO A – ENOB

O conceito de ENOB passa por dois outros elementos importantes na especificação do desempenho dinâmico de um ADC: *signal-to-noise-and-distortion ratio* (SINAD) e *signal-to-noise ratio* (SNR) [74]. SINAD é a relação entre a *root mean square* (RMS) da amplitude do sinal e o valor médio *root-sum-square* (RSS) de todas as outras componentes espectrais, incluindo os harmônicos, mas excluindo DC. SINAD é uma boa indicação do desempenho dinâmico geral de um ADC porque inclui todos os componentes que compõem o ruído e a distorção. SINAD é frequentemente traçada para várias amplitudes e frequências de entrada.

SINAD é frequentemente convertida para *effective-number-of-bits* (ENOB) usando a relação para SNR teórica de um ADC N-bit:

$$SNR = 6.02 N + 1.76 \text{ dB} \quad (\text{A.1})$$

A [Equação A.1](#) é resolvida para N e o valor de SINAD é substituída por SNR:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76 \text{ dB}}{6.02} \quad (\text{A.2})$$

A [Equação A.2](#) assume um sinal de entrada em *full-scale*. Se o nível do sinal é reduzido, o valor de SINAD decresce e o ENOB decresce também. Faz-se necessário acrescentar um fator de correção para o cálculo do ENOB em amplitudes de sinal reduzido:

$$ENOB = \frac{SINAD_{medida} - 1.76 \text{ dB} + 20 \log \left(\frac{\text{Amplitude Fullscale}}{\text{Amplitude de Entrada}} \right)}{6.02}. \quad (\text{A.3})$$

O fator de correção na [Equação A.3](#) essencialmente normaliza o valor de ENOB para real *full-scale* amplitude do sinal atual.

A SNR é calculada a partir dos dados da FFT, como feito no SINAD, exceto que os harmônicos do sinal são excluídos do cálculo, deixando apenas os termos de ruído. Na prática, é apenas necessário excluir os cinco primeiros harmônicos, uma vez que eles dominam. A SNR irá degradar em frequências mais altas, mas em geral não tão rápido quanto o SINAD por causa da exclusão dos termos harmônicos.

ANEXO B – Medidas de SNR, OSNR e curva teórica para a modulação QPSK

De acordo com [75] pode-se definir a relação sinal-ruído (SNR) como:

$$SNR = \frac{E}{N_0} = \frac{P}{N_0 R_s}, \quad (\text{B.1})$$

sendo E e N_0 as energias do sinal e do ruído, respectivamente, ambas em $[J/\text{símbolo}]$, P a potência do sinal e R_s a taxa de símbolos. Outra medida importante para formatos de modulação de alta ordem é a SNR por bit de informação, SNR_b , com o número de bits de informação por símbolo modulado $\tilde{R} = \tilde{R}_c \log_2(M)$, sendo \tilde{R}_c a taxa de codificação, ou seja, o número de bits de entrada por bits de saída, e M o tamanho da constelação, que no caso da modulação QPSK é igual a 4:

$$SNR_b = \frac{SNR}{\tilde{R}}. \quad (\text{B.2})$$

SNR_b é geralmente referenciado como E_b/N_0 , desde que a energia por bit de informação é $E_b = E/\tilde{R}$, enquanto que $E_b/N_0 = (E_s/N_0)/\log_2(M)$, sendo E_s a energia por símbolo.

Outra medida importante em comunicação óptica é a SNR óptica (OSNR):

$$OSNR = \frac{P}{2N_{ASE}B_{ref}}, \quad (\text{B.3})$$

sendo P , nesse caso, a potência média total das duas polarizações, N_{ASE} a densidade espectral da emissão espontânea amplificada (ASE) em uma polarização, dependente do tipo de amplificação usada pelo sistema, e B_{ref} a largura de banda de referência, geralmente medida em 12.5 GHz , correspondente a uma largura de banda de 0.1 nm de resolução dos analisadores de espectro óptico, em $\lambda = 1550 \text{ nm}$ como o comprimento de onda da portadora. O fator 2 na Equação B.3 é geralmente interpretado como a contagem do ASE para ambas as polarizações. Usando as Equações B.1 e B.3 é possível relacionar SNR e OSNR [75, 59]:

$$OSNR = \frac{pR_s}{2B_{ref}} SNR, \quad (\text{B.4})$$

onde p é o número de polarizações do sinal, com N_{ASE} e N_0 considerados como valores equivalentes.

Neste trabalho, para a inserção de ruído no sinal PDM-QPSK, utilizando a função *awgn* para cada polarização, o valor da SNR foi obtido conforme a [Equação B.5](#):

$$SNR[dB] = OSNR[dB] + 10\log_{10}(2 * 12.5/R_s), \quad (B.5)$$

enquanto que a curva de BER teórica foi obtida a partir do valor de $E_b/N_0 = (E_s/N_0)/\log_2(M)$, que pode ser escrito como:

$$E_b/N_0 = \frac{OSNR * (2 * 12.5/R_s)}{\log_2(M)}. \quad (B.6)$$

O valor de E_b/N_0 obtido na [Equação B.6](#) será utilizado para gerar o valor X :

$$X = \sqrt{\frac{3\log_2(M)(E_b/N_0)}{M - 1}}. \quad (B.7)$$

A BER teórica é calculada como [\[76\]](#)

$$BER_{teórico} = \left(\frac{4}{\log_2(M)}\right) * \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) * \frac{1}{2} * \text{erfc}\left(\frac{X}{\sqrt{2}}\right), \quad (B.8)$$

que para um sinal QPSK pode ser simplificada desta forma

$$BER_{teórico} = \frac{1}{2} * \text{erfc}\left(\frac{X}{\sqrt{2}}\right), \quad (B.9)$$

considerando a relação $Q(.) = 1/2 * \text{erfc}(./\sqrt{2})$.