



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Eduardo Cavalcanti Magalhães

EQUALIZAÇÃO GLOBAL DO ESPECTRO DE CANAIS  
AMPLIFICADOS DURANTE A TRANSMISSÃO EM UMA REDE  
ÓPTICA COM DIFERENTE NÚMERO DE NÓS

Campinas  
2015

**Eduardo Cavalcanti Magalhães**

**Equalização Global do Espectro de Canais  
Amplificados Durante a Transmissão em uma Rede  
Óptica com Diferente Número de Nós**

Tese de Doutorado apresentada ao programa de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

O arquivo digital corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Eduardo Cavalcanti Magalhães e orientada pelo Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Campinas

2015

**Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s):** CNPq, 142713/2011-2

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Elizangela Aparecida dos Santos Souza - CRB 8/8098

M27e Magalhães, Eduardo Cavalcanti, 1985-  
Equalização global do espectro de canais amplificados durante a transmissão em uma rede óptica com diferente número de nós / Eduardo Cavalcanti Magalhães. – Campinas, SP : [s.n.], 2015.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli.  
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Redes ópticas. 2. Multiplexação por divisão em comprimento de onda. 3. Amplificador a fibra dopada com érbio. I. Bordonalli, Aldário Chrestani, 1967-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Global spectrum equalization of amplified channels during transmission in an optical network with different number of nodes

**Palavras-chave em inglês:**

Optical networks

Wavelength division multiplexing

Erbium doped fiber amplifier

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Doutor em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Aldário Chrestani Bordonalli [Orientador]

Fábio Renan Durand

Luiz Henrique Bonani

Evandro Conforti

João Marcos Travassos Romano

**Data de defesa:** 11-12-2015

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** Eduardo Cavalcanti Magalhães RA: 089225

**Data da Defesa:** 11 de dezembro de 2015

**Título da Tese:** “Equalização Global do Espectro de Canais Amplificados Durante a Transmissão em uma Rede Óptica com Diferente Número de Nós”.

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Fábio Renan Durand (UTFPR)

Prof. Dr. Luiz Henrique Bonani (UFABC)

Prof. Dr. Evandro Conforti (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

À minha querida família,  
por me fazer persistir e  
me corrigir a visão nos  
momentos nebulosos.

# Agradecimentos

Ao meu professor e orientador Aldário Bordonalli, pela amigável e competente orientação em minha formação desde o mestrado e ao longo do doutorado.

Ao CNPq, pelo fomento ao projeto de pesquisa.

A Fundação CPqD, pelos recursos fornecidos no âmbito do projeto 100 GETH.

Ao Dr. Juliano R. F. de Oliveira, pelas grande contribuição nas discussões e ideias que tanto contribuíram nas diferentes fases desse trabalho.

Aos meus pais, Marcos e Veronica Magalhães, que nunca mediram esforços para que eu pudesse realizar meus sonhos.

Aos meus irmãos, Marcos e Manuela Magalhães, e demais familiares, pelo amor, apoio, incentivo e amizade.

A minha filha Helena Magalhães por me mostrar o verdadeiro sentido do amor incondicional.

Aos amigos da UNICAMP e CPqD pela amizade, companheirismo, e pelo apoio nas horas difíceis.

“Tudo na vida pode ser começado de novo para que a lei do progresso e do  
aperfeiçoamento se cumpra em todas as direções.”

Emmanuel

# Resumo

Neste trabalho, pela primeira vez, um algoritmo de equalização global (fim-a-fim) de espectro baseado em ROADMs que funciona em redes DWDM com arquitetura SDN é introduzido. Melhorias significativas de OSNR são demonstradas por um sistema DWDM coerente com 80 x 112 Gb/s DP-QPSK em comparação com regimes de equalização locais. Estas melhorias sistêmicas são investigadas por meio de avaliações numéricas e experimentais que permitiram análise qualitativa e quantitativa dos resultados. Em segundo lugar, os benefícios da equalização global de espectro baseados em WSS para múltiplos ROADMs em cascata são apresentados. Três estratégias de equalização global para prover o aumento de OSNR em uma malha de rede óptica metropolitana experimental SDN são apresentadas. Por fim, é proposto um novo aplicativo em SDN de dupla otimização baseado no controle adaptativo do ganho dos EDFAs e na equalização global. Ganhos de até 5,7 dB de OSNR em relação a estratégia de equalização local para 80 canais DWDM de 128 Gb/s DP-QPSK são experimentalmente demonstrados.

**Palavras-chave:** redes ópticas, DWDM, redes definidas por software, ROADMs, equalização.

# Abstract

In this work, for the first time, a global (end-to-end) ROADMs-based spectrum equalizer algorithm running over DWDM networks on SDN architecture is presented. Significant OSNR improvements are demonstrated for a DWDM coherent 80 x 112 Gb/s DP-QPSK system compared with local equalization schemes. These systemic improvements are investigated by means of numerical and experimental evaluations that allowed qualitative and quantitative analyses of the results. Second, the benefits of global WSS-based spectrum equalization for multiple ROADMs in cascade is presented. Three global equalization strategies to enable OSNR enhancement in a SDN metropolitan mesh optical network test-bed are presented. Finally, a novel SDN dual-optimization application based on EDFA adaptive gain control and WSS-based spectrum equalization is proposed. Gains in OSNR up to 5.7 dB were experimentally achieved in comparison with local equalization, by considering a 80 DWDM 128-Gb/s DP-QPSK channel transmission through four ROADMs.

**Keywords:** optical networks, DWDM, software-defined networks, ROADMs, equalization.

# Lista de Figuras

|      |                                                                                                                                                                                             |    |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1  | Exemplo de sistema óptico ponto-a-ponto. . . . .                                                                                                                                            | 33 |
| 2.2  | Exemplo de uma arquitetura de rede óptica definida por software. . . . .                                                                                                                    | 40 |
| 2.3  | Provável linha cronológica apontando a evolução tecnológica dos dispositivos<br>ópticos reconfiguráveis de insere e deriva. . . . .                                                         | 43 |
| 2.4  | Arquitetura de ROADM grau 2 baseada em bloqueadores de comprimento de<br>onda (redesenhado de [28]). . . . .                                                                                | 44 |
| 2.5  | Diagrama funcional de um bloqueador de comprimento de onda (redesenhado de<br>[28]). . . . .                                                                                                | 45 |
| 2.6  | Diagrama funcional de uma placa de um PLC. . . . .                                                                                                                                          | 46 |
| 2.7  | ROADM grau 2 baseado em PLC (redesenhado de [28]). . . . .                                                                                                                                  | 47 |
| 2.8  | Topologia de rede em anel empregando ROADMs PLC e OADM fixos. . . . .                                                                                                                       | 48 |
| 2.9  | Diagrama funcional de uma chave seletora de comprimentos de onda. . . . .                                                                                                                   | 49 |
| 2.10 | Projeto interno de uma chave seletora de comprimentos de ondas (redesenhado<br>de [28]). . . . .                                                                                            | 50 |
| 2.11 | Diagrama funcional de um ROADM WSS. . . . .                                                                                                                                                 | 53 |
| 2.12 | Arquiteturas funcionais de ROADMs WSS de (a) difusão e seleção e (b) rotea-<br>mento e seleção, detalhando a estrutura interna do banco expresso. . . . .                                   | 54 |
| 2.13 | ROADM WSS de grau 4, com arquitetura B&S. AWG: multiplexador/demultiplexador;<br>OA: amplificador óptico; PS: divisor de potência; WSS: chave seletora de com-<br>primento de onda. . . . . | 56 |
| 2.14 | ROADM WSS grau 6 com banco de A/D global utilizando WSS $N \times M$ . . . . .                                                                                                              | 59 |
| 2.15 | Banco de global de A/D que utiliza uma WSS $1 \times N$ e $1 \times M$ . . . . .                                                                                                            | 60 |

|      |                                                                                                                                                                                                                                      |    |
|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.16 | Estrutura de banco de A/D utilizando MCS, OAA e filtros ópticos sintonizáveis.                                                                                                                                                       | 61 |
| 2.17 | Estrutura de A/D utilizando OXC $M \times M$ , AWGs e divisores de potência (PS).                                                                                                                                                    | 62 |
| 2.18 | Estrutura de A/D utilizando WSS $1 \times N$ , AWGs e OXC. . . . .                                                                                                                                                                   | 63 |
| 3.1  | Exemplo ilustrando a evolução da diferença de potência óptica de 10 canais devido a dependência do ganho por comprimento de onda (redesenhado de [81]).                                                                              | 66 |
| 3.2  | Exemplo ilustrando a aplicação do método da pré-ênfase de potência em 10 canais WDM (redesenhado de [81]). . . . .                                                                                                                   | 71 |
| 3.3  | Exemplo de aplicação de um GFF na saída de um EDFA: (a) espectro do EDFA, (b) perfil do filtro e (c) espectro equalizado (redesenhado de [81]). . . . .                                                                              | 71 |
| 3.4  | Exemplo simulado de atuação da WSS na equalização: (a) perfil de espectro dos canais observado no OCM e (b) perfil da atenuação aplicado à WSS. . . . .                                                                              | 77 |
| 3.5  | Exemplo de um sistema óptico (a) sem equalização e (b) com equalização local (redesenhado de [101]). . . . .                                                                                                                         | 78 |
| 3.6  | Exemplo de uma rede óptica WDM para aplicação do algoritmo de equalização global. . . . .                                                                                                                                            | 80 |
| 3.7  | Fluxograma do método de equalização global. . . . .                                                                                                                                                                                  | 81 |
| 3.8  | Diagrama de funcionamento do EDFA adaptativo [42]. . . . .                                                                                                                                                                           | 85 |
| 3.9  | Fluxograma do método de dupla otimização. . . . .                                                                                                                                                                                    | 86 |
| 4.1  | Diagrama de blocos do caminho óptico de transmissão de uma rede. . . . .                                                                                                                                                             | 90 |
| 4.2  | Transmissor com 80 lasers modulados em DP-QPSK com 112 Gb/s (por portadora) e um exemplo do espectro óptico de saída. Pol: controlador de polarização; MUX: multiplexador eletrônico; PBC: combinador de feixes polarizador. . . . . | 91 |
| 4.3  | Diagrama de blocos funcional do WSS simulado. . . . .                                                                                                                                                                                | 92 |
| 4.4  | Espectro de sinal de entrada da WSS, com a região do espectro escolhida para caracterização do filtro óptico (em vermelho). . . . .                                                                                                  | 93 |
| 4.5  | Diagrama de blocos do controle automático de ganho com realimentação adiante do EDFA simulado (FD: fotodetector; LB: laser de bombeio; ISO: isolador; WDM: acoplador de bombeio). . . . .                                            | 95 |

|      |                                                                                                                                                                                                                               |     |
|------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.6  | Receptor coerente com oscilador local (redesenhado de [109]). . . . .                                                                                                                                                         | 96  |
| 4.7  | Diagrama de blocos do processamento digital de sinais num receptor óptico coerente, com destaque para, a sequência padrão de operações/algoritmos utilizados.                                                                 | 96  |
| 4.8  | Arranjo experimental da bancada de transmissão com 80 canais (banda C+H) modulados em DP-QPSK com 112 Gb/s (ou 128 Gb/s). . . . .                                                                                             | 100 |
| 4.9  | Espectro da saída da bancada experimental de transmissão com 80 canais modulados em DP-QPSK a 128 Gb/s (a) não equalizados e (b) equalizados (sinal do transponder 100G com linha pontilhada em vermelho). . . . .            | 101 |
| 4.10 | (a) Transmissor DP-QPSK a 128 Gb/s e (b) receptor coerente. 1: gerador de sinais; 2: amplificador RF; 3: modulador IQM; 4: placa eletrônica de controle; 5: PDM; 6: receptor coerente; 7: osciloscópio de tempo real. . . . . | 102 |
| 4.11 | Rede óptica metropolitana montada no LASOR do CPqD. . . . .                                                                                                                                                                   | 103 |
| 4.12 | Exemplo de medida do nível de desequalização de potência de canais ópticos (redesenhado de [81]). . . . .                                                                                                                     | 107 |
| 5.1  | Arranjo de simulação para um sistema óptico metropolitano, ponto-a-ponto, com 80 canais na banda C. . . . .                                                                                                                   | 110 |
| 5.2  | Perfil espectral de atenuação pelo método (a) equalização local e (b) global e respectivas respostas espectrais da (c) OSNR e (d) BER dos canais modulados em DP-QPSK, para recepção coerente após dois ROADMs. . . . .       | 114 |
| 5.3  | Respostas espectrais simuladas da (a) OSNR e da (b) BER dos canais transmitidos em 112 Gb/s DP-QPSK, para recepção coerente após quatro ROADMs. . . . .                                                                       | 115 |
| 5.4  | Curvas de simulação da OSNR para equalizações local, <i>backward</i> e <i>forward</i> , considerando-se três ROADMs. . . . .                                                                                                  | 116 |
| 5.5  | Valores simulados de OSNR (médio, máximo e mínimo) em função do número de ROADMs em cascata, com equalização local e global ( <i>backward</i> ). . . . .                                                                      | 118 |
| 5.6  | Arranjo experimental inicial da rede óptica metropolitana utilizada para avaliação do método de equalização global. . . . .                                                                                                   | 120 |

|      |                                                                                                                                                                                                                                                           |     |
|------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.7  | (a) Perfil de atenuação de cada ROADM, aplicados localmente, e (b) perfil espectral de atenuação global (em azul) da equalização global, na primeira iteração (em vermelho) e quando atinge-se o regime permanente na quarta iteração (em verde). . . . . | 120 |
| 5.8  | Espectros de potência óptica na recepção para os casos das equalizações (a) local e (b) global. . . . .                                                                                                                                                   | 122 |
| 5.9  | Curvas espectrais com resultados experimentais da (a) OSNR e (b) BER, para os casos de equalização local e global ( <i>backward</i> ). . . . .                                                                                                            | 122 |
| 5.10 | Arranjo experimental da rede óptica metropolitana. . . . .                                                                                                                                                                                                | 125 |
| 5.11 | Curvas espectrais da (a) atenuação, (b) OSNR e (c) BER, para os casos de equalização local e global ( <i>backward, distributed e limited</i> ), após a transmissão de 80 canais DP-QPSK em 128 Gb/s e passagem por 5 ROADMs. . . . .                      | 126 |
| 5.12 | Resultados experimentais e de simulação dos valores de OSNR média, máxima e mínima para diversos ROADMs em cascata, considerando diferentes esquemas de equalização. . . . .                                                                              | 128 |
| 5.13 | Nível de desqualização espectral ( <i>tilt</i> ) para equalização local e para as três estratégias ( <i>backward, distributed e limited</i> ) de distribuição da atenuação da equalização global. . . . .                                                 | 129 |
| 5.14 | Fluxogramas dos métodos do (a) EDFA adaptativo e da (b) equalização global e (c) arranjo experimental da rede metropolitana utilizada. . . . .                                                                                                            | 131 |
| 5.15 | Curvas com resultados experimentais para os casos de equalização local e global ( <i>backward</i> ) com e sem EDFA adaptativo: (a) espectros de atenuação; de (b) OSNR e de (c) BER. . . . .                                                              | 133 |
| 5.16 | Espectros ópticos de 40 canais em DP-QPSK a 128 Gb/s no receptor, para os casos das equalizações (a) local + EDFA e (b) global + EDFA. . . . .                                                                                                            | 134 |
| 5.17 | Valores médios experimentais da OSNR em função do número de canais transmitidos pela rede. . . . .                                                                                                                                                        | 135 |

# Lista de Tabelas

|     |                                                                                                                                      |     |
|-----|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.1 | Parâmetros de simulação. . . . .                                                                                                     | 112 |
| 5.2 | Resultados experimentais do número de dispositivos utilizados e alcance garantindo todos os canais acima do limite do FEC. . . . .   | 129 |
| 5.3 | Resultados experimentais com a OSNR média dos canais transmitidos para equalização local e global sem e com EDFA adaptativo. . . . . | 136 |

# Lista de Abreviaturas e Siglas

**A/D** - *Add/Drop* - adição/retirada

**ADC** - *Analog to Digital Converter* - Conversor analógico para digital

**ADoD** - *Add/Drop on Demand* - adicionar e remover sob demanda

**AGC** - *Automatic Gain Control* - controle automático de ganho

**AoD** - *Architecture on Demand* - arquitetura sob demanda

**APD** - *Avalanche Photodetector* - fotodetector avalanche

**AWG** - *Arrayed Waveguide Grating* - grades ordenadas em guias de onda

**B&S** - *Broadcast & Select* - difundir e selecionar

**BER** - *Bit Error Rate* - taxa de erro de bits

**CAPEX** - *Capital Expenditure* - custo de capital

**CD** - *Chromatic Dispersion* - dispersão cromática

**CDC** - *Colourless, Directionless, Contentionless* - sem cor, sem direção e sem contenção

**CMA** - *Constant Modulus Algorithm* - algoritmo de módulo constante

**CPqD** - *Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações*

**DD-LMS** - *Decision Directed Least Mean Square*

**DP-QPSK** - *Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying* - chaveamento de quadri-fase em duas polarizações

**DQPSK** - *Differential Quadrature Phase-shift Keying* - chaveamento diferencial em fase e quadratura

**DPSK** - *Differential Phase-shift Keying* - chaveamento diferencial em fase

**DP-NQAM** - *Dual-Polarization N Quadrature Phase Shift Keying* - modulação de amplitude em quadratura com N pontos de constelação

**DSF** - *Dispersion Shifted Fiber* - fibra de dispersão deslocada

**DRC** - *Diretoria de Redes Convergentes*

**EDFA** - *Erbium-Doped Fiber Amplifier* - amplificador a fibra dopada com érbio

**EDF** - *Erbium-Doped Fiber* - fibra dopada com érbio

**FEC** - *Forward Error Corretion* - correção de erro adiante

**FFPE** - *Feed-forward Phase Recovery* - recuperação de fase por alimentação adiante

**FIR** - *Finite Impulse Response* - resposta finita ao impulso

**FWM** - *Four-Wave Mixing* - mistura de quatro ondas

**GF** - *Gain Flatness* - planicidade espectral de ganho

**GFF** - *Gain Flattening Filter* - filtro planificadores de ganho

**GMPLS** - *Generalized Multi-Protocol Label Switching*

**HD-FEC** - *Hardware Decision Forward Error Corretion* - correção de erro adiante definido por hardware

**IQM** - *IQ Modulator* - modulador em fase e quadratura

**LASOR** - *Laboratório de Sistemas Ópticos Reconfiguráveis*

**LC** - *Liquid Cristal* - cristal líquido

**LCoS** - *Liquid Cristal on Silicon* - cristal líquido em silício

**LLDP** - *Link Layer Discovery Protocol*

**LMS** - *Least Mean Square*

**LO** - *Local Oscillator* - oscilador local

**LPG** - *Long-period Grating* - grades de período longo

**MAP** - *Maximum a Posteriori* - máxima probabilidade a posteriori

**MCS** - *Multicast Switching*

**MEMS** - *Micro Eletro-mechanical Systems* - sistemas microeletromecânicos

**MIMO** - *Multiple Input Multiple Output* - entrada múltipla saída múltipla

**MLSE** - *Maximum Likelihood Sequence Estimation* - máxima verossimilhança decisor de sequência

**MMF** - *Multimode fiber* - fibra multimodo

**MPLS** - *Multi Protocol Label Switching*

**MZI** - *Mach-Zehnder Interferometer* - interferômetro de Mach-Zehnder

**NF** - *Noise Figure* - figura de ruído

**NFV** - *Network Function Virtualization* - virtualização da funções de rede

**NRZ** - *Non-Return to Zero* - não retorno a zero

**OAA** - *Optical Array Amplifier* - arranjo de amplificadores ópticos

**OADM** - *Optical Add-drop Multiplexer* - multiplexador de adição e retirada óptica

**OFDM** - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - multiplexação por divisão em frequências ortogonais

**OIF** - *Optical Internetworking Forum* - fórum de interconexões ópticas

**OOK** - *On-Off Keying* - chaveamento liga-desliga

**OPEX** - *Operational Expenditure* - custo operacional

**OSC** - *Optical Supervisory Channel* - canal óptico de serviço

**OSNR** - *Optical Signal-to-Noise Ratio* - razão sinal ruído óptica

**OXC** - *Optical Cross-connect* - módulo de conexão cruzada

**PBC** - *Polarization Beam Combiner* - combinador de feixes polarizador

**PBS** - *Polarization Beam Splitter* - divisor de feixes polarizador

**PDM** - *Polarization Division Multiplexing* - multiplexação por divisão de polarização

**PLC** - *Planar Lightwave Circuit* - circuito planar de onda de luz

**PMD** - *Polarization Mode Dispersion* - dispersão de modo de polarização

**PRBS** - *Pseudo-random Binary Sequence* - sequência pseudo-aleatória

**QoS** - *Quality of Service* - qualidade de serviço

**R&S** - *Route & Select* - rotear e selecionar

**ROADM** - *Reconfigurable Optical Add-drop Multiplexer* - multiplexador de adição e retirada óptica reconfigurável

**RSTP** - *Rapid Spanning Tree Protocol*

**RWA** - *Routing and Wavelength Assignment* - roteamento e alocação de comprimento de onda

**SBS** - *Stimulated Brillouin Scattering* - espalhamento estimulado de Brillouin

**SD-FEC** - *Software Decision Forward Error Corretion* - correção de erro adiante definido por software

**SDN** - *Software Defined Network* - rede definida por software

**SFP** - *Small Form-factor Pluggable*

**SOD** - *Supervisory Optical Demultiplexer*

**SOM** - *Supervisory Optical Multiplexer*

**SPM** - *Self-phase Modulation* - auto-modulação de fase

**SBS** - *Stimulated Raman Scattering* - espalhamento estimulado de Raman

**SSMF** - *Standard Single Mode Fiber* - fibra monomodo padrão

**TDM** - *Time Division Multiplexing* - multiplexação por divisão de tempo

**TIA** - *Transimpedance Amplifier* - amplificador de transimpedância

**TPA** - *Transponder Agregador* - agregador de transponder

**VOA** - *Variable Optical Attenuator* - atenuador óptico variável

**WB** - *Wavelength Blocker* - bloqueador de comprimento de onda

**WDM** - *Wavelength Division Multiplexing* - multiplexação por divisão de comprimento de onda

**WSS** - *Wavelength Selective Switch* - chave seletora de comprimentos de onda

**XPM** - *Cross-phase Modulation* - modulação cruzada de fase

# Lista de Símbolos

$A_i(\lambda)|_j$  - vetor de atenuação de cada ROADM  $i$  da iteração  $j$

$AG(\lambda)|_j$  - vetor de atenuação global da iteração  $j$

$N$  - número de ROADMs

$P_j(\lambda)$  - vetor de potência de pico

$P_s$  - potência média do canal

$P_n$  - potência do ruído

$T_j(\lambda)$  - vetor de desqualificação residual de potência no nó de destino na iteração  $j$

$\lambda$  - comprimento de onda

$\Gamma_j(\lambda)$  - vetor de equalização global da iteração  $j$

# Sumário

|          |                                                                   |           |
|----------|-------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>                                                 | <b>23</b> |
| <b>2</b> | <b>Sistemas Ópticos Reconfiguráveis</b>                           | <b>29</b> |
| 2.1      | Evolução das redes de comunicações ópticas . . . . .              | 29        |
| 2.1.1    | Primeira geração . . . . .                                        | 30        |
| 2.1.2    | Segunda Geração . . . . .                                         | 32        |
| 2.1.3    | Terceira Geração . . . . .                                        | 35        |
| 2.2      | Tecnologias de comutação óptica . . . . .                         | 42        |
| 2.2.1    | Bloqueador de comprimento de onda (WB) . . . . .                  | 43        |
| 2.2.2    | Circuito planar de onda de luz (PLC) . . . . .                    | 45        |
| 2.2.3    | Chave seletora de comprimento de onda (WSS) . . . . .             | 49        |
| 2.2.3.1  | Arquiteturas de ROADMs baseados em WSS . . . . .                  | 52        |
| 2.2.3.2  | Requisitos da novas arquiteturas de ROADMs . . . . .              | 55        |
| 2.3      | Conclusões parciais . . . . .                                     | 64        |
| <b>3</b> | <b>Métodos de Equalização de Ganho</b>                            | <b>65</b> |
| 3.1      | Cenário atual . . . . .                                           | 65        |
| 3.1.1    | Efeitos limitantes . . . . .                                      | 66        |
| 3.1.2    | Equalização de ganho: métodos, tecnologias e aplicações . . . . . | 69        |
| 3.2      | Método proposto . . . . .                                         | 79        |
| 3.3      | Método de dupla otimização . . . . .                              | 84        |
| 3.4      | Conclusões parciais . . . . .                                     | 87        |

|          |                                                                                     |            |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>4</b> | <b>Estrutura de Simulação e Experimental</b>                                        | <b>88</b>  |
| 4.1      | Simulações e Experimentos . . . . .                                                 | 88         |
| 4.1.1    | Simulação . . . . .                                                                 | 89         |
| 4.1.1.1  | Transmissor (Tx) . . . . .                                                          | 90         |
| 4.1.1.2  | ROADM-WSS . . . . .                                                                 | 91         |
| 4.1.1.3  | EDFA com AGC . . . . .                                                              | 93         |
| 4.1.1.4  | Receptor coerente (Rx) e processamento digital de sinais .                          | 94         |
| 4.1.2    | Montagens Experimentais . . . . .                                                   | 98         |
| 4.1.2.1  | Bancadas de transmissão e recepção coerente . . . . .                               | 99         |
| 4.1.2.2  | Cenários de teste - Rede óptica metropolitana . . . . .                             | 103        |
| 4.2      | Figuras de mérito . . . . .                                                         | 106        |
| 4.2.1    | OSNR . . . . .                                                                      | 106        |
| 4.2.2    | Taxa de erro de bit . . . . .                                                       | 106        |
| 4.2.3    | Nível de desqualificação de potência . . . . .                                      | 107        |
| 4.3      | Conclusões parciais . . . . .                                                       | 107        |
| <b>5</b> | <b>Resultados e Discussões</b>                                                      | <b>109</b> |
| 5.1      | Simulações . . . . .                                                                | 110        |
| 5.1.1    | Resultados . . . . .                                                                | 113        |
| 5.2      | Experimentos . . . . .                                                              | 118        |
| 5.2.1    | Análise do método de equalização global para um número fixo de ROADMs . . . . .     | 119        |
| 5.2.2    | Análise do método de equalização global para um número variável de ROADMs . . . . . | 124        |
| 5.2.3    | Dupla otimização: EDFA adaptativo e equalização global . . . . .                    | 129        |
| 5.3      | Conclusões Parciais . . . . .                                                       | 136        |
| <b>6</b> | <b>Considerações finais</b>                                                         | <b>138</b> |
| 6.1      | Trabalhos Futuros . . . . .                                                         | 141        |
| 6.2      | Publicações . . . . .                                                               | 142        |



# Capítulo 1

## Introdução

Após a implantação das primeiras redes de telecomunicações baseadas em fibra óptica na década de 1980, o surgimento da multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* - *WDM*), uma década depois, permitiu a atual expansão da Internet [1]. Nessa arquitetura, vários comprimentos de onda são agregados em uma única fibra, o que permite explorar, de uma forma mais proveitosa, a largura de banda oferecida pela fibra óptica em relação aos sistemas baseados, por exemplo, em multiplexação por divisão no tempo (*time division multiplexing* - *TDM*) empregadas até então.

Nos primeiros enlaces ponto-a-ponto as altas perdas por atenuação óptica e o acúmulo de dispersão cromática limitavam sobremaneira o desempenho sistêmico, bem como o orçamento de potência da rede. Esquemas optoeletrônicos de regeneração por comprimento de onda e taxa de transmissão eram comumente utilizados a fim de promover a extensão do enlace [2]. Esses dispositivos, definidos como regeneradores (R), eram capazes de regenerar um único sinal óptico para uma única taxa e formato de modulação. Tais regeneradores podem ser classificados em função de como atuam no sinal óptico: 1R, 2R e 3R. Os regeneradores 1R, teoricamente, apenas amplificam o sinal. Já os regeneradores 2R amplificam e reformatam o sinal. E por fim, o regenerador 3R possui a funcionalidade extra de retemporizar o sinal. Entretanto, a utilização dessa abordagem exigia a utilização de vários repetidores ao longo do trecho, para cada um dos possíveis comprimentos de onda que fossem utilizados, refletindo em um nível de complexidade relativamente alto

para implantação. Além disso, a capacidade de agregação (definido como o produto do número de canais por taxa de transmissão) da rede era limitada, uma vez que se tinha o perfil estático com relação ao número de canais, que, em muitas das vezes, era apenas de um canal por fibra.

O desenvolvimento dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber amplifier* - *EDFA*) na década de 1990 tornou possível a evolução dos sistemas ópticos. O EDFA surgiu como uma solução para se aumentar a distância de cobertura dos enlaces. A principal característica do EDFA é a amplificação simultânea de vários canais ópticos, dita de forma transparente, sem necessidade de conversão O-E-O (óptico-elétrico-óptico). O meio físico onde ocorre o processo de amplificação no EDFA é a fibra dopada com érbio. Os íons de érbio da fibra dopada são excitados por meio da absorção de luz de uma fonte externa chamada laser de bombeio. Os lasers de bombeio operam normalmente nos comprimentos de onda de 980 e/ou 1480 nm. Para o processo de amplificação, os íons excitados durante o decaimento permitem, além da emissão espontânea, a emissão estimulada numa região em torno de 1550 nm. A funcionalidade de amplificação simultânea e totalmente óptica provida pelo EDFA elevou a capacidade dos sistemas ópticos automaticamente, pois, apesar de se manter a taxa de transmissão por canal, pode-se elevar o número de comprimentos de onda por fibra para o sinal propagado.

O contínuo crescimento das redes ópticas implicou na necessidade de comutação (reconfiguração) e gerenciamento (plano de controle) dos canais ópticos nestas redes. O elevado custo das conversões O-E-O, juntamente com a limitação na reutilização dos canais, instigaram o desenvolvimento de tecnologias, como o multiplexador óptico de adição e retirada (*optical add/drop multiplexer* - *OADM*), para solucionar as limitações de reconfiguração da rede, embora ainda de forma estática [3].

A evolução da reconfiguração das redes ópticas na década de 2000 está diretamente relacionada ao surgimento e evolução de OADM reconfiguráveis (*reconfigurable optical add/drop multiplexer* - *ROADM*). A tecnologia utilizada atualmente nos ROADMs é baseada em chaves seletoras de comprimento de onda (*wavelength selective switch* - *WSS*). Tal abordagem possibilita a reconfiguração dos canais ópticos em qualquer uma das por-

tas de saída da chave possuindo também a funcionalidade de equalização/atenuação por canal associada a cada uma destas portas. Desta forma, o emprego de tais dispositivos propiciou um maior grau de flexibilidade, permitindo que as redes pudessem se adaptar remotamente e sob demanda às possíveis mudanças de tráfego e de rota reduzindo-se os custos operacionais associados [4].

Em linhas gerais, considerando o panorama dinâmico das redes ópticas reconfiguráveis, o número de comprimentos de onda que incidem nos nós da rede e nos amplificadores ópticos torna-se aleatório, o que leva a uma flutuação também aleatória na potência de entrada do EDFA [5]. Sob estas condições, por características deste elemento, o perfil de ganho, já não uniforme, pode também ser consideravelmente modificado [6]. Assim, flutuações de potência na entrada de EDFAs resultam em variações de ganho. O EDFA possui uma forte dependência de ganho com o comprimento de onda dos canais de entrada ao longo da sua banda de amplificação e o comportamento desta dependência varia de acordo com a potência de entrada e a potência de bombeio com que o amplificador está operando. Assim, o EDFA representa um elemento significativo na rede, pois é fonte de desqualização da potência dos canais amplificados em um sistema óptico, fato que se torna ainda mais relevante quando os canais trafegam por uma cascata de amplificadores. Esta característica pode levar a falta ou excesso de potência dos canais ópticos após a passagem por alguns EDFAs, podendo tornar a recepção do sistema inviável [7].

Assim, e ainda considerando o aumento do número de dispositivos ópticos requisitados para prover maior flexibilidade às rede ópticas reconfiguráveis, foram impostos novos desafios às redes que aumentariam seu nível de complexidade. Neste contexto, fez-se necessário o uso de um plano de controle para gerenciar a rede, visando maior automação nos processos de atuação sobre os seus elementos, a exemplo do padrão GMPLS (*generalized multiprotocol label switching*), capaz de automatizar o provisionamento de circuitos por meio de algoritmos de descoberta de topologia, sinalização e cálculo de rota [8].

Por meio de extensões do plano de controle, pode-se ter acesso a parâmetros dos elementos de camada física e, assim, introduzir uma camada adicional para prover um nível de “inteligência” à rede [1]. Diferentes requisitos são necessários para que aplicações

e serviços de rede utilizem, de forma completa, a rede óptica. Este fato tem motivado pesquisas desde o início da década de 90 [10]. Apesar disso, o controle da rede tem sido administrado por pessoas, devido à falta de “consciência” e “auto-conhecimento” da própria rede óptica que previne a mesma de se auto-restabelecer de forma autônoma e/ou cognitiva no caso de falhas.

O contexto de rede cognitiva vem sendo fortemente explorado em sistemas sem fio e redes de computadores [11], e pode ser definido como “uma rede com um processo que pode perceber as condições atuais da rede, e, em seguida planejar, decidir e agir sobre tais condições. A rede pode aprender com as adaptações e utilizá-las para fazer a tomada de decisões futuras, tudo isso levando em consideração os objetivos fim-a-fim” [10].

Sob o ponto de vista das redes ópticas cognitivas, diversas abordagens têm sido propostas nos últimos anos. Em [12], é proposta a arquitetura geral da rede no qual é introduzido o conceito de cognição nas diversas camadas (plano de controle, plano de dados e plano de gerência, entre outros). No mesmo artigo, discute-se brevemente os principais requisitos de cada camada e como as diversas camadas devem interagir entre si. Pode-se destacar, também em [12], que, para a rede se tornar cognitiva, esta necessita, inicialmente, ser “consciente” e adaptativa.

Em nível de camada física, têm-se buscado desenvolver algoritmos que procuram melhorar o ponto de operação dos dispositivos, a exemplo dos EDFAs, transmissores e receptores. Como mencionado anteriormente, o EDFA foi a invenção responsável pelo estabelecimento das redes WDM por sua capacidade de amplificar, no próprio domínio óptico, todos os canais simultaneamente, independentemente da taxa e formato de modulação. No entanto, seu perfil de ganho, já não uniforme, apresenta forte dependência com o comprimento de onda dos canais e com a potência de entrada, além de ser fonte de desigualização da potência dos canais amplificados.

Em [13], apresenta-se o conceito de EDFA adaptativo, em que, dada a potência de entrada do amplificador, o mesmo, seguindo algumas métricas impostas, consegue automaticamente obter o melhor ponto de operação com menor figura de ruído e uniformidade espectral de ganho. Neste mesmo contexto, [14] propõe uma demonstração experimental

de um estimador da qualidade de transmissão (*quality of transmission* - *QoT*), usando uma técnica conhecida como raciocínio baseado em casos (*case-based reasoning* - *CBR*), e os resultados mostram que o estimador é capaz de classificar um caminho óptico para uma categoria com QoT alto ou baixo. Em outro trabalho, [15] apresenta um novo método adaptativo de reconhecimento e formatos de modulação baseados no parâmetro de Stokes. No entanto, antes de se partir para um contexto cognitivo nas redes ópticas, é interessante fornecer processos/meios adaptativos a fim de proporcionar menos falhas e/ou erros críticos.

Ainda no contexto de propostas na camada física, um problema interessante aparece no contexto de compensar o desnível de potência causado pelo amplificador. Em redes com número de canais fixos, filtros ópticos com resposta espectral estática são boas soluções. Por outro lado, em redes reconfiguráveis, em que o número de canais varia de forma aleatória, os ROADMs são um dos dispositivos utilizados para compensar os níveis de desigualização nó a nó (localmente) [16]. No entanto, numa cascata de EDFAs, as atenuações consecutivas, impostas pelos ROADMs durante o processo de equalização, podem levar a degradação da relação sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio* - *OSNR*) dos canais transmitidos.

As propostas vistas na literatura atual em comunicações ópticas sugerem soluções para transmissores, receptores, amplificadores ou ao longo de nós da rede para alterar taxa de transmissão e alocação de banda. No entanto, o problema do desnível de potência causado pelo amplificador ainda se mostra problemático, uma vez que a única estratégia aplicada até agora na tentativa de equalizar a potência de saída dos EDFAs provoca uma forte degradação da OSNR no nó de destino [16]. Nesse intuito e até onde se sabe, não foram encontradas propostas atuais que tratassem da equalização de potência dos canais de forma global visando a melhora do desempenho do sistema fim-a-fim. A originalidade desta pesquisa reside, então, na proposta de um método de equalização global de potência em ROADMs inseridos em uma rede óptica, que garantam a maior uniformidade espectral no nó de destino, combinada com uma melhor relação OSNR possível para os sinais transmitidos.

Assim, o Capítulo 2 apresenta os tipos de redes ópticas atualmente existentes e de maior destaque. Por apresentar maior relevância com o trabalho descrito nesta tese, dá-se enfoque às redes ópticas reconfiguráveis. Adicionalmente, apresenta-se o estado da arte das tecnologias de roteamento óptico.

O Capítulo 3 apresenta o estudo realizado sobre a equalização de potência óptica e o método proposto para otimizá-la de forma global. Contribuições originais desta pesquisa estão destacadas nesse capítulo.

O Capítulo 4 apresenta os procedimentos experimentais, bem como o ambiente de simulação e a modelagem utilizados para validar a proposta central deste trabalho.

O Capítulo 5 apresenta resultados numéricos de simulações e os resultados experimentais, além de discussões relativas ao método de equalização global via controle das atenuações espectrais em redes ópticas reconfiguráveis.

Por fim, no Capítulo 6, apresentam-se as conclusões, as principais contribuições desta tese na visão do autor, algumas perspectivas abertas para realização de trabalhos futuros e as publicações geradas a partir dos estudos.

## Capítulo 2

# Sistemas Ópticos Reconfiguráveis

Neste capítulo, apresentam-se o histórico de evolução das redes de comunicações ópticas e o estado da arte das tecnologias de roteamento óptico, com o objetivo de prover embasamento necessário para um melhor entendimento do trabalho desenvolvido nesta tese. Inicialmente, descreve-se a evolução das redes de comunicações ópticas, detalhando, nas subseções, suas gerações e evoluções tecnológicas enfatizando o progresso alcançado em cada umas delas, até os dias atuais. Em seguida, são apresentados os principais conceitos dos subsistemas que atendem os requisitos das redes reconfiguráveis, tais como transmissores, amplificadores ópticos, receptores e roteadores ópticos. Em particular, é dado maior enfoque à chave seletora de comprimentos de onda, que é o dispositivo utilizado no desenvolvimento desta tese.

### 2.1 Evolução das redes de comunicações ópticas

Comunicação (do latim *communicatione*) é o ato ou efeito de emitir, transmitir e receber mensagens por meio de método e/ou processos convencionados, quer por meio da linguagem falada ou escrita, quer de outros sinais, signos ou símbolos, quer de aparelhamento técnico especializado, sonoro e ou visual [17]. No tocante das comunicações ópticas, utiliza-se a luz para fins de comunicação. Muitas civilizações empregavam, por exemplo, fogueiras, sinais de fumaça e espelhos para transmitir informações [18]. No entanto, da maneira como é definida atualmente, a tecnologia de comunicações ópticas

possui uma história relativamente recente. Em termos gerais, pode-se dizer que foi após o surgimento do laser em 1960 que iniciou-se o desenvolvimento de tecnologias para comunicações ópticas. Porém, apenas em 1964, os inventores foram agraciados com o prêmio Nobel em Física [19]. No entanto, ainda buscava-se um meio de comunicação que fosse capaz de confinar e guiar a luz.

Em 1966, foi sugerido que as fibras ópticas poderiam ser a melhor escolha para guiar a luz de forma semelhante como o que ocorria com o guiamento de elétrons em pares de fio trançado [18]. A partir de década de 80, a pesquisa em sistemas de comunicações ópticas teve forte crescimento e o pleno amadurecimento, e, em conjunto com a eletrônica, revolucionou as telecomunicações.

O enorme progresso ao longo de mais de 3 décadas (de 1980 até 2014) pode ser classificado em gerações distintas de sistemas ópticos, em que cada geração contribuiu com mudanças fundamentais na melhoria do desempenho sistêmico [18]. Nas subseções subsequentes, será detalhada cada geração das redes (baseado em [20]), com enfoque nos fatores que influenciaram o desenvolvimento/desempenho das tecnologias e quais as formas encontradas para mitigar e/ou minimizar os impactos no desempenho.

### 2.1.1 Primeira geração

Na primeira geração das redes ópticas, o uso das tecnologias ópticas resumiu-se, principalmente, à substituição dos cabos metálicos, meio de transmissão das redes legado, pelas fibras ópticas, possibilitando apenas a transmissão ponto-a-ponto (em um único comprimento de onda) entre nós fisicamente adjacentes. Por outro lado, as funções de processamento, comutação e encaminhamento do tráfego eram realizadas no domínio eletrônico.

Em termos tecnológicos, os transmissores chegaram a utilizar lasers com comprimento de onda na região de  $0,85\ \mu\text{m}$ ,  $1,3\ \mu\text{m}$  ou  $1,55\ \mu\text{m}$ . Os lasers eram formados por ligas de compostos de GaAs, AlGaAs e InGaAsP [18]. A modulação de intensidade ou chaveamento liga-desliga (*on-off keying* - *OOK*) era empregado nos transmissores desta geração seja por uso de modulação direta dos lasers ou o uso de moduladores Mach-Zehnder constituídos por niobato de lítio ( $\text{LiNbO}_3$ ). Os receptores comumente utilizados nesta geração

foram baseados em fotodetectores PIN (formado por uma junção do tipo p, um semicondutor intrínseco levemente dopado tipo i e uma junção tipo n) e/ou fotodetectores de efeito avalanche (*avalanche photodiodes* - *APD*). Tais fotodetectores eram utilizados para converter as oscilações de potência óptica (característica da modulação de intensidade) em fotocorrente (sinal elétrico) que, em conjunto com circuito de transimpedância e decisão para detecção direta, convertia e recebia a informação.

A multiplexação por divisão do tempo (*time division multiplexing* - *TDM*) era o método de multiplexação de dados no domínio eletrônico mais utilizado. Caracterizado por ser um método de transmissão e recepção de múltiplos tributários independentes em um mesmo sinal óptico (após conversão por modulação direta ou externa no transmissor e fotodetecção no receptor) cada sinal (quadro) utilizava uma janela de tempo de forma síncrona (tamanho fixo) ou assíncrona (tamanho variável) [21, 22].

Os principais tipos de fibras ópticas utilizadas nesta geração foram as fibras multimodo (*multimode fiber* - *MMF* - *ITU-G. 651*) [23], fibras monomodo padrão (*standard single mode fiber* - *SSMF* - *G.652*) [24] e as fibras de dispersão deslocada (*dispersion shifted fiber* - *DSF* - *G.653*) [25].

As fibras MMF são caracterizadas por um diâmetro de núcleo em torno de  $50\ \mu\text{m}$  e permitem a propagação de múltiplos modos pelo núcleo da fibra. Já as fibras SSMF apresentam um diâmetro de núcleo de  $8,6$  a  $9,5\ \mu\text{m}$ , o que permite apenas a propagação do modo principal de primeira ordem ao longo da fibra. A principal característica deste tipo de fibra se dá pelo baixo perfil de atenuação em torno da região de  $1,55\ \mu\text{m}$  ( $0,2\ \text{dB/km}$ ) e com zero de dispersão cromática em torno de  $1,3\ \mu\text{m}$ . Por fim, as fibras DSF são caracterizadas por apresentar um diâmetro de núcleo entre  $7,8$  e  $8,5\ \mu\text{m}$ , com o zero de dispersão cromática deslocada para região de  $1,55\ \mu\text{m}$ .

A topologia de rede ponto-a-ponto era a mais empregada nos sistemas ópticos de primeira geração em que o sinal óptico era recuperado ao longo do enlace por meio de regeneradores optoeletrônicos (O-E-O). Esses eram capazes de regenerar um único sinal óptico para uma única taxa e formato de modulação. Tais regeneradores podem ser classificados em função de como atuam no sinal óptico [2].

Um dos problemas enfrentados na primeira geração dos sistemas de comunicações ópticas surgiu quando houve necessidade de aumentar as taxas de transmissão e as distâncias, incorrendo no uso massivo de regeneradores (ou repetidores). Dentre as principais desvantagens do uso de regeneradores, estão: a sensibilidade a taxa de transmissão (projetados para uma única taxa de transmissão), sensibilidade ao comprimento de onda, aumento do tempo de atraso (tempo necessário para a conversão e retransmissão do sinal óptico) e os custos operacionais (*operational expenditure* - *OPEX*) e de capital (*capital expenditure* - *CAPEX*). Em outras palavras, os dispositivos O-E-O tinham que ser substituídos quando se alterava a taxa de transmissão e/ou o comprimento de onda do sistema. Além disso, o custo do O-E-O, composto pelo receptor óptico, circuito digital de recuperação do sinal e transmissor óptico, tornava inviável a transmissão de mais de um canal por fibra, subutilizando o potencial de transmissão da mesma. Desta forma, surgiu-se a necessidade do desenvolvimento de um regenerador totalmente óptico (transparente), cujas principais características fossem a insensibilidade à taxa de transmissão, ao formato de modulação e aos comprimentos de onda dos sinais ópticos transmitidos.

### 2.1.2 Segunda Geração

Uma das mudanças no paradigma se deu com a criação da amplificação totalmente óptica a fibra, reportada inicialmente em 1987, independente das taxas de transmissão e de elevada largura de banda óptica disponível [20]. Tal fato possibilitou a utilização de diversos canais em uma única fibra óptica, com o surgimento da multiplexação por divisão em comprimento de onda, fator responsável pelo desenvolvimento e instalação das segunda geração de redes ópticas. A Fig. 2.1 apresenta um exemplo dos primeiros enlaces ponto-a-ponto WDM utilizado-se de amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio [26] que, de certa forma, marcam o final da primeira geração das redes ópticas. Semelhante a qualquer sistema de comunicação, o sistema óptico WDM é composto por um transmissor, um meio físico e o receptor. Esse exemplo, em particular, possui transmissão bidirecional e quatro transmissores e receptores em cada extremidade. Inicialmente, no sentido da esquerda pra direita, o sinal dos transmissores são multiplexados e amplificados antes de

serem lançados no primeiro trecho de fibra. Em seguida, o sinal percorre o enlace até ser demultiplexado e fotodetectado no receptor. O mesmo vale para a transmissão e recepção no sentido inverso.

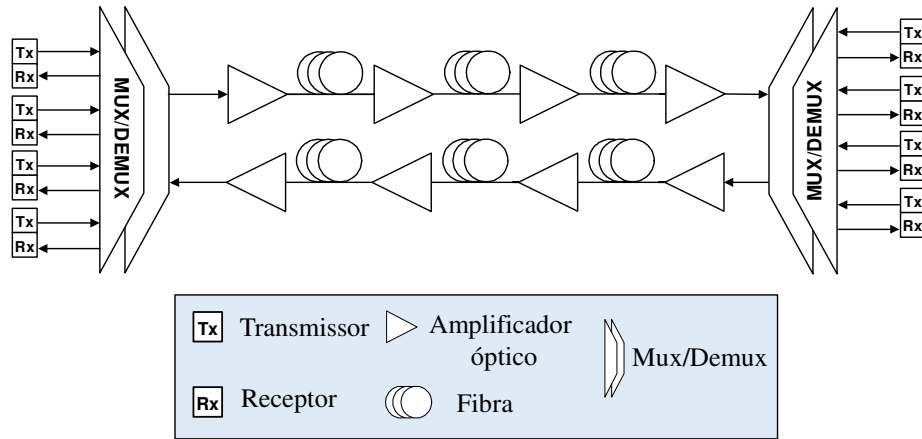


Figura 2.1: Exemplo de sistema óptico ponto-a-ponto.

A década de 90 dá início à segunda geração das redes de comunicações ópticas, marcada pelo uso do WDM e nós de comutação no próprio domínio óptico [20]. Na verdade, a comutação se dava por meio de dispositivos ópticos passivos, de forma que, após a transmissão, o sinal era selecionado pelo nó de destino (*broadcast and select*). O uso dos EDFAs em conjunto com a WDM permitiu o aumento da capacidade de transmissão dos sistemas ópticos, mantendo a taxa básica de transmissão por canal, porém, incrementando o número de canais por fibra. Os transmissores ópticos desta geração tradicionalmente, operando em taxas de transmissão até de 10 Gb/s, utilizavam apenas as técnicas de modulação de intensidade (por exemplo, a modulação OOK) com detecção direta. Todavia, este tipo de modulação apresenta limitações relacionadas à sensibilidade dos receptores e uso do espectro que, considerando-se os padrões de transmissão adotados, já para taxas acima de 40 Gb/s por canal, tornam-na ineficiente [22]. Assim, começaram a aparecer as primeiras publicações em técnicas de transmissão que pudessem contornar algumas dessas limitações.

As técnicas de modulação digital envolvendo a fase do campo elétrico voltaram a ser focadas no cenário da pesquisa em comunicações ópticas, após uma breve passagem quando do estudo dos receptores ópticos coerentes [27]. Nesse caso, destacam-se a modulação por

chaveamento diferencial em fase (*differential phase-shift keying* - *DPSK*) e modulação por chaveamento diferencial em fase e quadratura (*differential quaternary phase-shift keying* - *DQPSK*) [22]. Tais formatos de modulação, quando comparados ao OOK, permitem robustez, aumento da taxa de transmissão e eficiência espectral. Por outro lado, o uso de códigos corretores de erro (*forward error correction* - *FEC*) se tornou também interessante, uma vez que, utilizando-se 7% de cabeçalho, poder-se-ia aumentar a margem sistêmica em torno de 8 dB [22]. Ao se utilizar os formatos de modulação DPSK e DQPSK, não é possível receber a informação na forma de detecção direta. Neste caso, para detecção do sinal modulado faz-se necessário o uso de decodificadores diferenciais em conjunto com fotodetectores balanceados.

Do ponto de vista da topologia física empregada nas redes ópticas de segunda geração, adotou-se a ponto-a-multiponto fixa (*broadcast and select*), na qual o caminho físico será direcionado do nó transmissor de origem para os receptores dos demais nós. O nó destino é o que estará sintonizado no mesmo comprimento de onda de transmissão. Dentre os diversos arranjos físicos disponíveis para essas redes, os mais adequados para executar essas funções são o de barramento e o estrela.

Em princípio, o dispositivo responsável pelo roteamento de canais fixos no próprio domínio óptico era o acoplador óptico de múltiplas saídas/entradas. A evolução desses dispositivos, associada a técnicas de filtragem óptica, levou ao aparecimento dos módulos ópticos de adição e retirada.

Os nós ópticos compostos por OADM foram fundamentais na evolução das redes ópticas para a terceira geração. Os OADMs consistem em multiplexadores (MUX) e demultiplexadores (DEMUX) ópticos que contêm duas portas (entrada e saída), que são conectados aos ramos de interligação com a rede, e um determinado número de portas locais, de modo que comprimentos de onda individuais poderiam ser inseridos e/ou removidos de forma fixa [28].

Isso foi um primeiro passo em direção à terceira geração das redes ópticas. Ao contrário do que acontece para a segunda geração, em que cada nó possui um comprimento de onda de operação que é permitido para toda a rede, poder-se-ia, agora, utilizar mais

dinamicamente os comprimentos de onda. Nesse cenário a rede poderia contar com um conjunto de comprimentos de onda independente do número nós que seriam reorganizados de acordo com as necessidades de transmissão. Além disso, esse esquema pode permitir uma distribuição de potência óptica mais adequada a cada transmissão, sem necessitar que essa chegue a todos os nós. Essas novas funcionalidades foram essenciais para a ampliação do tráfego de informações.

O crescimento e rápido desenvolvimento dos meios de comunicação impulsionado principalmente pela expansão do acesso à Internet, junto com a evolução de diversas aplicações de entretenimento, serviços de conexão de dados em dispositivos móveis, vídeo sob demanda e computação em nuvem, estão entre os principais fatores de fomento da demanda por largura de banda [29].

As aplicações desenvolvidas necessitavam serviços voltados ao roteamento de acordo com a qualidade de serviço (*Quality of Service - QoS*) especificada pela provedora do serviço [28]. Tais características de reconfigurabilidade, junto com o requisito de maior relação sinal ruído óptica (OSNR) dos novos formatos de modulação usados para suprir a demanda, impulsionaram o campo de pesquisa para o desenvolvimento de novas tecnologias e o surgimento da terceira geração das redes de comunicações ópticas.

### 2.1.3 Terceira Geração

A evolução das redes ópticas de segunda geração ocorreu com a introdução da função de roteamento de canais aos nós da rede. Tais redes têm, como principal característica, a reutilização dos comprimentos de onda entre os nós ópticos, ou seja, o número de comprimentos de onda por ser menor que o de nós [28]. Os módulos ópticos reconfiguráveis de adição e retirada foram desenvolvidos e realizavam a alocação e gerenciamento dos canais ópticos de forma completamente remota. Além disso, os ROADMs aumentaram o grau de flexibilidade da rede permitindo que as operadoras de serviço pudessem manejar com a rede sem interrupção no tráfego/serviço. Desta forma, poder-se-ia garantir um alto QoS ao se adaptar a topologia da rede de acordo com a demanda, reduzindo-se o CAPEX e OPEX [3].

Com o intuito de automatizar o processo de habilitação de comprimentos de onda nas redes ópticas reconfiguráveis, utilizam-se algoritmos de trabalho no plano de controle da rede como, por exemplo, o GMPLS. Este algoritmo representa a rede por um conjunto de camadas, cada uma responsável pela atuação em um determinado protocolo [30]. O conjunto de protocolos GMPLS surgiu a partir de uma necessidade não satisfeita pelo MPLS (*multiprotocol label switching*): a reconfigurabilidade dinâmica da rede.

Estruturalmente, o GMPLS divide-se em módulos. Cada um desenvolve uma ação na rede, de acordo com suas características. Existem três módulos principais dentro da arquitetura. O primeiro diz respeito à descoberta da topologia da rede, essencial para que qualquer ação de controle seja desenvolvida. O segundo trabalha com o cálculo de rotas entre os pontos de origem e destino; e o terceiro é responsável pela sinalização destas rotas entre os elementos intermediários e nos próprios clientes de origem e destino [30].

Com a introdução dos ROADMs nas redes de comunicações ópticas, dado o seu perfil de reconfigurabilidade, o número de comprimentos de onda utilizados pode mudar aleatoriamente, provocando flutuações também aleatórias na potência que se propaga pela fibra. *A priori*, isso não seria problema não fosse a dependência de ganho dos EDFAs entre os nós da rede com a potência de entrada. Os EDFAs utilizados nos sistemas WDM normalmente operam no regime de saturação para manutenção de um nível fixo de potência de saída, o que leva a uma forte dependência do ganho com a potência de entrada. Dessa maneira, os canais transmitidos pelo enlace podem ser submetidos a variações de ganho em cada EDFA, de acordo com o número aleatório de comprimentos de onda presentes no enlace entre os nós da rede. Diversos estudos surgiram para assegurar o controle automático de ganho (*automatic gain control - AGC*) em EDFAs neste cenário das redes reconfiguráveis [21, 31].

O formato de transmissão adotado nas redes de terceira geração foi, inicialmente, a modulação de intensidade com detecção direta (*intensity modulation/direct detection - IM/DD*) em OOK, como uma extensão direta daquilo que estava sendo utilizado em geração anteriores. Porém, o crescimento constante no tráfego demandou um aumento do número de canais, além daquele comportado pelo EDFA. Isso levou a adoção de técnicas

de amplificação híbridas que envolviam, além do EDFA, o amplificador Raman.

Mais tarde, uma outra forma encontrada de dobrar a capacidade foi a utilização da multiplexação por divisão em polarização (*polarization division multiplexing* ou *dual polarization* - PDM ou DP), ainda empregando o formato IM/DD. O conceito da transmissão com diversidade de polarização é multiplexar informação em planos ortogonais de polarização de uma portadora óptica. A ortogonalidade entre polarizações permite que o receptor seja capaz de separar a informação transmitida em cada uma. Isso exigiu um aumento da complexidade no transmissor e no receptor em virtude da necessidade de superposição e separação dos canais para cada um dos eixos de polarização. Além disso, como consequência da não manutenção da polarização ao longo do trecho de conexão entre os nós, começaram a ser empregadas, de forma mais abrangente, técnicas de processamento digital de sinais (*digital signal processing* - DSP) para a recuperação das informações transmitidas em cada uma das direções de polarização.

Contudo, o aumento da demanda chegou a um ponto em que mudanças drásticas na forma de transmissão dos canais passaram a ser necessárias como alternativa a expansão do cabeamento óptico. Além da multiplexação por divisão em polarização, formatos avançados de modulação passaram a ser empregados, a exemplo do QPSK. Em termos de eficiência espectral, o DP-QPSK permite um valor de 2 b/s/Hz (por eixo de polarização), o que acarreta no quádruplo daquela associada ao tradicional formato OOK [29]. Para isso, com os avanços do processo de fabricação e integração, novas estruturas de moduladores ópticos foram desenvolvidas para prover os sinais modulados independentemente nos dois eixos de polarização, com possibilidade de aprimorar a transmissão para DP-16QAM.

Além de um transmissor com grau de complexidade elevado principalmente na alimentação eletrônica do modulador, o receptor precisou ser modificado da detecção direta para detecção coerente. Com isso, para recuperação das informações contidas nos eixos de polarização, o sinal a ser detectado precisava ser sobreposto ao sinal de um oscilador local (recepção intradina) em uma híbrida de 90° com diversidade de polarização. O resultado disso era detectado por fotodetetores balanceados, que geravam os sinais para recuperação das componentes em fase e quadratura em cada um dos eixos de polarização. Conversores

analógico-digitais de altas taxas convertiam os sinais elétricos providos pelos fotodetetores balanceados em sinais digitais. As amostras digitais passam, então, por uma sequência de operações necessárias à demodulação, como, por exemplo, a compensação da variação de polarização, da compensação dos efeitos dispersivos, do sincronismo entre a frequência do sinal e do oscilador local e estimação de fase para recuperação da informação, realizadas por blocos de algoritmos de DSP [33].

Com este tipo de recepção, também conhecida como recepção coerente digital, taxas de transmissão de altíssima capacidade se tornaram possíveis utilizando formatos avançados de modulação [29]. Por exemplo, para um espaçamento entre os canais de 50 GHz, correspondente ao WDM denso (*dense wavelength division multiplexing* - DWDM), pode-se transmitir 100 Gb/s por canal utilizando-se DP-QPSK. Com isso, assumindo-se a utilização de 80 canais DWDM, chega-se idealmente a uma taxa agregada de 8 Tb/s por fibra. Essas características levaram a taxa de 100 Gb/s a ser adotada como evolução para taxas de transmissão nas redes ópticas. Para acomodar estes avanços consideráveis nas características de transmissão, já em 2010, o Fórum de Interconexões Ópticas (*optical internetworking forum* - OIF) havia concluído a padronização da estrutura de transmissão, recepção, dos componentes e da mecânica dos módulos 100 Gb/s, estimulando o desenvolvimento e comercialização destes pelo conjunto de empresas e indústria que atendem a esse mercado [32].

Assim, essa década tem visto uma constante evolução das redes de comunicações ópticas em várias frentes [37]. Inovações em formatos de modulação com maior eficiência espectral, receptores com maior largura de banda elétrica e maior flexibilidade nos ROADMs, além de novas funcionalidades nas camadas de controle para maximização de desempenho dos elementos das redes.

Em relação aos formatos de modulação de maior eficiência espectral que a do OOK além do DP-QPSK, podem-se citar os formatos de modulação de amplitude em quadratura com  $N$  pontos de constelação (*dual polarization N-quadrature amplitude modulation* - DP-NQAM) surgiram como alternativas para incremento da eficiência espectral visando às futuras gerações de sistemas de transmissão óptica. No entanto, as tecnologias não estão

maduras para comercialização e dependem da evolução das técnicas de integração fotônica e optoeletrônica. Em contrapartida, quanto maior a eficiência espectral, maior a OSNR mínima requerida para garantir boa recepção do sinal enviado [29].

Do ponto de vista do receptor óptico coerente, torna-se mandatório a redução da largura de linha do laser do oscilador local e a maior largura de banda para os componentes elétricos, além de ajustes visando adequar cada bloco do conjunto de algoritmos de DSP ao formato de modulação utilizado [33].

Considerando-se os ROADMs, existem limitações de configuração na arquitetura atual desses dispositivos que implicam na intervenção manual de um operador, o que reduz a agilidade da rede e acarreta em crescimento do OPEX. Atualmente, a adição e a remoção de canais na rede se limitam tanto ao comprimento de onda quanto à direção do grau local. Com o objetivo de adicionar maior flexibilidade às redes ópticas e reduzir o OPEX, características de independência em relação ao comprimento de onda (*colorless* - *C*) e direção (*directionless* - *D*), sem a adição de contenção (*contentionless* - *C*) tornam-se requisitos necessários para a arquitetura de próxima geração, denominada ROADM-CDC [34].

Ainda neste contexto de evolução, há uma nova funcionalidade relacionada à utilização espectral dos canais, denominada de “sem grade” ou grade flexível (*gridless* ou *flexgrid*), a flexibilização e que permite granularidade da banda dos canais em até 12,5 GHz [35]. Essa flexibilidade permite que o operador da rede reconfigure independentemente a largura espectral para cada canal, dependendo do tráfego e do formato de modulação. Neste contexto, uma proposta atual de transmissão é a que emprega supercanais em formato OFDM ou Nyquist WDM, formado por subportadoras pouco espaçadas (de até 12,5 GHz). Tais técnicas realizam a multiplexação densa de subportadoras para compor supercanais ópticos de alta capacidade. No entanto, há uma redução considerável na largura de banda eletrônica utilizada no receptor e no transmissor ao custo de uma maior complexidade em termos de modulação para cada subportadora (número maior de componentes).

Assim, mesmo com toda evolução alcançada durante os últimos anos, ainda há desafios a serem estudados e superados para se atingir o uso mais eficiente e pleno dos recursos

disponíveis nas redes. Neste sentido, novos componentes estão surgindo, dentre os quais destacam-se o *Multicast Switching (MCS)* e os módulos ópticos de conexão cruzada de larga escala  $M : M$  (*optical cross connect - OXC*) [36]. Mais adiante neste capítulo serão discutidos mais detalhes na evolução das tecnologias de comutação/roteamento óptico.

O surgimento recente do conceito das redes definidas por software (*software defined network - SDN*) emerge como uma quebra de paradigma nas redes ópticas trazendo conceitos e técnicas aplicadas a rádio definido por software para o domínio óptico [37]. Esse é um conceito no qual ocorre o desacoplamento entre os planos de controle e de dados [38]. De fato, o SDN garante que o controle de rede seja programável e a infraestrutura do plano de dados seja abstraída para a camada de aplicação [39]. A ideia é desverticalizar a estrutura usual dos planos de controle/dados e tornar as interfaces abertas uma vez que cada fabricante utiliza uma linguagem e uma versão específica de software [40]. A Fig. 2.2 ilustra o exemplo de uma arquitetura de rede óptica utilizando SDN [41]. Em particular, observa-se, na Fig. 2.2, que o controlador possui uma visão global da rede com a clara separação entre os planos de dados e de controle.

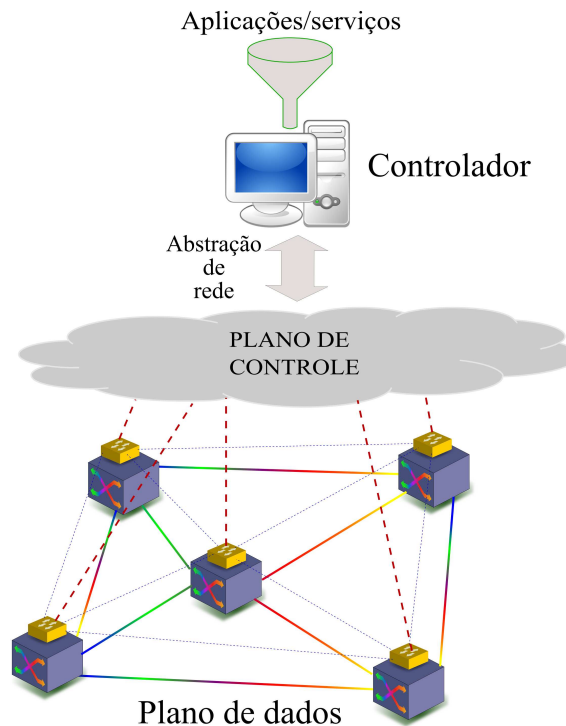


Figura 2.2: Exemplo de uma arquitetura de rede óptica definida por software.

Com a introdução dos conceitos SDN, no qual, de forma centralizada, têm-se acesso a

parâmetros dos elementos de camada física, pode-se introduzir camadas adicionais de controle para prover um nível de “inteligência” à rede. Em [42], apresenta-se uma metodologia de controle adaptativo de ganho para amplificadores ópticos em redes WDM reconfiguráveis. A metodologia baseia-se em parâmetros de desempenho óptico do amplificador em termos de figura de ruído e planicidade espectral de ganho para ajustar o ponto de operação [42].

Já em [43], propõe-se um transmissor óptico flexível que pode alterar a taxa de símbolo, formato de modulação e rotas do caminho óptico. Um controlador centralizado é utilizado para tomar decisões de acordo com medidas de taxa de erro de bit do sinal recebido. Em [44], de forma adaptativa, as fatias espectrais (mínimo recurso espectral exigido) no ROADM são alocadas de acordo com as condições físicas do caminho óptico fim-a-fim. Como pode-se observar, existe uma tendência de evolução das redes ópticas em direção às metodologias que otimizem fim-a-fim os parâmetros de camada física por meio do controle de equipamentos ópticos.

Nota-se, dentre as gerações das redes de comunicações ópticas, o crescente comprometimento dos dispositivos instalados com desenvolvimento da camada de rede, traduzidos em exigências cada vez maiores demandadas pelos clientes (usuários).

A evolução destas tecnologias se mostra de fundamental importância para moldar novas arquiteturas a serem adotadas pelas novas gerações das redes ópticas. Um ponto importante no controle da rede é justamente a forma como os comprimentos de onda são chaveados ao passarem por um determinado nó.

Dentro do contexto de SDN e com a evolução de conceitos adaptativos em redes, a comutação óptica ainda não foi amplamente explorada. Por exemplo, durante a transmissão de um sinal pela rede, este pode passar por um ou mais nós intermediários. Se o destino final não é um deste nós, a ideia é que o sinal seja redirecionado (comutado) para o nó de destino por meio de um comando de camada superior da rede. No entanto, durante a transmissão, o sinal é amplificado no caminho até chegar ao nó de destino. Dependendo da condição de operação da rede, isso pode ocasionar uma desqualificação indesejada em relação a potência dos outros canais. Sobre estas circunstâncias, o canal no nó de destino

pode não apresentar a relação sinal ruído adequada para a recepção. Desta maneira, se durante a comutação existir uma visão global da rede relacionada ao tráfego e outros requisitos de transmissão, poder-se-ia atuar no nó intermediário durante a comutação de forma a compensar a diferença de potência dos canais, otimizando a OSNR para recepção no nó de destino. Desta forma, a maneira como a comutação óptica é exercida pode ser tonar de suma importância. Assim, a próxima seção tratará da evolução tecnológica dos dispositivos ligados à comutação óptica até os dias atuais.

## 2.2 Tecnologias de comutação óptica

As redes de comunicações ópticas são compostas por dispositivos ópticos responsáveis pela transmissão, pela manutenção do sinal na fibra óptica ao longo de sua propagação e a pela recepção da mensagem no destino final. Em um enlace ponto a ponto, é suficiente que existam no sistema apenas as fibras, transmissores, amplificadores e receptores. Entretanto, para que se forme uma rede óptica em malha, com alto grau de reconfigurabilidade, são necessários outros tipos de equipamentos, como multiplexadores, demultiplexadores e chaves ópticas.

A propriedade de reconfigurabilidade das redes ópticas atuais é garantida pela instalação e manutenção de amplificadores ópticos e chaves ópticas, como OADM e ROADM, em diversos pontos da rede. As tecnologias de fabricação e características destes equipamentos podem variar bastante. Em particular, as chaves ópticas podem ser divididas em, basicamente, três gerações de dispositivos comerciais.

A Fig. 2.3 apresenta a evolução tecnológica dos dispositivos reconfiguráveis de adição e retirada ao longo do tempo e conforme a evolução da taxa de transmissão. Até 2006, os dispositivos que dominavam o roteamento no domínio óptico eram os OADM e os bloqueadores de comprimento de onda.

Em seguida, surgem os primeiros ROADMs baseados em circuitos planares de onda de luz (*planar lightwave circuit - PLC*), seguidos da tecnologia WSS que domina até os dias atuais. Além disso, a Fig. 2.3 apresenta propostas futuras para a utilização dos ROADMs baseados em WSS em sistemas *flexgrid* de diferentes espaçamentos de canais

ou subcanais, além de ROADMs que utilizam tecnologia CDC (*colorless, directionless, contentionless*). Estes dispositivos, tecnologias e suas evoluções ilustrados na Fig. 2.3 são discutidos com mais detalhes nesta seção.

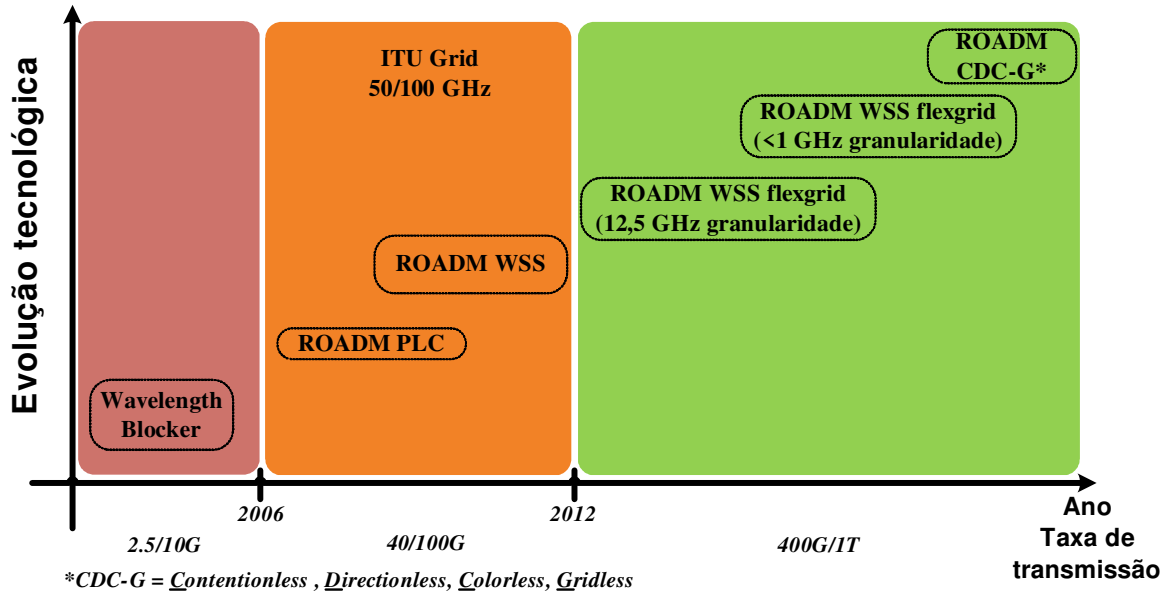


Figura 2.3: Provável linha cronológica apontando a evolução tecnológica dos dispositivos ópticos reconfiguráveis de inserir e derivar.

### 2.2.1 Bloqueador de comprimento de onda (WB)

O ROADM baseado em bloqueador de comprimento de onda (*wavelength blocker* - WB) foi o primeiro dispositivo disponibilizado comercialmente que garantia a capacidade de reconfigurabilidade em termos de comprimento de onda. Reconfiguração com granularidade em comprimento de onda óptico foi inicialmente introduzido em nós com grau dois (nós com dois pares bidireccionais de fibras), como ilustrado na Fig. 2.4 [28].

Na Fig. 2.4, um acoplador óptico de potência na entrada (sentido esquerda/direita) fornece uma cópia de todos os comprimentos de onda de entrada para uma grade de arranjo de guias de onda (*arrayed waveguide grating* - AWG) para que possam ser derivados. Isto permite que qualquer combinação (independente) de comprimentos de onda possa ser recebida neste nó. O componente óptico crítico deste tipo de ROADM é o bloqueador de comprimento de onda.

O WB é um dispositivo óptico composto de duas portas (entrada/saída) que é capaz

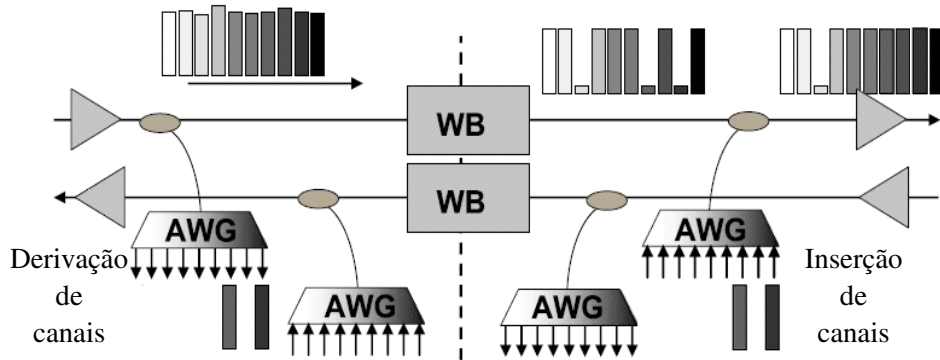


Figura 2.4: Arquitetura de ROADM grau 2 baseada em bloqueadores de comprimento de onda (redesenhado de [28]).

de atenuar e/ou bloquear, de forma independente, qualquer combinação de comprimento de onda. Outro AWG seguido de um acoplador permite a inserção de comprimentos de onda. Se um comprimento de onda for derivado (e necessariamente bloqueado), um novo sinal, de mesmo comprimento de onda pode ser inserido na direção de saída. Isto permite que canais de mesmo comprimento de onda possam ser reutilizados em qualquer um dos lados do nó.

Em geral, o WB é composto internamente por três partes funcionais. A Fig. 2.5 ilustra o seu diagrama. Na primeira etapa, os comprimentos de onda são separados espacialmente por um elemento dispersivo, por exemplo, uma grade de difração. Em seguida, os comprimentos de onda separados encontram uma matriz espacial de atenuadores e/ou bloqueadores ópticos, em que cada elemento é controlado independentemente para atenuar ou não um dado comprimento de onda. Essa capacidade de atenuar os canais permite, de forma remota, a equalização dos níveis de potência óptica de canais que passam através de um nó. Finalmente, na terceira parte, todos os comprimentos de onda que estão espacialmente dispersos são recombinados e relançados na fibra óptica de saída.

O uso de ROADMs baseados em WB resolvem os dois problemas-chave associados aos OADMs [45]. Em primeiro lugar, as decisões em que os comprimentos de onda são inseridos/derivados podem ser determinadas de maneira flexível, de acordo com o tráfego. Em segundo lugar, a automatização da equalização de potência por comprimento de onda permite a introdução de novos comprimentos de onda no sistema de maneira controlada

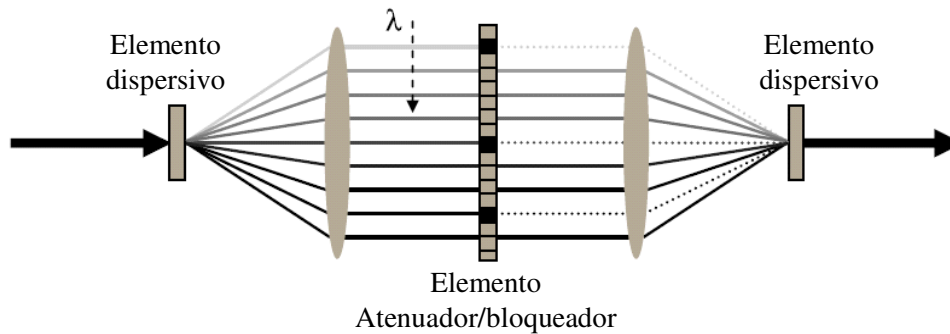


Figura 2.5: Diagrama funcional de um bloqueador de comprimento de onda (redesenhado de [28]).

e reduz a complexidade de provisionamento de novos comprimentos de onda. Porém, a maior desvantagem dos ROADMs baseados em WB se dá quando há necessidade de adição de novas ramificações ao nó. Esse é um processo caro e complexo, sendo necessários o reprojeito com troca de componentes e, eventualmente, a interrupção dos serviços pelas operadoras.

### 2.2.2 Circuito planar de onda de luz (PLC)

Uma abordagem alternativa (e evolução dos ROADMs baseados em WB) para implementação de ROADM é usar a tecnologia baseadas em PLC. Os PLCs são constituídos por guias de onda de sílica sobre o silício [46]. Os circuitos planares tem sido amplamente utilizado para construção de AWGs de elementos multiplexação e demultiplexação. Adicionalmente, podem-se construir chaves ópticas e atenuadores com interferômetros Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder inteferometer* - *MZI*) [47]. Moduladores e demoduladores para formatos de modulação multinível são outras aplicações da tecnologia do PLC [47].

O ROADM PLC integra as capacidades de roteamento e controle de potência óptica por comprimento de onda juntamente com os elementos de multiplexação e demultiplexação. Um diagrama funcional de uma placa PLC é apresentado na Fig. 2.6. O ROADM PLC é formado pelo uso em série de duas placas PLC devidamente acopladas. No caso da Fig. 2.6, a rede comporta 5 comprimentos de onda. Para se ter uma ideia de escalonamento, na placa ilustrada na Fig. 2.6, pode-se fazer adição e/ou remoção de até 5 canais

simultâneos. Para remoção, o sinal que chega na placa PLC é separado por um divisor de potência seguido de um DEMUX. Para adição, o sinal de entrada é demultiplexado por um DEMUX, seguido de uma chave óptica/atenuador por comprimento de onda. Os comprimentos de onda adicionados são recombinados por um MUX antes de serem lançados para porta de saída.

Uma placa PLC comercial com 40 canais possui integrado no circuito planar além de 3 Mux/Demux, 41 atenuadores ópticos variáveis (incluindo um extra de entrada, 40 chaves ópticas  $1 \times 2$  e 125 pontos de monitoração. A integração e encapsulamento destes elementos ópticos propiciaram uma redução gradual nos custos de fabricação dos ROADMs.

Sob o ponto de vista óptico, as perdas do dispositivo (entrada/saída) são da ordem de 9 dB. A Fig. 2.7 apresenta um nó grau 2 formado por ROADMs PLC com as ilustrações dos fotodetectores, atenuadores, chaves ópticas e AWG integrados num mesmo circuito fotônico.

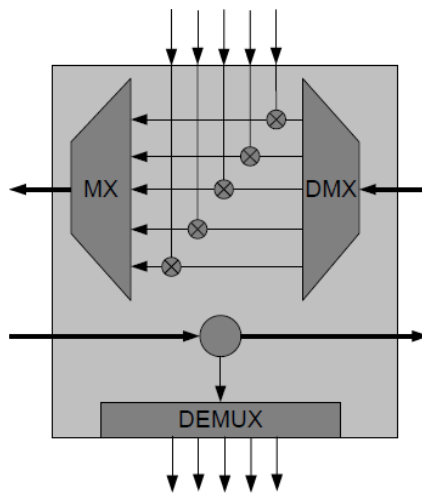


Figura 2.6: Diagrama funcional de uma placa de um PLC.

Na Fig. 2.7, semelhante à arquitetura do ROADM baseado em WB, o sinal óptico de entrada é amplificado e uma amostra dos sinais ópticos na entrada 1, separados por um acoplador óptico (*splitter*), é dirigida a uma estrutura de demultiplexação, composta por um AWG (DEMUX AWG). Desta forma, qualquer combinação de canais pode ser recebida localmente. A outra amostra é dirigida ao grau oposto de uma segunda placa PLC (PLC

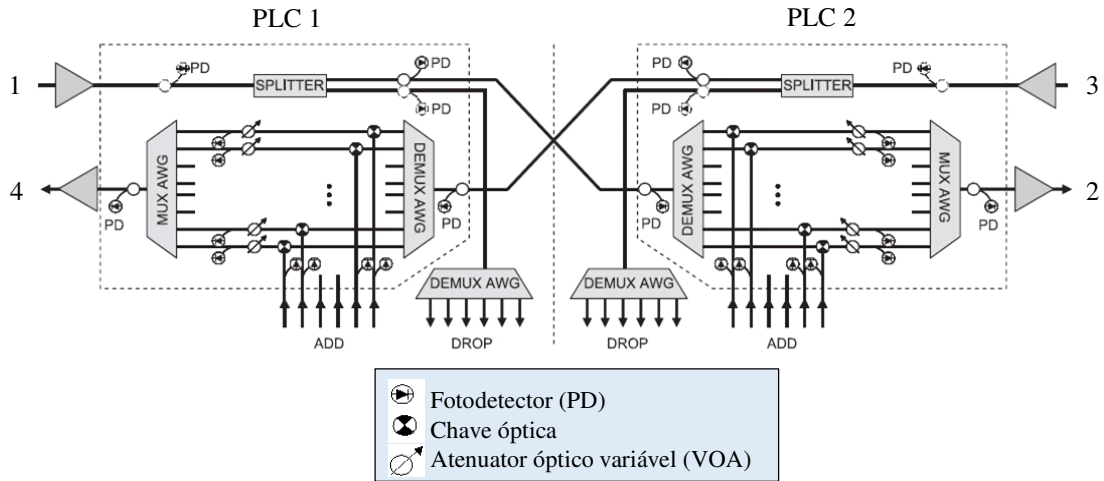


Figura 2.7: ROADM grau 2 baseado em PLC (redesenhado de [28]).

2) e separada de acordo com o comprimento de onda utilizando um outro AWG. Em seguida, cada comprimento de onda é direcionado a uma chave óptica  $2 \times 1$ . Uma das portas da chave óptica constitui a respectiva porta de adição para aquele comprimento de onda. Ou seja, a posição de cada chave óptica determina se o canal será adicionado localmente ou se seguirá na rede. A saída da chave óptica é ligada a um atenuador óptico específico para cada comprimento de onda. Por fim, todos os canais são recombinados por um multiplexador AWG (MUX AWG) e enviados para porta de saída 2 antes de serem amplificados novamente e lançados na fibra. Para o sentido oposto de transmissão segue-se o mesmo procedimento.

Dada a natureza dos MZIs, que são as estruturas utilizadas nas chaves das placas PLC e que permitem comutação relativamente rápida, uma das possíveis aplicações do ROADMs PLC, além da reconfiguração, é para proteção sendo empregados em topologias de rede em anel. Por exemplo, em caso de falha em uma das fibras de um enlace, pode-se chavear o tráfego para a fibra paralela.

A Fig. 2.8 ilustra um exemplo de topologia em anel empregando-se ROADMs PLC e os legados dos OADMs fixos. Pode-se observar nitidamente o ganho que se obtém em termos de comprimentos de onda que podem ser adicionados e/ou retirados em comparação ao OADMs. Além disso, os ROADMs PLC podem ter as potências dos canais de saída controladas e equalizadas se assim for necessário, função inexistente nos OADMs.

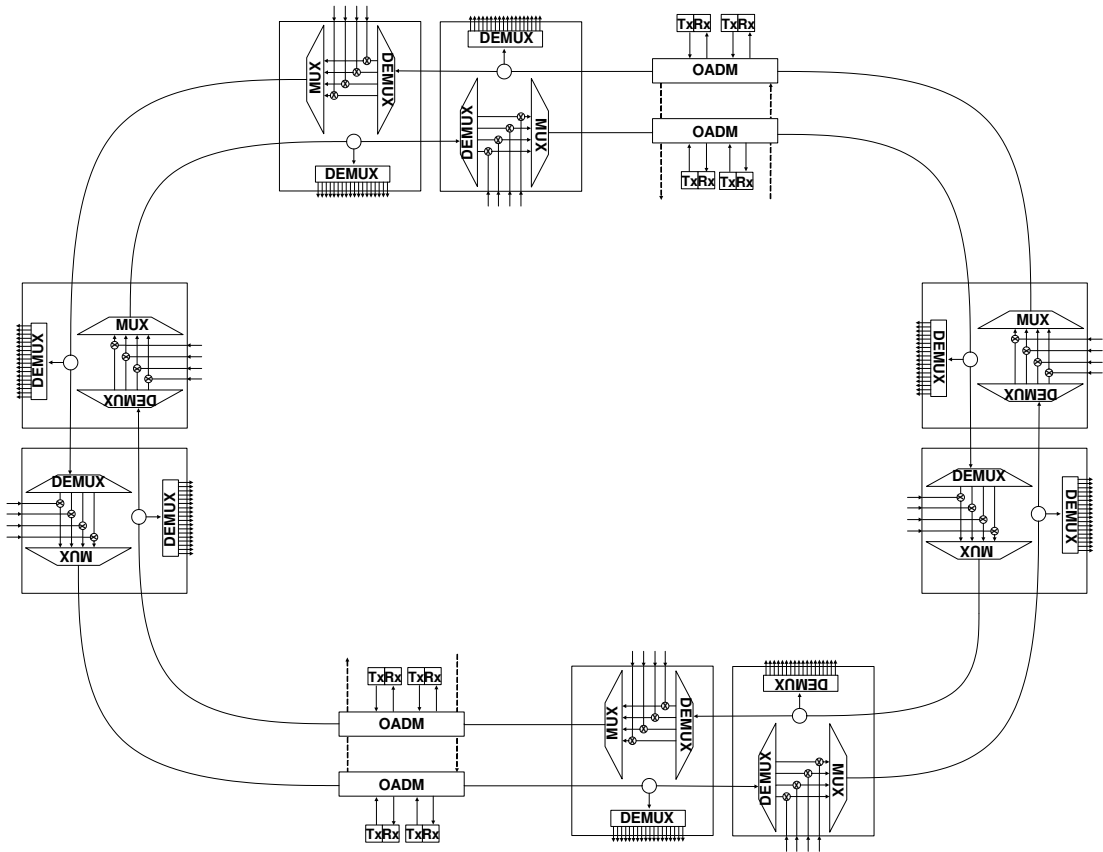


Figura 2.8: Topologia de rede em anel empregando ROADMs PLC e OADM fixos.

Outra vantagem dos ROADMs PLC em relação aos OADMs é a possibilidade de integrar componentes de monitoração (independentes e por comprimento de onda) em diversos pontos do dispositivo por um baixo custo. Uma desvantagem das chaves ópticas baseadas em MZI é o consumo elétrico de 150 mW por MZI [48]. Isto se dá, pois o princípio de funcionamento é baseado no deslocamento de fase provocado pelo aquecedor de filme fino sobre o guia de onda [46]. Algumas técnicas e materiais foram propostas para reduzir o consumo elétrico [48].

O aumento de demanda e consequente necessidade de expansão das redes ópticas, além dos custos aliados às limitações em termos de flexibilidade de escala, uma vez que os PLCs são limitados a nós com grau menor ou igual a 2, impulsionaram as pesquisas para o desenvolvimento de um dispositivo que fosse mais versátil.

### 2.2.3 Chave seletora de comprimento de onda (WSS)

A terceira geração da tecnologia de ROADM é aquela que é dominante nos atuais sistemas de comunicações ópticas, é a chave seletora de comprimentos de onda (*wavelength selective switch* - WSS) [28, 49–51]. A Fig. 2.9 apresenta o diagrama básico funcional de uma WSS  $1 \times N$  portas que é capaz de encaminhar (rotear), de modo independente, cada comprimento de onda inserido na porta comum para qualquer uma das  $N$  portas de saída [28].

Normalmente, os componentes das WSSs são bidirecionais, de tal forma que os canais a partir das  $N$  portas são multiplexados seletivamente de acordo com a porta de origem para a porta comum (saída). Note-se que, quando  $N = 1$ , a WSS resultante tem a mesma funcionalidade que um bloqueador de comprimentos de onda. Além disso, a WSS pode fornecer um nível de atenuação provisionado de forma independente para cada comprimento de onda ou bloquear os mesmos.

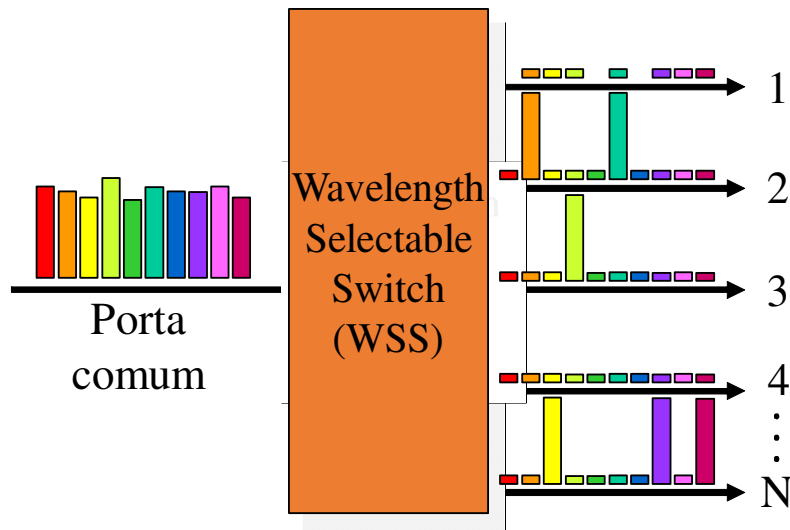


Figura 2.9: Diagrama funcional de uma chave seletora de comprimentos de onda.

A Fig. 2.10 apresenta o projeto interno de uma WSS. Pode-se observar que o esquema possui três partes funcionais. Na primeira parte, os sinais inseridos na porta comum da WSS são espacialmente separados por um dispositivo dispersivo (por exemplo, uma grade de difração) [49]. Na segunda parte, um espelho esférico direciona os feixes de comprimentos de onda para um conjunto de atuadores capazes de defletir cada feixe de

comprimento de onda num ângulo controlável (ortogonal em relação ao eixo de dispersão dos comprimentos de onda). Os feixes desviados com mesmo ângulo, ou seja, que receberam a mesma deflexão angular, são recombinaados e direcionados para uma das  $N$  fibras de saída. Desta forma, cada comprimento de onda pode ser enviado independentemente para cada uma das  $N$  portas pelo ajuste do ângulo de deflexão.

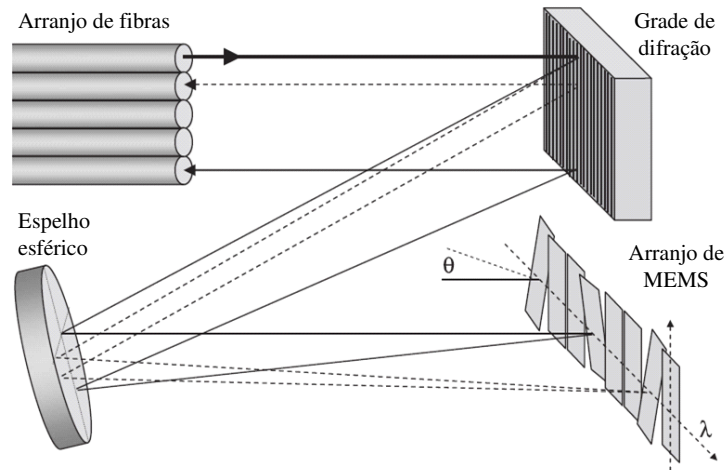


Figura 2.10: Projeto interno de uma chave seletora de comprimentos de ondas (redesenhado de [28]).

O dispositivo opera de forma bidirecional, ou seja, para operar no sentido oposto o mesmo processo é seguido com a propagação da luz no sentido inverso. O processo de atenuação ou bloqueio do canal é obtido ajustando-se o ângulo de deflexão de cada atuador de forma que diminua a eficiência de acoplamento do feixe com a fibra de saída. O componente de deflexão angular da WSS pode usar uma variedade de tecnologias, desde sistemas microeletromecânicos (*micro eletro-mechanical system* - MEMS) [52], arranjos de cristal líquido em silício (*liquid cristal on silicon* - LCoS) [53], cristal líquido (*liquid cristal* - LC) [54], ou combinações de múltiplas tecnologias [49].

No caso da tecnologia de atuação MEMS, uma matriz de espelhos microscópicos inclináveis são fabricados utilizando-se um revestimento altamente refletivo. Por meio da aplicação de um sinal elétrico, inclina-se cada espelho, geralmente um espelho por comprimento de onda. O ângulo dado, ou seja, a tensão aplicada, define a eficiência de acoplamento e a fibra de saída desejada do feixe de luz [52]. A perda de inserção dos MEMS é da ordem de 3 dB para uma matriz de  $16 \times 16$  espelhos [18].

Os atuadores baseados em LCoS são compostos por uma grande matriz bidimensional de moduladores ópticos de fase. A deflexão angular é conseguida por meio da criação de um perfil de atraso de fase, que varia linearmente em uma direção da matriz bidimensional. Esta manipulação da frente de fase do feixe óptico faz com que o feixe seja desviado por um ângulo proporcional à taxa de variação do atraso de fase em toda a matriz [53]. O outro eixo da matriz está alinhado com a direção do comprimento de onda (o acoplamento da luz na fibra de saída).

Já os atuadores que utilizam a tecnologia baseada em cristal líquido utilizam a capacidade de rotação de polarização da camada de LC para ajustar a orientação do estado de polarização da luz que passa. Na sequência, o feixe passa por um tipo de prisma birrefringente, para separar espacialmente o feixe incidente em dois feixes. A razão de divisão destes feixes depende do alinhamento do estado de polarização da luz em relação ao eixo do prisma [54]. Por conseguinte, controlando-se o estado de polarização por meio da camada de LC, o feixe pode ser desviado para uma das duas direções, ou dividido em ambas as direções numa proporção variável. A atenuação (ou bloqueio) e direcionamento a várias portas dos canais pode ser conseguido pela adição de fases para defletir parcialmente ou totalmente o feixe de luz numa direção.

Cada tecnologia de atuador utilizada para construir um WSS tem seus pontos fortes e fracos [55]. Os MEMS fornecem larguras de banda superiores a 40 GHz (para um espaçamento de 50 GHz) e desempenho de isolamento da porta normalmente maior que 45 dB. No entanto, como a filtragem dos comprimentos de onda é definida pela geometria dos MEMS, a banda de passagem variável não é prática e, um mesmo comprimento de onda não pode ser chaveado para múltiplas portas simultaneamente. Além disso, como o controle da atenuação é implementada por meio de um pequeno desalinhamento do acoplamento para a fibra, a precisão da atenuação depende fortemente da estabilidade do MEMS.

Já os LCoS e LC podem suportar banda de passagem variável e precisão no controle da atenuação, além da passagem do canal para várias portas de saída, até certo ponto. No entanto, o isolamento de potência entre as portas é normalmente abaixo de 40 dB.

Os parâmetros de desempenho mais críticos para a WSS são, geralmente, a largura de banda espectral, a função de transferência da filtragem para os comprimentos de onda e a supressão de potência óptica entre as portas [49]. Para que canais com maiores taxas de transmissão e eficiência espectral não sofram penalidades, faz-se necessário uma maior largura de banda de filtragem. Isso evita o estreitamento espectral devido a filtrações sucessivas por múltiplas passagens em WSSs dentro da rede óptica. Em segundo lugar, alta supressão de potência entre as portas é necessária afim de mitigar a interferência (*crosstalk*) e não degradar os sinais.

### 2.2.3.1 Arquiteturas de ROADMs baseados em WSS

Em nós com mais de 2 pontos de interconexão (grau maior que 2), por exemplo, a interconexão de duas redes em anel, a utilização de ROADMs baseados na chave seletoras de comprimento de onda é uma solução economicamente viável. Os ROADMs WSS têm capacidades de reconfiguração que são importantes no cenário atual das redes ópticas reconfiguráveis, em que as exigências de mudança podem ser muito diferentes do nó a nó. Desta forma, para economia de recursos, é crucial na fase de projeto do ROADM viabilizar condições de manutenção e intervenções manuais por técnicos em caso de falha. Além disso, torna-se importante que os ROADMs permitam altos níveis de reconfigurabilidade, adaptabilidade, flexibilidade e escalabilidade.

Do ponto de vista estrutural, a arquitetura interna de um ROADM pode ser decomposta em dois bancos: o banco expresso e o banco de adição/retirada (*add/drop* - *A/D*). A Fig. 2.11 apresenta o bloco funcional da arquitetura interna. Geralmente, utilizam-se amplificadores ópticos na entrada e saída de cada grau, para compensar as perdas de potência da ordem de aproximadamente 16 dB.

Na Fig. 2.11, as portas de entrada e saída do banco expresso (ou seja, entradas e saídas do ROADM, respectivamente) fornecem conectividade de/para com os outros ROADMs na rede. Por outro lado, o banco de adição/retirada fornece a conectividade necessária entre o banco expresso e os transmissores e/ou os receptores no nó local. Duas arquiteturas são comumente utilizadas para implementação do banco expresso e estão ilustradas na

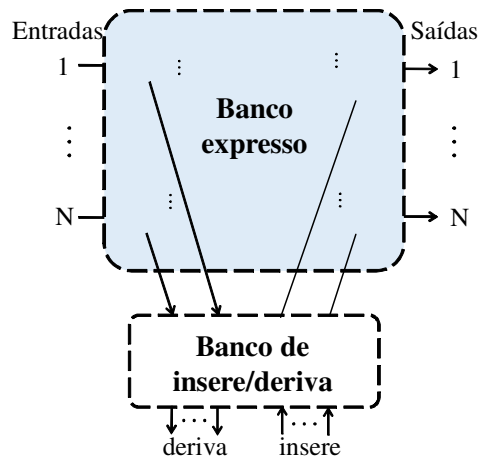


Figura 2.11: Diagrama funcional de um ROADM WSS.

Fig. 2.12.

A Fig. 2.12 (a) apresenta a arquitetura clássica de difusão e seleção (*broadcast-&-select* - *B&S*) que utiliza  $N$  divisores de potência óptica em cada entrada. Estes possuem  $N + 1$  saídas que são conectadas a cada um dos  $N$  WSSs e ao banco de adição/retirada. A função dos WSSs é a de bloquear os comprimentos de onda indesejáveis em cada saída. Se necessária, a equalização de potência dos canais pode também ser realizada por esses  $N$  dispositivos. As perdas introduzidas pelos divisores de potência na arquitetura B&S aumenta linearmente com  $N$ , o que pode limitar a capacidade de expansão deste tipo de banco. Por outro lado, a Fig. 2.12 (b) mostra um exemplo clássico da arquitetura de roteamento e seleção (*route-&-select* - *R&S*) de grau  $N$ , composto de dois conjuntos de  $N$  WSSs. O primeiro conjunto de WSSs chaveia e filtra os comprimentos de onda para os WSSs de saída e em direção ao banco de insere/deriva. No segundo conjunto de WSSs esses canais são filtrados novamente na etapa de seleção garantindo menor perda e maior isolamento em comparação com a arquitetura B&S. No entanto, a operação desta arquitetura requer um consumo de energia mais elevado [56]. Assim, a arquitetura que se torna atrativa comercialmente é a B&S, por apresentar um menor CAPEX (apenas um WSS) e OPEX (menor consumo de energia). Já as primeiras soluções do banco de insere/deriva utilizavam multiplexadores e demultiplexadores (fixos) independentes por grau para separação dos canais.

Para ilustrar a operação do banco expresso e do banco de insere/deriva operando con-

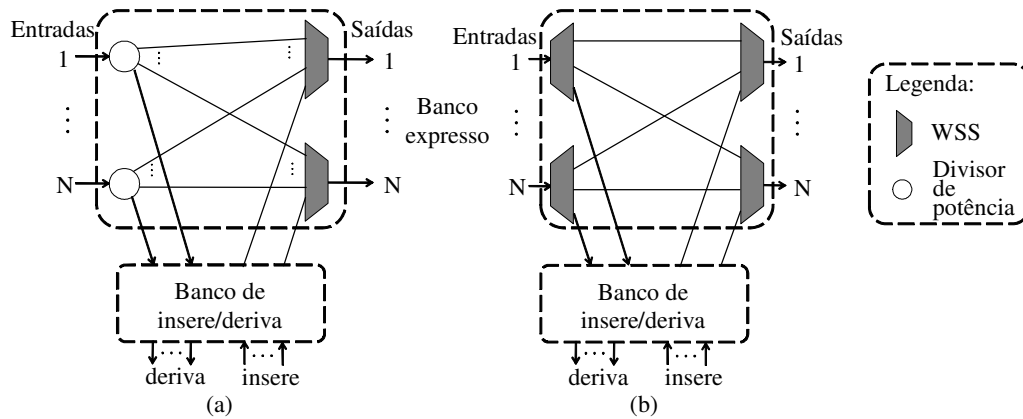


Figura 2.12: Arquiteturas funcionais de ROADMs WSS de (a) difusão e seleção e (b) roteamento e seleção, detalhando a estrutura interna do banco expresso.

juntamente numa configuração de tráfego bidirecional chegando a cada nó, a Fig. 2.13 apresenta um exemplo de ROADM WSS de grau 4, com arquitetura B&S, que utiliza AWGs como multiplexadores e demultiplexadores do banco de insere/deriva local. Em relação a Fig. 2.13 todos os divisores de potência (PS) e WSSs fazem parte do banco expresso e os AWGs fazem parte do banco de insere/deriva. Opcionalmente, observam-se nas entradas e saídas dos divisores de potência e das WSSs amplificadores ópticos (OA) para compensação das perdas de inserção do ROADM. Como pode ser observado na Fig. 2.13, cada WSS possui 5 portas de entrada justificando o grau 4 do ROADM. No entanto, uma das portas das WSSs permanece desconectada, a menos que se deseje retornar o sinal de uma entrada ao nó de origem. Com relação as divisores de potência (PS), verifica-se que existem duas portas desconectadas. Isso acontece pois este dispositivos, normalmente, apresentam o número de saída em múltiplos de 2. Considerando-se o banco de insere/deriva, é importante destacar que o número de comprimento de onda que podem ser adicionados/retirados via AWGs pode ser maior que  $N$ .

Tomando-se uma das entradas do ROADM da Fig. 2.13 como referência, do grau 1, por exemplo, o divisor de potência envia uma amostra do sinal de entrada ao respectivo AWG de deriva, permitindo que qualquer combinação de canais seja recebida localmente. As outras saídas do divisor de potência direcionam amostras do sinal de entrada às WSSs localizadas nas portas de saída dos outros graus do nó. O mesmo acontece se o sinal de entrada é aquele de outro grau, porém o sinal de um mesmo grau não retorna à WSS

deste grau (sem retorno). Já os canais a serem adicionados localmente são agrupados pela respectiva AWG do grau e direcionados a uma das portas das  $N$  WSSs. Para este tipo de arquitetura, *a priori*, adota-se uma proposta onde um canal inserido no nó local pode apenas ser direcionado a um outro nó da rede. No entanto, a distribuição da informação a outros nós é possível mediante a um aumento substancial do CAPEX.

A porta comum da WSS está ligada à fibra de transmissão de saída do respectivo grau. Assim, através de qualquer uma das  $N$  portas de cada WSS, existe uma cópia de cada canal que entrar no nó (no caso de retorno pelo grau de entrada). Para cada grau e para cada comprimento de onda, a WSS é, então, provisionado para rotear o comprimento de onda acoplado a uma das  $N$  portas a sua respectiva porta comum. Portanto, com esta arquitetura, qualquer comprimento de onda que entra um dos graus de um nó pode ser conduzido para as saídas de quaisquer outros graus, limitado pela condição de que somente um único canal para um dado comprimento de onda possa sair de cada grau (ou seja, um canal adicionado localmente não pode sair com o mesmo comprimento de onda pelo mesmo grau de saída). Caso um mesmo comprimento de onda advindo de nós distintos seja encaminhado para uma mesma porta de saída comum haverá a contenção ou bloqueio de um desses canais.

Além disso, existem limitações de configuração na arquitetura do ROADM-WSS que implicam em intervenção manual do operador, o que reduz a agilidade da rede e acarretando impactos no OPEX. Atualmente, neste tipo de ROADM, a inserção e a derivação de canais na rede se limitam tanto ao comprimento de onda quanto à direção do grau local. Este tipo de ROADM WSS da Fig. 2.13 é dito colorido, direcional e com contenção.

### 2.2.3.2 Requisitos da novas arquiteturas de ROADMs

Do ponto de vista de evolução, as características dos ROADMs descritos na seção anterior acabaram por se tornar requisitos para o desenvolvimento de arquiteturas de ROADMs mais adequadas as mudanças recentes de tráfego. São novos paradigmas, em que o conceito do sufixo que significa menos (*less*) indica maior funcionalidade a arquitetura do ROADM. Portanto, as funcionalidades necessárias aos ROADMs são:

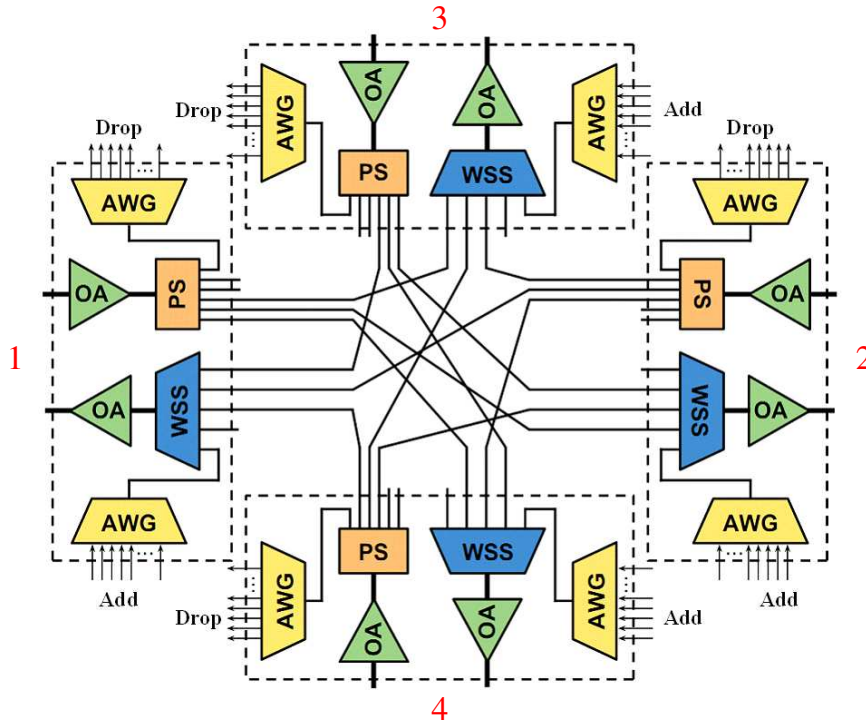


Figura 2.13: ROADM WSS de grau 4, com arquitetura B&S. AWG: multiplexador/demultiplexador; OA: amplificador óptico; PS: divisor de potência; WSS: chave seletora de comprimento de onda.

- *colorless*: independência de comprimento de onda na função de deriva do banco de adição/retirada;
- *directionless*: independência de direção, ou seja, a informação gerada em um nó pode ser direcionada a um ou mais nós da rede;
- *contentionless*: livre de bloqueio de canais;
- *gridless* ou *flexgrid*: grade espectral flexível, ou seja, liberdade na escolha dos comprimentos de onda centrais dos canais, fora da grade padronizada.

#### A. Colorless

Uma grande limitação dos ROADMs WSS atuais está na atribuição fixa de comprimentos de onda para as portas de A/D devido ao uso de MUX/DEMUX com AWG na estrutura de insere/deriva. Atualmente, o uso de laser sintonizável é a opção preferencial adotada pelas operadoras de telecomunicações em função da otimização do estoque de sobressalentes. Entretanto, este apenas pode operar em um comprimento de onda específico

quando atribuído à uma porta de adição/retirada, uma vez que esta permite a inclusão e remoção do comprimento de onda definido à esta. Portanto, no caso deste comprimento de onda ser o único disponível para cobrir o caminho de conexão solicitado pelo usuário, será necessário realizar uma troca manual do laser ou para uma outra porta disponível no AWG centrada no mesmo comprimento de onda, requerendo a presença de um técnico de campo para isto. A necessidade do técnico poderia ser descartada se, por meio de configuração remota, fosse possível a sintonização do laser para outro comprimento de onda que estivesse disponível para o caminho desejável. Neste caso, seria necessário que os AWGs fossem sintonizáveis.

### B. Directionless

Na arquitetura atual do ROADM WSS, a inserção/remoção de comprimentos de onda é realizada diretamente no grau de linha. Portanto, um canal específico pode ser inserido ou removido apenas neste grau. Dada esta limitação, esta porta de A/D recebe a nomenclatura de porta local. Para superar essa limitação, é necessário o uso de porta de A/D global, que permita a inserção/remoção de e para qualquer grau de nó. Assim, torna-se possível encaminhar o sinal do cliente para qualquer direção da rede sem a necessidade de realizar a troca manual da porta de A/D.

### C. Contentionless

Uma forma de eliminar a restrição com relação a direção única que a informação pode ter ao deixar um nó é por meio do uso de uma chave WSS colocada entre o AWG de adição e os WSSs de saída de cada grau do nó. Neste caso, uma outra modificação seria a utilização de apenas um AWG, contemplando todos os comprimentos de onda disponíveis na rede para exercer a função de adição (diferentemente do que se observa na Fig. 2.13). Desta forma, a inserção do sinal passa a independe do grau de origem e pode ser direcionado para qualquer grau do nó. A mesma lógica pode ser aplicada, porém em sentido inverso, à deriva dos canais. A ressalva é que, ao invés da WSS intermediária ser ligada à WSS de saída, são os divisores de feixe de entrada de cada grau que são ligados às N portas das WSSs intermediária, com a porta comum da WSS ligada a um único AWG de retirada (diferentemente do que se observa na Fig. 2.13). Essa solução

elimina a restrição de direção, porém, adiciona uma nova: a contenção de comprimento de onda. Como a derivação e inserção passam, cada uma, por uma chave WSS própria, a probabilidade de bloqueio na realização de operações de A/D simultânea aumenta se um mesmo comprimento de onda chega a mais de um grau do nó. Essa restrição poderia ser contornada com o uso tanto de portas de A/D globais e locais. Porém, essa abordagem trás de volta parcialmente o problema de direcionamento anterior. Outras propostas sugerem o uso de mais de uma chave WSS para as operações de A/D, criando bancos estruturais independentes, de forma a diminuir a probabilidade de contenção [57, 58].

#### D. Gridless ou Flexgrid

Outra preocupação relacionada aos ROADMs está na evolução das tecnologias de transmissão. Até a transmissão em 100 Gbits/s (utilizando-se DP-QPSK), ainda é possível utilizar canais na grade de 50 GHz. No entanto, para taxas e formatos de modulação de maior eficiência espectral, faz-se necessário o uso de espaçamentos maiores. Neste sentido, um ROADM com grade fixa estaria limitado às taxas atuais de transmissão. A proposta do *gridless* é possibilitar a configuração da grade dos canais de forma dinâmica, com o objetivo de adaptar-se tanto ao cenários de taxas superiores a 100 Gbit/s, como também trabalhar com canais de grade variável para melhor aproveitamento do espectro [59]. As WSSs baseadas em tecnologia de LCoS apresentam uma solução consistente para esse problema. Desta forma, o desafio do uso de grade flexível se concentra mais no controle das redes que se valham deste recurso que na comutação propriamente dita [60]. Com a evolução da tecnologia em LCoS, atualmente, têm-se chaves ópticas com granularidade de 1 GHz em largura de banda e também a possibilidade da escolha do formato do pulso que irá definir o filtro.

Resumindo, as redes WDM de próxima geração demandam arquitetura de ROADMs que sejam *colorless*, *directionless* e *contentionless* (CDC), a fim de aumentar a dinâmica da rede e reduzir o OPEX. Além de ser flexível em termo de grade espectral os ROADMs submetidos à transmissão *gridless* precisam acomodar diferentes formatos e taxas de transmissão, de modo a otimizar a utilização do espectro.

No momento em que os ROADMs WSS começaram a ser implantados, considerou-se que a estrutura ideal para o dispositivo seria o uso de WSSs  $N \times M$  portas, em que  $N$  é o número de graus e  $M$  o número de portas de A/D para formação de um banco global de adição/retirada [3]. Esta proposta é ilustrada na Fig. 2.14 que mostra os dois bancos globais de A/D, um de para inserção e outro para remoção (e um adicional para redundância no caso de falha). Neste caso, um WSS  $N \times M$  é capaz de receber qualquer comprimento de onda em uma de suas  $N$  portas e direcioná-lo para quaisquer das  $M$  portas. O mesmo acontece quando há concordância de comprimento de onda proveniente de diferentes graus. Isto pois esse conjunto de comprimento de onda não necessariamente precisa utilizar a mesma saída que um outro grupo. Para alcançar esta funcionalidade é essencial que a WSS sofra alterações em seu projeto permitindo maior grau de liberdade de programação (o que ainda está em fase de desenvolvimento [61]).

Vários bancos podem ser adicionados à estrutura de A/D, a fim de aumentar o número de portas cliente, resultando numa solução escalonável de portas globais A/D. O termo global é dado uma vez que é capaz de alcançar qualquer grau a partir do banco de A/D. No entanto, o maior WSS  $N \times M$  desenvolvido até agora e em fase laboratorial é um WSS  $5 \times 5$  com elevadas perdas de inserção (15 dB) [62].

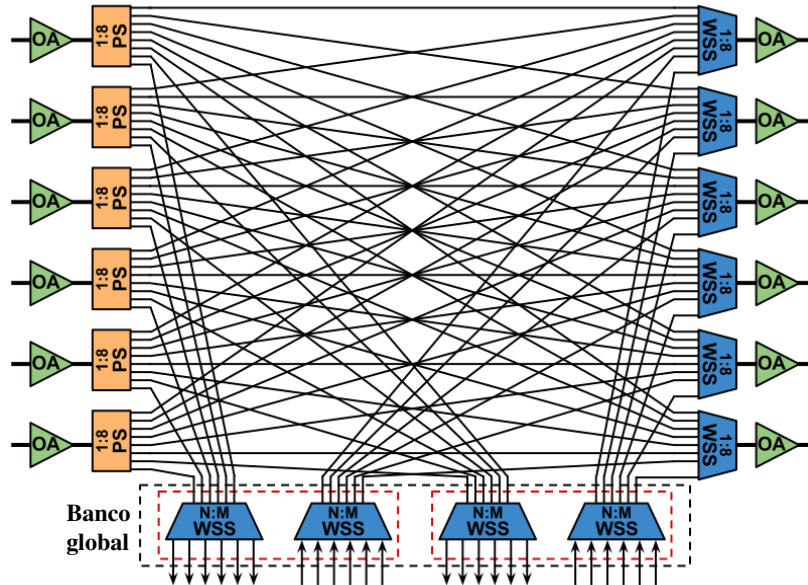


Figura 2.14: ROADM WSS grau 6 com banco de A/D global utilizando WSS  $N \times M$ .

Uma abordagem proposta para emular um WSS  $N \times M$  utiliza uma WSS  $1 \times N$  e uma  $1 \times M$ , conforme ilustrado pela Fig. 2.15 [3]. Esta solução é capaz de proporcionar um banco A/D independente de direção (*directionless*) e de cor (*colorless*). No entanto, tal esquema resulta em possível contenção/bloqueio de comprimentos de onda. Considerando-se que um mesmo comprimento de onda pode ser derivado por diferentes graus de diferentes portas, esta restrição é uma desvantagem substancial. Além disso, é uma solução de alto custo, uma vez que requer duas WSSs interligadas por suas portas comuns em que uma delas precisa apresentar  $M$  portas, com  $M$  esperado ser maior que algumas dezenas. Embora haja disponibilidade de WSSs  $1 \times 23$  no mercado, há dispositivos com um número ainda maior de portas sendo propostas [63].

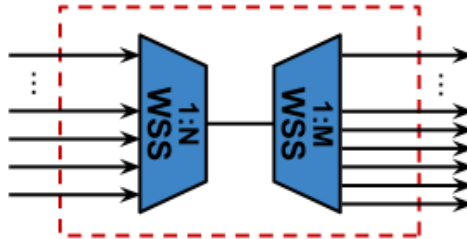


Figura 2.15: Banco de global de A/D que utiliza uma WSS  $1 \times N$  e  $1 \times M$ .

Uma vez que a WSS  $N \times M$  ainda não é uma tecnologia disponível comercialmente, outras propostas têm surgido, a fim de realizar a mesma tarefa, ainda que por meio de diferentes abordagens. Duas abordagens particulares estão chegando ao mercado, com vantagens e desvantagens. A primeira propõe a utilização de chaves multidirecionais (*multicast switch - MCS*) em um arranjo de amplificadores ópticos. A segunda propõe a utilização de módulos de conexão cruzada (*optical cross-connect - OXC*) com baixa perda (e múltiplas portas), juntamente com AWGs e opção por emprego de WSSs  $1 \times N$ .

A chave MCS, em alguns casos definida como agregador de transponder (*transponder agregador - TPA*), é um módulo óptico que integra divisores de potência e chaves ópticas do tipo  $1 \times N$  [64, 65]. A MCS já se encontra disponível em configurações  $8 \times 8$ ,  $8 \times 12$  e  $8 \times 16$ . Devido à utilização de divisores de potência, a perda de potência é alta e exige um arranjo de amplificadores ópticos (*optical amplifier array - OAA*) específicos, como ilustrado na Fig. 2.16. O desenvolvimento do OAA é um dos principais desafios dessa

abordagem e algumas escolhas de projeto, como o compartilhamento do mesmo laser de bombeio entre os amplificadores [66], é requerida para se manter o seu custo baixo.

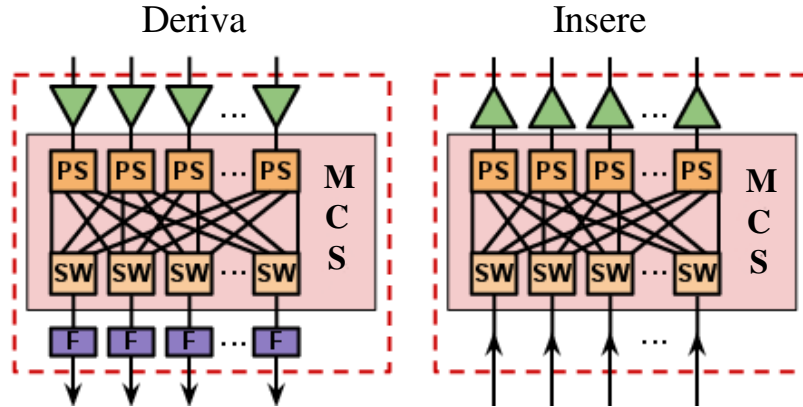


Figura 2.16: Estrutura de banco de A/D utilizando MCS, OAA e filtros ópticos sintonizáveis.

Na saída do estágio de retirada do dispositivo, filtros ópticos sintonizáveis são necessários para a selecionar o comprimento de onda de interesse. Quando se utilizam formatos de modulação coerente, não é necessária a utilização de filtros ópticos ajustáveis, uma vez que a detecção coerente pode ser aplicada. Para aumentar o percentual de portas utilizadas para A/D, várias estruturas podem ser cascadeadas. Do lado de deriva outros blocos podem ser ligados em série em cada um das saídas das chaves (SW) diretamente. Apenas os blocos finais devem manter os filtros sintonizáveis em suas respectivas saídas. O procedimento semelhante pode ser realizado no lado de inserção de canais onde novos blocos são conectados a entrada das chaves (SW) para expansão do número de comprimentos de onda disponível.

A partir dos dispositivos disponíveis comercialmente, é possível o escalonamento do número de portas disponíveis para deriva e a adição de canais. Para tanto, promovem-se arranjos em forma de cascata de placas MCS ou, do paralelo de placas MCS interligadas por WSSs. No entanto, em cada uma das opções, haverá um certo número de portas subutilizadas, fazendo com que o custo-benefício seja baixo.

Com relação agora aos módulos de conexão cruzada, podem-se encontrar, já disponíveis no mercado, dispositivos com baixa perda e alta densidade de portas, como por exemplo com configurações  $192 \times 192$  e  $384 \times 384$  [67]. A Fig. 2.17 apresenta uma versão genérica

da estrutura A/D introduzida por [68]. Nesta arquitetura, todos os comprimentos de onda de todos os graus devem atingir uma das portas superiores do OXC. As AWGs são utilizadas para separar todos os comprimentos de onda advindos de cada grau. Divisores de potência são ligados às portas inferiores do OXC e permitem qualquer comprimento de onda chegue às portas de deriva. O sentido inverso contempla os casos de adição.

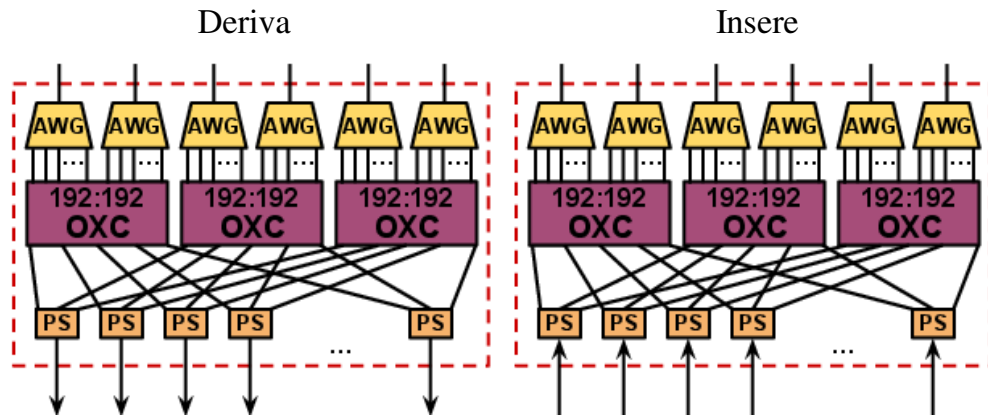


Figura 2.17: Estrutura de A/D utilizando OXC  $M \times M$ , AWGs e divisores de potência (PS).

Outra variante utilizando OXCs foi proposta por [69]. A Fig. 2.18 ilustra uma versão genérica da proposta, com uma pequena alteração: são utilizados AWGs ao invés de usar MUX/DEMUX *colorless*, já que estes não estão ainda disponíveis no mercado. Como relatado em [70], esta arquitetura resulta em contenção/bloqueio de comprimentos de onda, devido à utilização de WSSs  $1 \times N$  para conectar a decida dos graus com a estrutura de A/D. No entanto, um algoritmo de roteamento e alocação de comprimento de onda (*routing and wavelength assignment - RWA*) pode definir os caminhos entre os nós da rede, e, assim, utilizar os bancos de forma eficiente, mitigando a contenção e alcançando probabilidade de bloqueando inferior a 0,1% para a maioria dos cenários, utilizando um número de banco (placas) de  $k = 2$  [70]. Uma estrutura *contentionless* pode ser alcançada, utilizando-se um banco por grau. No entanto, em tal condição, esta arquitetura torna-se mais cara que a que foi apresentada anteriormente.

Em [3], apresentam-se resultados de comparação entre as arquiteturas de A/D apresentadas nas Fig. 2.16, 2.17 e 2.18. O custo e consumo de energia são comparados entre as arquiteturas, resultando em uma análise de CAPEX e OPEX afim de definir qual a

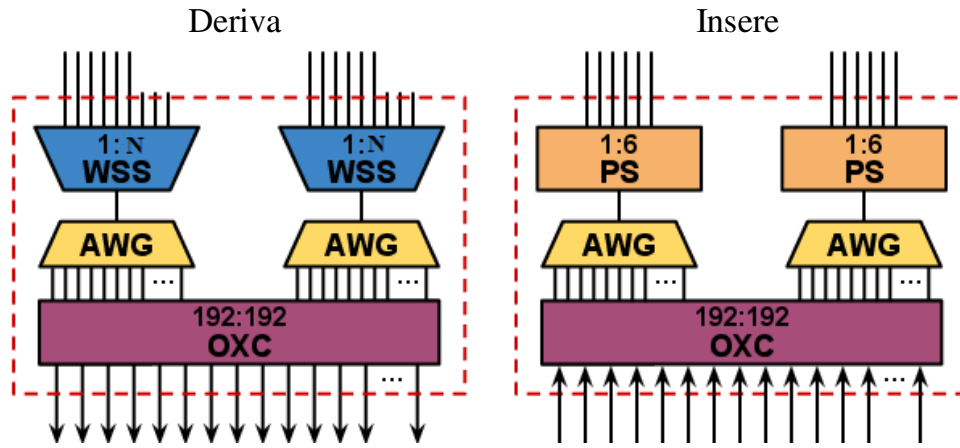


Figura 2.18: Estrutura de A/D utilizando WSS  $1 \times N$ , AWGs e OXC.

arquitetura se adapta melhor em uma determinada condição. Os resultados do estudo comparativo apresentado indicam que existe espaço para aplicação tanto da tecnologia MSC como da OXC (mais detalhes vide [3]).

Uma solução elegante e possível tendência na evolução tecnológica dos ROADMs é denominada de arquitetura sob demanda (*architecture on demand - AoD*). A AoD sintetiza uma arquitetura específica por meio da interligação de módulos adequados por meio de OXCs de acordo com as demandas de tráfego. Amaya et al. introduziu o conceito AoD em 2011 [71]. Depois disso, demonstrações experimentais têm validado esse conceito e verificado a sua capacidade de fornecer funcionalidades sob demanda, como a desfragmentação de espectro [72] e a comutação multi-granular no espaço/frequência/tempo [73].

Mais recentemente, a AoD foi também demonstrada experimentalmente em uma rede definida por software [74] e em um cenário metropolitano com multitecnologia/multitaxas [75]. Por fim, vale a pena mencionar que umas das principais características da AoD é a de fornecer ganhos consideráveis em termos de escalabilidade [76], consumo de energia [77] e resiliência [78]. A implementação da AoD consiste de um bastidor óptico (baseado em OXCs) que interconecta as entradas, saídas, módulos de adição e deriva, e outros módulos (por exemplo, acopladores ópticos, WSSs e amplificadores ópticos).

Sob o ponto de vista dos bancos de insere e deriva, um outro conceito emergente é o de adicionar e remover sob demanda (*add/drop on demand - ADoD*) [79]. A proposta de [79] oferece diversas vantagens: (i) uma vez que os recursos não são atribuídos a um

determinado grau do ROADM, diferentes módulos podem ser compartilhados entre diferentes graus; (ii) o ADoD apresenta alta disponibilidade, pois, caso ocorram falhas em um módulo, pode haver a troca por um outro módulo operacional ou pela construção de um módulo alternativo que satisfaça os mesmos requisitos; (iii) o ADoD oferece capacidade de atualização, uma vez que novos módulos podem ser conectados ao plano da rede sem comprometer conexões em operação; (iv) a natureza reconfigurável do ADoD fornece recursos intrinsecamente CDC. Além disso, a proposta do ADoD está alinhada com várias tendências atuais de pesquisa sobre virtualização de funções de rede (*network function virtualization - NFV*) [80], em que a infra-estrutura de hardware comum pode desempenhar diferentes papéis de acordo com as exigências do serviço (mais detalhes vide [79]).

## 2.3 Conclusões parciais

Neste capítulo, foram expostas as características básicas referentes à evolução das redes de comunicações ópticas dentro do escopo desse trabalho. Nessa análise, o desenvolvimento das redes foi em três gerações distintas. Em particular, a atenção foi dirigida às tecnologias de comutação óptica, bem como a algumas arquiteturas de dispositivos ópticos empregados nessa funcionalidade. As principais arquiteturas de multiplexadores ópticos reconfiguráveis de insere/deriva (ROADM), além dos requisitos para sua nova geração, foram apresentados. Por fim, foram introduzidas as tendências de evolução das tecnologias de ROADMs, dando-se atenção aos bancos de insere e deriva. Uma das principais implicações do uso dos amplificadores ópticos em sistemas de comunicações é a adição de ruído ao sinal (dito ruído de emissão espontânea). No caso dos sistemas que utilizam EDFAs, um dos principais fatores limitantes de desempenho do sistema é o seu espectro de ganho não-uniforme (ganho depende do comprimento de onda). Desta forma, faz-se necessário o uso de técnicas de equalização de ganho para mitigar/solucionar tal problema. Neste sentido, o próximo capítulo versará sobre as técnicas de equalização de ganho aplicadas a EDFAs, tanto em redes ópticas fixas quanto em redes ópticas reconfiguráveis.

## Capítulo 3

# Métodos de Equalização de Ganho

Este capítulo discute o contexto específico em que o trabalho se insere. De um modo geral, o trabalho proposto busca o desenvolvimento de métodos de controle de atenuação espectral em ROADMs inseridos em uma rede de comunicações ópticas, que garanta a maior uniformidade espectral chegando ao nó de recepção, combinado com a melhor OSNR possível para os sinais transmitidos.

### 3.1 Cenário atual

Sistemas de comunicações ópticas WDM utilizam, em sua grande maioria, amplificadores a fibra dopada com érbio para regeneração dos sinais transmitidos ao longo de um enlace de fibra óptica. Devido ao perfil de ganho não homogêneo da fibra dopada com érbio (*erbium doped fiber* - *EDF*), os EDFAs fornecem diferentes ganhos para os diferentes comprimentos de onda amplificados. Desta forma, quando utiliza-se uma cascata de EDFAs em uma rede óptica de múltiplos enlaces, os canais com maior potência tendem a “roubar” o ganho dos canais com menor potência, aumentando a distorção entre os ganhos providos aos sinais. O canal mais afetado pela não-uniformidade é aquele que experimenta um menor ganho do amplificador e, conseqüentemente, este terá um valor de OSNR bem menor que os demais canais. Assim, ao fim de uma cascata, o pior canal, com pior relação sinal ruído, tende inviabilizar a recepção óptica no nó de destino.

A Fig. 3.1 mostra os espectros de dez canais WDM espaçados de 2 nm, a medida que

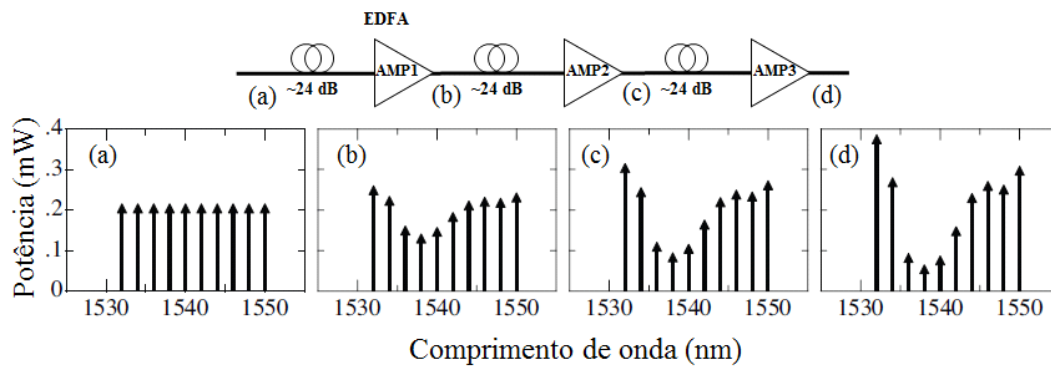


Figura 3.1: Exemplo ilustrando a evolução da diferença de potência óptica de 10 canais devido a dependência do ganho por comprimento de onda (redesenhado de [81]).

se propagam em um enlace através de três EDFAs em cascata [81]. Os amplificadores compensam os 24 dB de perda em cada lance de fibra de, aproximadamente, 120 km. A diferença de potência entre o canal que recebeu maior ganho e o canal que recebeu menor ganho do amplificador óptico é de 2,8 dB por EDFA. Inicialmente, as potências de pico dos canais são equalizadas. Após três lances de fibra, o canal com maior nível de potência (1532 nm) tem cerca de quatro vezes a potência do canal mais fraco (1538 nm).

A variação da intensidade dos sinais pode exceder o limiar de recepção e aumentar a taxa de erro de bit (*bit error rate* - *BER*). Como ilustrado na Fig. 3.1, sistemas ópticos que não empregam quaisquer métodos de equalização ganho apresentará grandes níveis de desigualização de potência entre os canais. Este exemplo de situação de degradação limitaria o alcance dos sistemas WDM e tornaria necessária a regeneração do sinal após poucas centenas de quilômetros. Esta distância é relativamente curta em se tratando de transmissão utilizando-se fibras ópticas. O perfil não uniforme de ganho do EDFA acarreta diversos efeitos limitantes do desempenho sistêmico das redes ópticas reconfiguráveis. Uma breve discussão acerca destes efeitos é apresentada ao longo desta seção.

### 3.1.1 Efeitos limitantes

A não-uniformidade de ganho não é a única fonte de degradação da OSNR. A intermodulação (*crosstalk*) é um outro fator que penaliza a transmissão do sinal. Demultiplexadores inseridos ao longo dos enlaces deixam passar parte da potência óptica dos canais

para seus adjacentes ocasionando penalidades de OSNR.

Mas, uma das fontes mais importantes de degradação são os efeitos não-lineares. Se, por um lado, os canais com menor ganho limitam o desempenho do sistema por experimentar baixa potência, por outro, os canais de maior potência continuam a receber incremento de potência nos amplificadores, de tal forma que podem atingir os limiares de efeitos não-lineares. Dentre esses efeitos, podem-se citar o espalhamento estimulado Raman (*stimulated Raman scattering - SRS*), o espalhamento estimulado de Brillouin (*stimulated Brillouin scattering - SBS*), a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing - FWM*), a auto modulação de fase (*self-phase modulation - SPM*) e a modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation - XPM*) [82].

O espalhamento estimulado Raman é um processo de espalhamento não-linear presente na fibra, em que dois sinais ópticos interagem por meio de vibrações moleculares da matriz hospedeira [82]. Quando acontece tal interação, parte da potência óptica do sinal com menor comprimento de onda é transferido para o canal de maior comprimento de onda. Em determinados comprimentos de onda, o deslocamento de ganho Raman é próximo a 13 THz. Tal fenômeno pode limitar o desempenho de sistemas WDM, uma vez que há transferência de energia entre os canais. Essa transferência, além de atenuar um dado canal, pode levar à sobreposição do comprimento de onda gerado pelo espalhamento com o de um outro canal de transmissão, levando ao ruído característico do SRS.

O fenômeno não-linear do espalhamento estimulado de Brillouin, observado pela primeira vez em 1964, é semelhante ao SRS, e ocorre quando dois sinais ópticos interagem por meio de ondas acústicas na rede cristalina da sílica [82]. Neste processo, o primeiro sinal propaga-se no sentido co-propagante, com o sinal espalhado no sentido contra-propagante. Uma das diferenças em relação ao SRS é que este pode acontecer em ambas as direções, além do SBS ter uma banda bem mais estreita (menor que 100 MHz). O SBS pode surgir em EDFAs devido à característica dinâmica do ganho, que, por sua vez, é dependente da potência total de entrada do amplificador.

Nas redes ópticas dinâmicas, sujeitas às variações no número de canais, podem-se gerar variações bruscas de potência na entrada do amplificador. Essas variações rápidas, da

ordem de centenas de microssegundos, refletem-se no ganho na forma de transientes e são responsáveis por gerar erros no receptor. Além disso, em EDFAs com controle automático de ganho baseados em realimentação óptica pura, transientes podem ser provocados pela alta potência do canal de controle, capaz de ultrapassar o limiar do SBS na fibra dopada com érbio. Algumas técnicas foram estudadas e são aplicadas com o intuito de suprimir essa contribuição do SBS [83].

A resposta não-linear dos elétrons de um meio à aplicação de um campo óptico intenso origina os denominados processos paramétricos, sendo um destes a mistura de quatro ondas [82]. A causa da existência de não-linearidades em um meio está relacionada à mudança da população de elétrons entre os vários níveis quânticos, após as transições causadas pela passagem de uma onda óptica. A polarização não-linear induzida devido a campos intensos contém termos não-lineares cujas magnitudes são governadas pelas susceptibilidades ópticas. É importante observar que o efeito FWM ocorre quando dois sinais transmitidos, pouco espaçados, estão localizados próximos da região de dispersão zero do meio de transmissão. Estas condições existem caso os dois sinais transmitidos mantenham certos requerimentos de fase.

Em termos quânticos, o FWM ocorre quando fótons de uma ou mais ondas são aniquilados e novos fótons são criados em frequências diferentes, tal que a energia líquida e o momento dos fótons são conservados durante a interação paramétrica. Como o fenômeno é coerente, há necessidade de que os sinais possuam casamento de fase (*phase matching*) e a polarização controlada [82]. A necessidade do casamento de fase vem da conservação do momento. A amplitude das ondas geradas é proporcional ao produto das amplitudes das ondas de entrada, enquanto que a frequência e a fase das ondas resultantes são combinações lineares das fases e frequências de entrada.

A eficiência da FWM aumenta à medida que a separação entre canais diminui. Assim, se duas ou mais frequências distintas se propagam em um meio não-linear saturado, há troca de energia entre as ondas incidentes, de maneira a ocorrer perda de energia das ondas para o meio, com a formação de novas componentes em frequências, chamadas de produtos de intermodulação. Esses sinais gerados podem se sobrepor a outros comprimentos de

onda e causar interferência. No caso de canais igualmente espaçados em comprimento de onda, a maior parte dos produtos de intermodulação coincidem com os canais utilizados e interferem coerentemente com os mesmos.

Já a auto modulação de fase e a modulação de fase cruzada são outros efeitos não-lineares perceptíveis em sistemas WDM. A origem dos efeitos do SPM e XPM ocorre na dependência do índice de refração de uma fibra óptica com a potência do sinal óptico [82]. Flutuações de potência óptica são convertidas em flutuações de fase. A variação de velocidade de grupo causa a dispersão do pulso óptico na fibra e limita a distância e a taxa de transmissão.

Por um lado, quando a modulação do próprio canal causa o efeito dispersivo de alargamento dos seus pulsos, tem-se o efeito não-linear da SPM. Por outro lado, quando os efeitos dispersivos nos pulsos de um determinado canal são causados pela variação da potência dos canais vizinhos, tem-se o efeito conhecido como XPM.

Portanto, a fim de mitigar os efeitos discutidos anteriormente, é necessária a utilização de elementos de equalização espectral de ganho para que, logo após o EDFA, os sinais sejam equalizados espectralmente. Isso evita que o problema de desbalanço espectral de ganho seja acumulado ao longo do enlace de comunicações e gere uma grande distorção em algum ponto, que penalize o sistema. Desta forma, a seguir, são discutidos sucintamente os principais métodos e dispositivos utilizados para solucionar o problema relacionado à equalização espectral do ganho de EDFAs.

### **3.1.2 Equalização de ganho: métodos, tecnologias e aplicações**

As tecnologias de equalização de potência óptica, ao menos a baseada em canal por canal, só veio se tornar uma realidade nos anos 90 [22]. Uma variedade de métodos foram usados para compensar ou contornar os problemas causados pela dependência do ganho por comprimento de onda em amplificadores ópticos. Nesta seção, serão apresentados três métodos de equalização de ganho: pré-ênfase, a filtragem espectral e a equalização dinâmica de ganho.

Um algoritmo simples, denominado de pré-ênfase, foi idealizado por [84] e demonstrado

em [85], em que a potência dos transmissores (canais) WDM é ajustada para compensar as distorções no formato espectral dos canais após a cascata de amplificadores que compõem o enlace. Por exemplo, os canais que experimentam menos ganho ao longo do enlace são lançados com maior potência, enquanto que os que receberão mais ganho são transmitidos com menor potência. Assim, no nó de destino, durante a recepção, todos os canais tendem a possuir, aproximadamente, a mesma potência óptica e relação sinal/ruído óptica.

Uma das desvantagens da pré-ênfase é que este método pressupõe que as características físicas do sistema, tais como comprimento de onda e potência dos sinais, sejam fixas ao longo do tempo. Caso contrário, sistemas de telemetria devem ser usados para transmitir amostras das potências de saída de volta para a origem, de maneira que um mecanismo de realimentação ajuste as potências dos canais no transmissor para, novamente obter-se um espectro ideal no destino. Este método provou ser uma ferramenta inestimável em sistemas WDM comerciais terrestres na época [22].

A Fig. 3.2 ilustra a evolução do sinal óptico em um enlace que utiliza o método da pré-ênfase. Nesse caso, as potências de dez canais WDM com espaçamento de comprimento de onda de 2 nm são apropriadamente ajustadas para compensar as variações de ganho de três EDFAs em cascata [81]. Na Fig. 3.2, cada lance de fibra insere 24 dB de perda, com cada um desses lances contendo um EDFA, ao seu final a diferença de potência entre o canal que recebeu maior ganho e o canal que recebeu menor ganho do amplificador óptico foi de 2,8 dB por EDFA (igual à do exemplo da Fig. 3.1). Note que, após os três lances de fibra, todos os canais apresentam um perfil espectral plano, ou seja, praticamente com os mesmos níveis de potência e OSNR.

O processo de realimentação necessário para o método é um ponto de limitação, pois, se o sistema é utilizado em uma rede óptica na qual o conjunto dos canais WDM deve ser modificado (com adição e/ou remoção de canais), inviabilizar-se-ia a reconfiguração de tráfego. Porém, esse processo ainda é utilizado atualmente em sistemas submarinos e, também, como solução temporária em casos em que o enlace óptico encontra-se seriamente penalizado e a OSNR recebida é inferior ao limiar requerido pelo receptor. Adicionalmente, o método foi recentemente aplicado visando mitigar os efeitos da mistura de

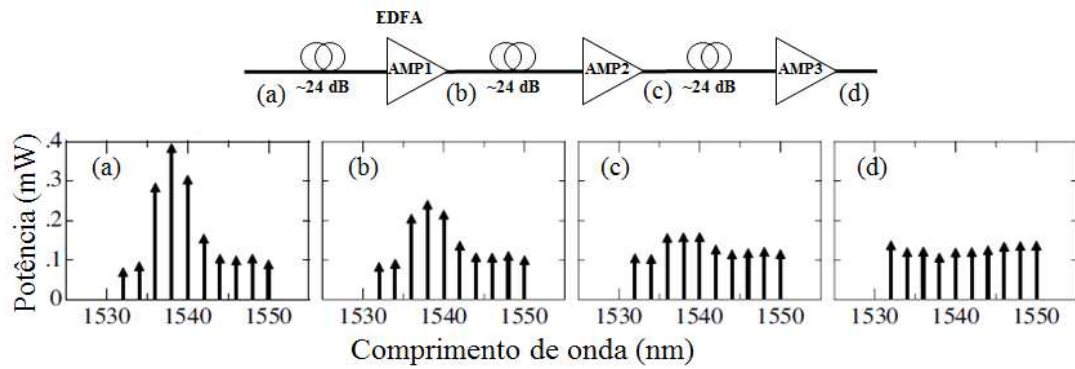


Figura 3.2: Exemplo ilustrando a aplicação do método da pré-ênfase de potência em 10 canais WDM (redesenhado de [81]).

quatro ondas em sistemas coerentes que utilizam modulação OFDM [86].

Já no caso da filtragem espectral, um filtro óptico pode ser colocado em linha com um amplificador óptico, em particular os EDFAs, para uniformizar o seu espectro de ganho. Filtros ópticos são caracterizados, basicamente, por sua resposta em frequência, alterando a amplitude e a fase de cada componente de frequência de um determinado sinal que incidiu no filtro.

Os filtros equalizadores de ganho (*gain flattening filters – GFF*) podem ser usados para uniformizar o ganho do EDFA, porém, apenas para uma condição específica de perfil de ganho. Desta forma, se o amplificador operar fora desta condição de ganho, o problema persiste. Os GFFs devem assemelhar-se ao inverso do espectro de ganho do EDFA utilizado. A Fig. 3.3 apresenta (a) o espectro de ganho de um EDFA, (b) o perfil de transmissão do GFF e (c) o respectivo perfil de ganho uniformizado do amplificador.

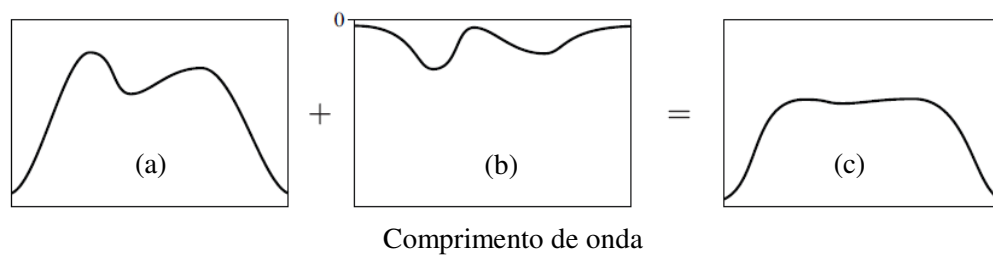


Figura 3.3: Exemplo de aplicação de um GFF na saída de um EDFA: (a) espectro do EDFA, (b) perfil do filtro e (c) espectro equalizado (redesenhado de [81]).

Várias tecnologias podem ser utilizadas para fabricação deste tipo de filtro óptico. As mais comuns são filtros Fabry-Perot, filtros a grades de Bragg, filtros com grades de período longo, e filtros de filme fino dielétrico de múltiplas camadas. O filtro de Fabry-Perot consiste em uma cavidade formada por dois espelhos de alta refletividade dispostos, geralmente, em paralelo um em relação ao outro [87]. Os princípios de funcionamento deste filtro são baseados nos princípios relacionados ao interferômetro de Fabry-Perot. O feixe de luz entra pelo primeiro espelho e, em seguida, sofre múltiplas reflexões entre os espelhos paralelos, provocando interferências das frentes de onda no interior da cavidade. Como estes espelhos são imperfeitos, uma pequena parte da luz (alta perda de inserção) pode deixar a cavidade. No entanto, devido às próprias características de interferência, quando o comprimento da cavidade (distância entre os espelhos) coincide com múltiplos inteiros de meio comprimento de onda do sinal de entrada, as frentes de onda que obedecem esta condição sobrevivem à interferências destrutivas e podem ser transmitidas parcialmente pelas faces. Os comprimentos de onda que satisfazem esta condição são chamados de comprimentos de onda ressonantes da cavidade [20]. Uma vantagem dos filtros Fabry-Perot é sua capacidade de sintonia de banda, tornando possível a seleção de comprimentos de onda de forma dinâmica. Esta característica pode ser obtida variando-se a distância entre os espelhos por meio de um sistema mecânico, por exemplo, ou modificando-se o índice de refração do meio entre os espelhos.

As grades a fibra podem ser classificadas em duas categorias distintas: período curto e período longo, de acordo com período em que ocorre a variação do índice na grade. Por um lado, as grades de período curto, conhecidas como grades de Bragg, têm períodos comparáveis ao comprimento de onda do sinal. As grades Bragg atuam como um filtro óptico devido à existência de uma banda de rejeição, a região de frequência em que a maior parte da luz incidente é refletida de volta à fonte [18]. A banda de rejeição é centrada no comprimento de onda de Bragg, definido por  $\lambda_B = 2\bar{n}\Lambda$ , sendo  $\Lambda$  o período de grade e  $\bar{n}$  o índice de refração médio do modo [18]. A natureza periódica das variações do índice acopla as ondas co-propagantes e contra-propagantes dos comprimentos de onda próximos do comprimento de onda de Bragg e, como resultado, fornece reflectividade dependente

de frequência para o sinal incidente sobre uma largura de banda. Em [88], Fugihara et al. apresenta resultados de simulação de uma grade de Bragg como filtro destinado a induzir melhor equalização do ganho espectral de um EDFA.

Por outro lado, as grades de período longo (*long-period grating - LPG*) possuem período muito maior que o comprimento de onda do sinal [18]. Nas grades de período longo, a periodicidade causa um acoplamento entre o modo co-propagante no núcleo da fibra e os modos co-propagantes no revestimento da fibra, com os modos de revestimento sofrendo uma perda tal que sua energia decai rapidamente ao longo da fibra [89]. Existem vários modos no revestimento, entretanto, o acoplamento apenas ocorre entre o modo do núcleo e um determinado modo do revestimento, em um dado comprimento de onda, de acordo com o período da grade. No processo de fabricação, o tempo de exposição da fibra a raios ultravioleta (UV) determinará se a perda do elemento se torna mais ou menos dependente do comprimento de onda [18]. Desta forma, espectros de transmissão complexos podem ser obtidos cascadeando várias grades de longo período com diferentes comprimentos de onda centrais e advindos de diferentes tempos de exposição às radiações UV.

Uma cavidade ressonante do tipo filme-fino é, basicamente, um interferômetro de Fabry-Perot em que os espelhos ao redor da cavidade são construídos com uso de múltiplas camadas refletivas dielétricas de filme fino [90, 91]. Estruturalmente, um filme fino dielétrico de múltiplas camadas consiste de uma série de camadas alternadas de materiais com diferentes índices de refração, depositados num substrato de vidro. Assim, como o filtro de Fabry-Perot, o comprimento de onda que passa pelo filtro é determinado de acordo com o comprimento da cavidade. Os filtros de filme fino têm respostas espectrais satisfatórias, de acordo com o número de cavidades utilizadas, possuem baixa perda de inserção e são independentes da polarização do sinal de entrada.

Ambos métodos de equalização de ganho pre-ênfase e filtragem espectral desempenharam papel fundamental nas redes WDM de segunda geração. No entanto, nas redes ópticas de segunda geração, não havia reconfigurabilidade da rede. Isto significa que o número de canais na entrada do amplificador era previamente conhecido, e o ganho do amplificador

óptico era projetado de acordo com o orçamento de potência estabelecido previamente. Consequentemente, o amplificador opera em um nível de bombeio fixo. Assim, com o conhecimento do perfil de ganho do amplificador em um cenário estático, os filtros foram projetados com perfis fixos para a equalização de ganho dos EDFAs. Quaisquer mudanças nos parâmetros do amplificador implicariam na troca do filtro projetado. Desta forma, o nível de reconfigurabilidade imposto à rede, principalmente pelos ROADMs, impulsionou o desenvolvimento de dispositivos e métodos dinâmicos para se adequar ao estado de operação da rede.

Diversos métodos podem ser implementados para realizar equalização dinâmica de ganho. Métodos estes que apresentam vantagens e desvantagens para solucionar a problemática da não uniformidade do ganho dos EDFAs. Entre os principais, podem-se destacar: o uso de inteferômetros de Mach-Zehnder, de filtros acusto-ópticos, de filtros opto-cerâmicos, de multiplexadores e demultiplexadores associados a atenuadores ópticos variáveis (*variable optical attenuator* - VOA) e de chaves seletoras de comprimento de onda.

Como mencionado anteriormente, um dos métodos utilizados para a equalização dinâmica de ganho de EDFAs utiliza associações de MZIs [92, 93]. Em [92], os inteferômetros são construídos em um mesmo circuito óptico, empregando um acoplador óptico, um multiplexador / demultiplexador e deslocadores de fase. O perfil de atenuação desejado é obtido pelo uso de deslocadores de fase devidamente ajustados em estruturas que foram diferentes MZIs. Assim, primeiramente, o sinal óptico incidente no circuito óptico é igualmente dividido em dois caminhos ópticos (guias de onda) pelo acoplador óptico. Um dos caminhos leva parte da potência óptica do sinal de entrada diretamente a um espelho dielétrico localizado na face oposta polida do dispositivo, retornando ao acoplador de entrada sem que experimentar nenhum tipo de filtragem. A outra amostra do sinal óptico é demultiplexada, de maneira que o espectro de amplificação é separado em bandas de comprimento de onda menores. O demultiplexador separa o sinal em 22 fatias de 1,6 nm de largura, cobrindo todo o espectro de amplificação do EDFA. Estas 22 fatias espectrais são refletidas de volta ao acoplador, porém, deslocadas em fase antes de serem multiplexadas

novamente.

Em seguida, o mesmo acoplador usado para separar o sinal de entrada também é utilizado para recombinar ambos os sinais de retorno na saída do guia de onda. Como resultado, a interferência entre os dois sinais provenientes dos caminhos diferentes determinará o espectro de transmissão de cada comprimento de onda. Desta forma, aplicando-se a tensão correta nos deslocadores de fase, o dispositivo ajusta individualmente os níveis de potência para cada banda de comprimento de onda, de modo a prover a equalização do espectro de ganho do amplificador. Esta técnica de equalização dinâmica de ganho pode alcançar variação (*ripple*) de até  $\pm 1$  dB em 35 nm de banda. Já o dispositivo apresentado por [93] é formado por 10 MZIs cascadeados, o que resulta em uma faixa espectral de controle de 68 nm (que cobre as bandas C e L) com uma variação de apenas 0,9 dB, e 9 dB de perda de inserção.

Um outro método de equalização dinâmica utiliza de filtros acusto-ópticos. O índice de refração de um meio óptico pode ser alterado na presença do som. Este efeito é chamado de efeito acusto-óptico, em que uma onda acústica cria uma perturbação no índice de refração. Como as frequências ópticas são muito maiores do que frequências acústicas, as variações no índice de refração do meio são muito mais lentas em comparação às do sinal óptico. Assim, no caso desses filtros, a resposta espectral pode ser sintonizada de acordo com a onda acústica aplicada ao meio. Os filtros acusto-ópticos arranjados em cascata podem prover um perfil de transmissão suave e sintonizável, capaz de equalizar a não-uniformidade de ganho imposta pelos amplificadores.

Em [6], é apresentado um dispositivo baseado numa cascata de cinco filtros optocerâmicos senoidais que, de acordo com o perfil de ganho de operação do amplificador, se adapta para compensar a falta de equalização entre canais. O filtro óptico utilizado é constituído por um material optocerâmico que, por meio do efeito eletro-óptico, têm suas propriedades ópticas modificadas (índice de refração) e, conseqüentemente, sua resposta espectral.

Outro método para equalização dinâmica de ganho é a utilização de um dispositivo composto de multiplexadores, demultiplexadores, VOAs, fotodetectores e uma unidade

de controle [94–96]. A técnica de equalização utilizando VOAs consiste, basicamente, da aplicação de uma atenuação ao canal de acordo com o nível de potência do mesmo ou dos demais canais do enlace. Dessa forma, a compensação pode ser estática ou dinâmica de acordo com as potências ópticas dos canais.

O sinal óptico incidente na entrada do dispositivo é demultiplexado e cada comprimento de onda é direcionado para caminhos ópticos independentes, cada um com um VOA. Assim, os canais, são individualmente atenuados pelos VOAs, com parte do sinal resultante sendo direcionada para fotodetectores de monitoração. Desta forma, quando um sinal WDM entra neste sistema, ele é demultiplexado e parte da potência atenuada pelo VOA de cada um dos comprimentos de onda é amostrada e detectada por seu respectivo fotodetector. A informação resultante é, então, enviada para uma unidade de controle, para que seja calculada a relação de potência entre os canais WDM incidentes. Com essa informação, a unidade de controle estabelece os valores de atenuação que devem ser aplicadas a cada um dos canais pelos seus respectivos VOAs, de modo que, após um multiplexador de saída, todos os canais sejam acoplados novamente à fibra com um mesmo nível de potência óptica.

Por outro lado, olhando do ponto de vista das redes ópticas atuais, os módulos reconfiguráveis de adição e remoção de canais poderiam atuar como equalizadores, uma vez que possuem atenuadores ajustáveis para cada comprimento de onda que trafega por eles, habilitando, assim, a compensação dos desníveis espectrais de ganho providos pelos EDFAs. As atuais chaves WSS, em sua arquitetura interna, são compostas, basicamente, por uma grade de difração, espelhos e um elemento de controle de atenuação e roteamento, com tecnologia comumente baseada em chaves micro eletro-mecânicas que atuam em estruturas de cristal líquido em silício (ver Seção 2.2.3).

Como mencionado anteriormente, devido a forte dependência do ganho com o comprimento de onda dos canais, o EDFA é a principal fonte de desequalização da potência em um sistema óptico. Tal fato se torna ainda mais relevante quando os canais trafegam por uma cascata de amplificadores. Esta característica pode levar a falta ou excesso de potência dos canais após a passagem por alguns EDFAs, tornando a recepção do sistema

inviável. Dentro deste contexto e explorando as funcionalidades dos ROADMs atuais, algoritmos de equalização espectral local por nó óptico foram implementados [97–100]. Nesta abordagem, a equalização é realizada visando corrigir os desníveis de ganho espectrais dos EDFAs apenas no próprio nó, com o auxílio da WSS. As potências de pico dos canais que chegam até o nó são lidas por meio de um monitor de canal óptico (*optical channel monitor - OCM*) e, em seguida, se houver diferença entre as potências de pico dos canais, o perfil do espectro lido é normalizado, invertido e aplicado para a atenuação na porta de saída da WSS.

Para ilustrar o processo de equalização, a Fig.3.4 (a) apresenta a distribuição de potência na entrada de uma ROADM que necessita ser equalizada. Dessa forma, após a detecção de um amostra desse sinal pelo OCM, o perfil de atenuação que compensa a desigualização de potência da entrada é calculado e aplicado na porta de saída da WSS, como apresentado na Fig.3.4 (b), para se ter um espectro uniformizado na saída do ROADM. No caso de uma rede que desempenha a função de equalização local, o processo de equalização é repetido em cada nó até a chegada no nó de destino.

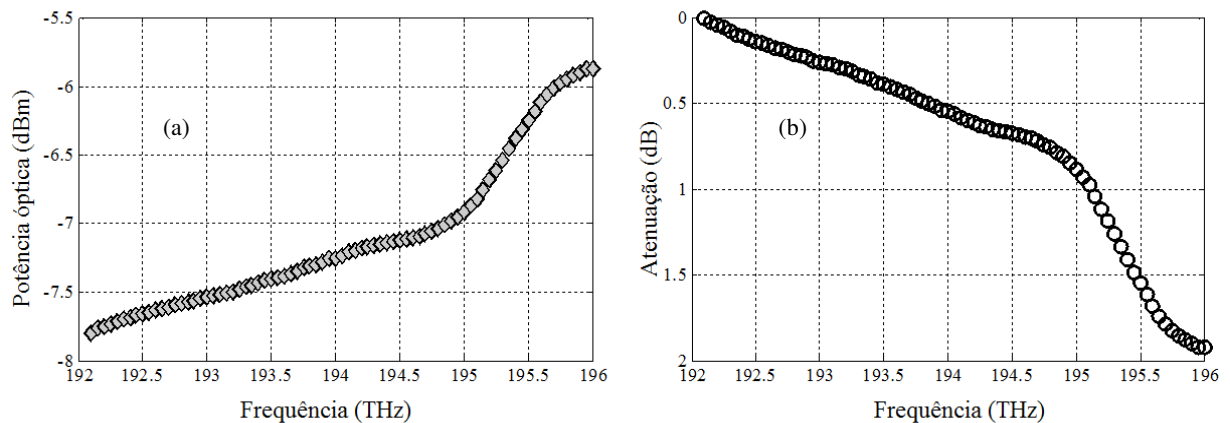


Figura 3.4: Exemplo simulado de atuação da WSS na equalização: (a) perfil de espectro dos canais observado no OCM e (b) perfil da atenuação aplicado à WSS.

Por exemplo, assumir um enlace como o representado pela Fig.3.5 (a), composto por dois EDFAs em cascata. Dependendo dos ajustes de operação de cada EDFA, o que leva em consideração as características de controle de ganho e/ou potência de operação, o desnível de potência introduzido pelo primeiro EDFA poderia, em princípio, ser parcial-

mente compensado pelo segundo. Dessa forma, se um nó do tipo ROADM fosse colocado entre esse dois amplificadores, mantendo-se os pontos de operação de cada um deles, a equalização local desempenhada por esse ROADM pode, ao invés de ocasionar uma minimização da desigualização após o segundo EDFA, uma deterioração desta característica, como ilustrado na Fig.3.5 (b). Dessa forma, no nó de recepção, diferentes canais seriam recebidos com potências e, o pior, com níveis de OSNR diferentes que podem não ser suficientes para uma recepção livre de erros, mesmo com o uso de FEC.

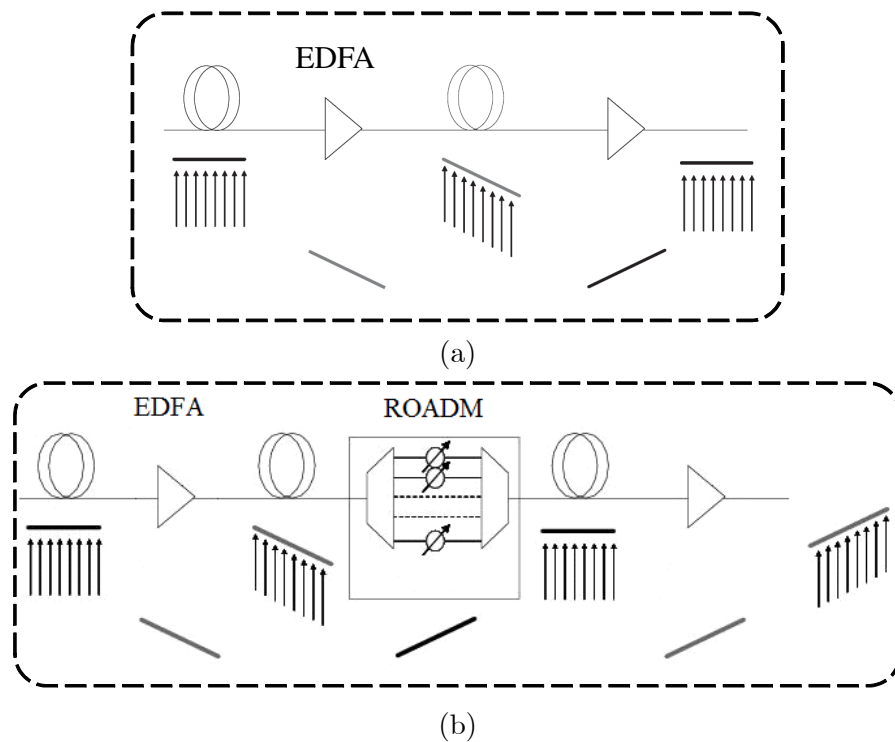


Figura 3.5: Exemplo de um sistema óptico (a) sem equalização e (b) com equalização local (redesenhado de [101]).

Além disso, esse perfil de desigualização residual pode ainda sofrer acréscimos, devido à, por exemplo, instabilidade de componentes/dispositivos ópticos. A situação pode piorar se a rede possuir um número grande de nós, de maneira que uma oscilação residual pode se acumular consideravelmente, penalizando ainda mais a relação sinal/ruído tornando necessária a regeneração dos mesmos [6]. Por outro lado, com o conceito de SDN, conforme apresentado no Capítulo 2, pode-se ter acesso a parâmetros dos elementos de camada física de forma centralizada e global. Dessa forma, pode-se introduzir outra abordagem para solução da equalização de potência dos canais. Nesse modelo, explora-se não apenas a situação dos canais nas entradas dos nós, mas também o conhecimento do fun-

cionamento da rede e a possibilidade de adaptabilidade da mesma, promovendo, assim, uma equalização baseada na leitura global de desempenho ao invés de local. Assim, o objetivo desta tese é justamente avaliar, pela primeira vez, a análise global da equalização de potência dos canais utilizando ROADMs de uma rede óptica, visando a melhora do desempenho do sistema fim-a-fim.

## 3.2 Método proposto

O equalizador dinâmico global proposto é baseado no cascadeamento de ROADMs (fazem-se necessário, no mínimo, 2), nos quais os valores de atenuação das chaves são individualmente sintonizáveis de maneira remota, baseados nas medições dos enlaces fim-a-fim entre nós. Com base nos conceitos que foram discutidos ao longo do Capítulo 2 e da Seção 3.1, apresenta-se, pela primeira vez, um algoritmo global de equalização dinâmica para ROADMs.

Considere a rede óptica ilustrada na Fig. 3.6. Além disso, considere o caminho óptico formado pelos nós de 1 a  $N$ . Os amplificadores ópticos inseridos ao longo do caminho podem oferecer diferentes perfis de ganho, levando à desequalização de canais. O algoritmo aqui proposto parte da equalização local para a otimização da operação da rede. Com base nisto, aplica-se um perfil espectral de atenuação local baseado nas leituras na entrada de cada nó, minimizando-se os desníveis espectrais de ganho na saída de cada nó.

Na Fig. 3.6, considere  $N$  nós do caminho óptico em destaque ( $N \geq 2$ ) como sendo formado por ROADMs. Dessa forma, com base nas medições dos OCMs, cada um dos nós irá produzir um perfil local de atenuação que proverá, inicialmente, um espectro equalizado na saída dos amplificadores de cada nó. Define-se  $A_i(\lambda)$  como sendo o vetor que armazena as atenuações impostas aos comprimentos de onda ( $\lambda$ ) dos canais de transmissão do  $i$ -ésimo nó.

Para a obtenção da equalização global define-se, agora, um vetor de atenuação global que será composto pelo somatório dos vetores  $A_i(\lambda)$ . Com isso, na primeira iteração em direção à otimização da operação da rede, considera-se um vetor de atenuação global que é a soma das atenuações locais de cada nó. As demais iterações serão corrigidas ade-



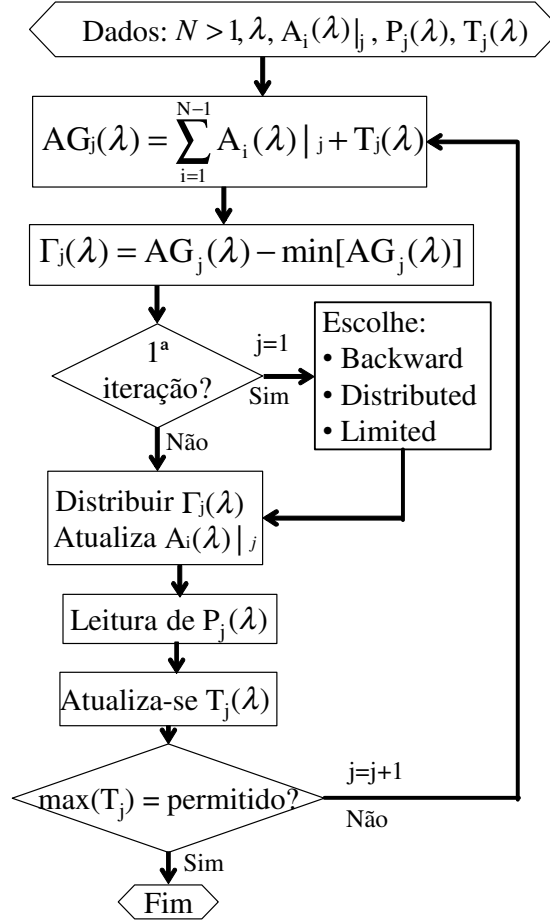


Figura 3.7: Fluxograma do método de equalização global.

chega ao nó de destino, na parte de deriva (*drop*), não passa pela chave WSS. Porém, no caso particular da estrutura interna R&S, o N-ésimo nó seria levado em consideração no somatório das atenuações  $A_i(\lambda)$ .

Em seguida, uma vez calculado o vetor de atenuação global ( $AG_j$ ), pode-se calcular a atenuação que será utilizada no processo de equalização global. Definindo-se o vetor de equalização global como sendo a diferença entre o valor de atenuação global total e o valor de atenuação global mínima entre todos os comprimentos de onda, tem-se que:

$$\Gamma_j(\lambda) = AG_j(\lambda) - \min[AG_j(\lambda)] \quad (3.3)$$

em que  $\Gamma_j$  é o vetor de equalização global por comprimento de onda  $\lambda$ . O valor de  $\Gamma_j(\lambda)$  representa a atenuação espectral que deve ser aplicada ao sistema fim-a-fim para prover espectro plano no nó de destino. Logo, os valores dos vetores  $A_i(\lambda)$  dos nós são atualizados

por meio da distribuição dos valores de  $\Gamma_j(\lambda)$  ao longo dos nós, seguindo uma estratégia pré-definida na primeira iteração. A distribuição dos valores do vetor  $\Gamma_j(\lambda)$ , nada mais é do que estabelecer valores para as atenuações por canal em cada nó, de maneira que as atenuações totais por canal no caminho entre o primeiro e o último nó sejam sempre iguais àsquelas dadas pelos elementos do vetor  $\Gamma_j(\lambda)$ . A forma como essa distribuição é aplicada define a estratégia de aplicação da atenuação global, o que será definido posteriormente. Após a distribuição de  $\Gamma_j(\lambda)$  realiza-se a leitura das potências  $P_j(\lambda)$ . Assim, utilizando-se (3.2), calcula-se o vetor de desqualização  $T_j(\lambda)$ .

Com os valores atualizados de  $A_i(\lambda)$ ,  $P_j(\lambda)$  e  $T_j(\lambda)$ , passa-se à próxima iteração. A aplicação de (3.1) calcula um novo vetor atenuação global e, por conseguinte, via (3.3), atualiza-se  $\Gamma_j(\lambda)$ , que é, então, distribuído aos nós. Em outras palavras o vetor  $A_i(\lambda)$  dessa iteração recebe os valores distribuídos de  $\Gamma_j(\lambda)$ . Novamente, realiza-se a leitura das potência  $P_j(\lambda)$  no nó de destino e calcula-se o valor atual de  $T_j(\lambda)$ . Se o maior valor do vetor de desqualização  $T_j(\lambda)$  for menor que o permitido (neste trabalho assumiu-se 1 dB), o processo de equalização é finalizado. Caso contrário, o ciclo se repete até que o critério de parada seja satisfeito.

Considere o mesmo caminho óptico destacado na Fig. 3.6. Numa cascata de amplificadores ópticos, têm-se que a figura de ruído (*noise figure - NF*) total do sistema (fim-a-fim) é dominada pelos primeiros amplificadores do enlace [103]. Além disso, a figura de ruído total da cascata é também relacionada à atenuação de cada enlace [103]. Desta forma, a atenuação imposta em cada comprimento de onda durante o processo de equalização pode impactar a figura de ruído total, tornando-se interessante investigar o grau de impacto e buscar uma forma de garantir o bom desempenho na recepção. Para isso, definem-se nesta tese, três diferentes estratégias de distribuição do vetor de equalização global  $\Gamma_j(\lambda)$  com a finalidade de se investigar o impacto da mesma na relação sinal-ruído dos sinais transmitidos. Considere as três estratégias de aplicação da atenuação espectral global que são propostas: para trás (*backward*), distribuída (*distributed*) e limitada (*limited*).

Seguindo a noção do comportamento total da figura de ruído em um enlace com vários

amplificadores, a primeira estratégia de equalização global proposta, denominada “para trás” (*backward*), tem a distribuição de  $\Gamma_j(\lambda)$  feita do penúltimo (B&S) ou último nó (R&S) em direção ao primeiro. Nesse esquema, o penúltimo (B&S) ou último nó (R&S) recebe o máximo valor possível de atenuação, limitado pela capacidade do ROADM do nó em questão. Por exemplo, no caso de um ROADM B&S que utiliza WSS, a máxima atenuação possível é de 15 dB. A determinação das atenuações nos nós antecessores segue uma rotina definida por, para um ROADM B&S:

$$A_i(\lambda)|_j = \Gamma_j(\lambda) - \sum_{k=i+1}^{N-1} A_k(\lambda)|_j \quad (3.4)$$

No caso de um ROADM R&S, o índice superior do somatório deve ser trocado por  $N$ . Durante a operação, se, por exemplo, a atenuação total para um dado canal consegue ser distribuída em poucos nós ou é desnecessária (no caso do canal de menor potência do sistema), a atenuação desse canal nos nós antecessores a estes é automaticamente ajustada para 0 dB, ou seja,  $A_i(\lambda)|_j = 0 \text{ dB}$  para esses nós. Como a atenuação global parte da atenuação local, o algoritmo garante a distribuição da atenuação pelos nós, de forma que a atenuação total nunca exceda a capacidade de atenuação dos ROADMs.

Uma vez que os maiores valores de atenuação são distribuídos nos últimos nós da rede espera-se que, seguindo-se as observações em [103], a contribuição de ruído dos primeiros amplificadores seja reduzida, e, com isto, garanta-se uma melhor OSNR por canal no nó de destino. Como será mostrado nos capítulos seguintes, esse comportamento será comprovado ao se comparar essa estratégia de distribuição da atenuação global com a estratégia “para frente” (*forward*), em que, nesse caso, a distribuição de maior atenuação será feita do primeiro em direção aos últimos nós.

Uma segunda estratégia, definida por “distribuída” (*distributed*), foi também avaliada. Nesse caso, os valores de atenuação por canal do vetor de equalização global  $\Gamma_j(\lambda)$  são distribuídos uniformemente ao longo dos nós, ou seja, os vetores de atenuação em cada nó são iguais, com seus elementos escolhidos de maneira que a soma de todas as contribuições para um mesmo canal seja sempre igual ao respectivo elemento de  $\Gamma_j(\lambda)$ . Por exemplo, se, a atenuação para um dado elemento (canal) de  $\Gamma_j(\lambda)$  é 20 dB, e têm-se

cinco nós B&S sendo considerados, a atenuação será de 5 dB em cada nó. Numa primeira análise, a aplicação dessa estratégia poderia ser feita em qualquer direção, ou até de forma simultânea em todos os nós, se o controle de rede permitisse.

Por fim, uma terceira estratégia, baseada na segunda, foi proposta. Nesse caso, a estratégia, chamada de “limitada” (*limited*) pondera igualmente a distribuição em parcelas idênticas dos valores de atenuações do vetor  $\Gamma_j(\lambda)$ , de maneira que o somatório das atenuações por canal em cada nó leva a uma fração dos valores dos elementos vetor  $\Gamma_j(\lambda)$  (fração essa ligada diretamente ao fator de ponderação). Por exemplo, se o fator de ponderação é 0,5, os elementos de  $A_i(\lambda)|_j$  em cada nó serão iguais, porém reduzidos à metade do valor utilizado na estratégia distribuída. Em outras palavras, com a estratégia limitada, não se aplica totalmente o vetor equalização global ao sistema. Como consequência, é provável que o perfil espectral não seja completamente plano no receptor. Porém, se a margem de potência permitida na recepção for garantida (por exemplo, para receptores coerentes, essa deve ser de 18 dB [102]), essa característica não compromete a transmissão.

Por fim, as duas últimas estratégias foram concebidas devido à possibilidade da atenuação em cada nó levar, por exemplo, um dos canais a ter seu respectivo valor de  $AG_j(\lambda)$  muito alto, o que poderia elevar demasiadamente o nível de emissão espontânea amplificada no nó de saída, com o comprometimento de sua OSNR. Como será mostrado posteriormente, as estratégias dois e três tendem a apresentar, em geral, uma OSNR por canal melhor que aquela da estratégia para trás. Esse comportamento está diretamente relacionado à uniformidade da distribuição das atenuações e aos consequentes pontos de operação dos EDFAs em cada trecho do caminho resultantes dessas estratégias.

### 3.3 Método de dupla otimização

Durante o desenvolvimento do método de equalização global surgiu uma metodologia de controle adaptativo de ganho, denominada de EDFA adaptativo [42]. A metodologia, desenvolvida em [42], visa um melhor compromisso entre os parâmetros de figura de ruído e planicidade espectral de ganho de amplificadores ópticos. Nesse contexto, o amplificador pode se adaptar de acordo com a sua atual potência de entrada, visando a mínima

degradação das características do sinal óptico e a melhoria do desempenho fim-a-fim.

Como mencionado anteriormente, o EDFA é um dispositivo que desempenha um papel chave nas redes WDM, sendo responsável pela amplificação dos sinais no próprio domínio óptico. No entanto, é uma importante fonte de ruído do sistema. Além disso, tem o ganho dependente do comprimento de onda do sinal de entrada, provocando, assim, um espectro de ganho não-uniforme. O nível de ruído adicionado, ao qual se associa a NF e contribui para a planicidade espectral de ganho (*gain flatness - GF*), depende do ponto de operação do amplificador. No caso particular de EDFAs que tem algum tipo de controle automatico de ganho associado o ponto de operação pode ser ajustado pelo ganho nominal que se deseja para os canais. Nesse tipo de EDFA, o ganho nominal pode ser ajustado automaticamente para também fornecer uma NF e GF pré-determinada pelas condições de operação do sistema, de acordo com a potência de entrada atual e um mapeamento prévio dessas características de operação do amplificador [42]. A Fig. 3.8 apresenta o diagrama de funcionamento do EDFA adaptativo.

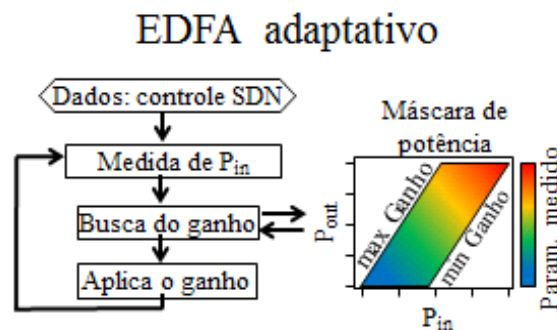


Figura 3.8: Diagrama de funcionamento do EDFA adaptativo [42].

Novamente, considere a rede óptica ilustrada na Fig. 3.6, o caminho óptico formado pelos EDFAs e nós de 1 a  $N$ . Além disso, considerar também que se tem acesso a leitura e controle dos elementos da rede, por exemplo, por meio de um controlador SDN. O sinal óptico que atravessa o caminho óptico irá fornecer um nível de potência de entrada ( $P_{in}$ ) em cada um dos EDFAs da cascata. Para o desenvolvimento do método do EDFA adaptativo, realiza-se um processo de caracterização prévia, com o intuito de se obter o desempenho do amplificador por meio de uma máscara de potência, de figura de ruído e planicidade

espectral de ganho. Pode-se observar na Fig. 3.8 que a máscara de potência consiste da região de operação do amplificador, definida pelas faixas de potências de entrada e ganhos alvos de operação, para os quais o desempenho do amplificador é garantido. Além disso, a faixa de potência óptica de entrada na qual o amplificador consegue se manter dentro de valores aceitáveis é definida como faixa dinâmica. Na máscara de potência cada diagonal representa um valor de ganho. Cada faixa de ganho apresenta uma faixa dinâmica com limitantes de potências de entrada e saída diferentes. Com base nisso, o amplificador adaptativo proposto em [42] escolhe e ajusta seu ponto de operação. Tal escolha se baseia no melhor custo-benefício entre duas figuras de mérito importantes para amplificadores ópticos nos atuais sistemas de comunicação: a figura de ruído e a planicidade espectral de ganho [42]. Como o EDFA com esse esquema de controle de ganho visa o controle adaptativo procura ajustar adaptativamente o ganho olhando o comportamento de todos os amplificadores do caminho, surgiu a idéia de se adequar, na última etapa experimental dessa tese, o funcionamento do EDFA adaptativo [42] aliado ao método de equalização global (*backward*). Tal aplicação, denominada de dupla otimização, tem o fluxograma de funcionamento apresentado na Fig. 3.9.

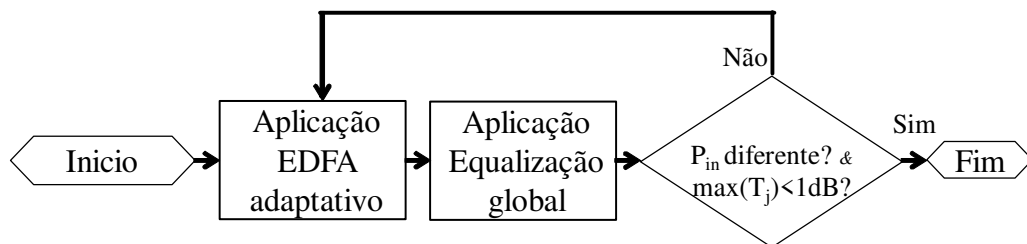


Figura 3.9: Fluxograma do método de dupla otimização.

Inicialmente, o método de controle adaptativo do ganho do EDFA é aplicado a todos os amplificadores do caminho óptico. Uma vez que é estabelecido o novo ponto de operação dos EDFAs, aplica-se, então, o método de equalização global aos nós. Em seguida, os valores das potências de entrada ( $P_{in}$ ) dos amplificadores e do vetor desequalização de potência  $T_j(\lambda)$  são avaliados no critério de convergência. Se não houver alteração nos valores dos  $P_{in}$  dos amplificadores, e, adicionalmente, o máximo valor de  $T_j(\lambda)$  for menor que 1 dB a aplicação converge e finaliza. Ao contrário, realiza-se novamente todo o

processo.

### 3.4 Conclusões parciais

Com o advento da amplificação óptica, um grande passo nas comunicações ópticas foi dado, com o papel principal sendo desempenhado pelo EDFA. Esse é o dispositivo mais utilizado nas transmissões ópticas, em que provê ganho na janela de comprimento de onda de menor atenuação da fibra sem provocar interferência entre canais (transparente). Entretanto, as principais implicações do uso do EDFA são a adição de ruído ao sinal e o fornecimento de um espectro de ganho não-uniforme. Como resultado, o EDFA amplifica os canais com diferentes valores de ganho, dependendo do comprimento de onda do sinal óptico incidente. Desta forma, neste capítulo, foram apresentadas técnicas de equalização de ganho aplicada a EDFAs.

Inicialmente, foram abordados os principais fatores de limitação sistêmica que podem ser induzidos pela não-uniformidade de ganho do EDFA, a exemplo do espalhamento estimulado Raman, o espalhamento estimulado de Brillouin, a mistura de quatro ondas, entre outros.

Em seguida, foram apresentados e brevemente discutidos os principais métodos e tecnologias de equalização de ganho. Em particular, três métodos foram comentados: a pre-ênfase, a filtragem espectral, e a equalização dinâmica de ganho.

Por fim, o método proposto desta tese foi apresentado. O método de equalização dinâmica global busca o desenvolvimento de métodos de controle de atenuação espectral de ROADMs inseridos em uma rede de comunicações ópticas, que garanta a maior uniformidade espectral no nó de destino, combinada com a melhor OSNR possível para os sinais transmitidos. Adicionalmente, o método de equalização global proposto nessa tese é aliado a um método de controle adaptativo para o EDFA [42], num processo de dupla otimização, e é avaliado experimentalmente. O próximo capítulo introduzirá o ambiente de simulação bem como o aparato experimental utilizado para validar o método proposto.

## Capítulo 4

# Estrutura de Simulação e Experimental

A pesquisa foi direcionada pelos estudos da literatura do estado da arte nesta área e, principalmente, de trabalhos em simulação e experimentais realizados em laboratórios, em que foi analisado o desempenho do método proposto em termos da relação sinal-ruído óptica, taxa de erro e mapeamento de potência, entre outros. A parte experimental foi desenvolvida no Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (*CPqD*), que possui laboratórios adequadamente equipados para tal propósito e, também, dispõe dos componentes e dispositivos necessários para a realização deste trabalho. Todos os resultados experimentais foram obtidos no Laboratório de Sistemas Ópticos Reconfiguráveis (*LASOR*), da Diretoria de Redes Convergentes (*DRC*) do CPqD, em Campinas, São Paulo.

### 4.1 Simulações e Experimentos

Basicamente, o ambiente de simulação faz uso de duas plataformas, uma para o domínio óptico e outra para o domínio elétrico (controle). A componente óptica do sistema foi desenvolvida e simulada integralmente na plataforma Optisystem<sup>®</sup>, referência na simulação de sistemas ópticos, tendo sido utilizada a versão 9.0 [104]. Quanto à componente eletrônica do sistema, onde foram implementados os métodos de equalização

dinâmica (local e global), o sistema foi desenvolvido e simulado em Matlab<sup>TM</sup>, referência em desenvolvimento e simulação nas áreas de engenharias e afins [105].

#### 4.1.1 Simulação

A Fig. 4.1 ilustra um diagrama de blocos que representa o caminho óptico de transmissão de uma rede com cinco nós (por exemplo, o caminho em destaque na Fig. 3.6, com  $N = 5$ ). Como pode-se observar na Fig. 4.1, têm-se o nó 1 composto por um transmissor (Tx) e um ROADM, em que, nesse caso, apenas a função de inserção de canal (*add*) está presente no ROADM B&S 1.

O sinal óptico de transmissão é amplificado por um EDFA antes de ser lançado na fibra. Nos nós seguintes (ROADMs B&S 2 à 4), uma amostra do sinal de saída do nó é enviado a um OCM para leituras de potência por canal. Assim, a amostra do sinal é utilizada na obtenção e confirmação dos  $A_i(\lambda)|_j$  que deverão ser utilizados no próximos ciclo da rotina de equalização global, se necessário. Por fim, no nó de destino (ROADM 5), o sinal sai na porta de deriva (*drop*), localizada logo na entrada do ROADM e é enviado para o receptor (Rx). Desse sinal que vai para o receptor, uma amostra é retirada para determinação das potências individuais dos canais que chegam ao nó de recepção, ou seja, a determinação de  $P_j(\lambda)$ , para o cálculo posterior do vetor desequalização de potência  $T_j(\lambda)$ . Todas as informações que são necessárias ao processo de equalização global são então enviadas ao controle de rede, num caminho bidirecional para leitura das informações e o envio dos comandos relativos a equalização global.

Na sequência, cada um dos blocos de simulação será discutido individualmente. Inicialmente, descrevem-se os modelos do transmissor utilizado e do ROADM B&S baseado em WSS. Além disso, o modelo do EDFA com AGC é introduzido. Finalmente, apresenta-se o receptor coerente com os algoritmos de processamento digital de sinais incorporados. Como supracitado, o OptiSystem<sup>©</sup> e Matlab<sup>TM</sup> foram utilizados para apoiar todas as simulações.

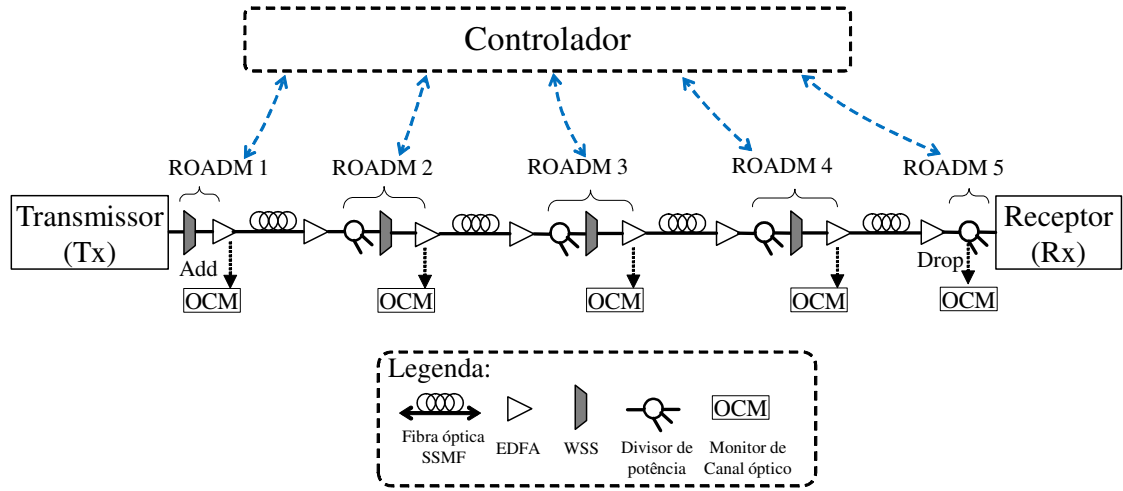


Figura 4.1: Diagrama de blocos do caminho óptico de transmissão de uma rede.

#### 4.1.1.1 Transmissor (Tx)

Uma bancada de 80 lasers espaçados de 50 GHz com comprimento de onda sintonizável e largura de linha de, aproximadamente, 100 kHz foi utilizada para compor o sinal óptico multicanal. O modulador atuou sobre as portadoras alimentado por quatro sequências de 28 Gb/s, formando um sinal modulado em DP-QPSK com 112 Gb/s de taxa de transmissão total. O modulador DP-QPSK, internamente, é composto por dois moduladores Mach-Zehnder, um rotacionador de polarização de 90° e um combinador de feixes polarizador (*polarization beam combiner* - *PBC*). A Fig. 4.2 apresenta o transmissor DP-QPSK descrito com um exemplo de espectro óptico de saída.

Em outras palavras, quatro linhas elétricas com sequências binárias pseudoaleatórias (*pseudo-random bit sequences* - *PRBS*) não correlacionadas, de comprimento de  $2^{15} - 1$ , são geradas por uma placa eletrônica multiplexadora (MUX) de 28 GBd, com quatro saídas independentes. As saídas de RF da placa MUX são amplificadas por amplificadores específicos (*drivers*) de largura de banda de 32 GHz, a fim se obter quatro sinais de RF no formato de pulsos não retorna a zero (*non return to zero* - *NRZ*) de 7,0 V<sub>pp</sub>. Esses sinais são acoplados às entradas elétricas do modulador DP-QPSK ( $V_{\pi} = 3,5$  V), que modula as portadoras (canais ópticos). A taxa de transmissão resultante contempla 100 Gb/s de informação e 12 Gb/s referentes aos percentuais da sobrecarga do FEC e de cabeçalhos.

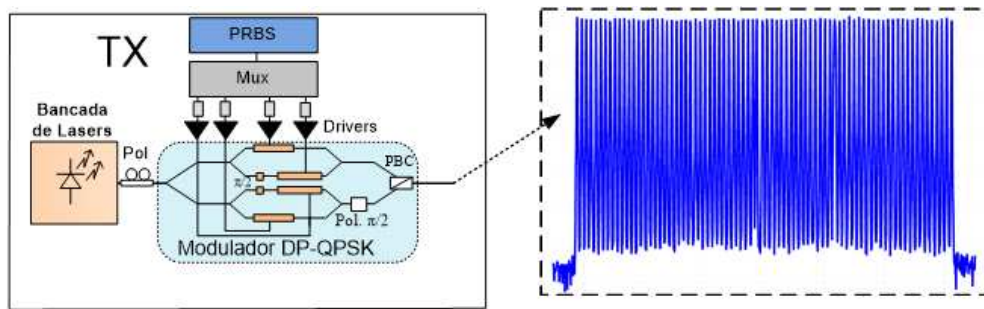


Figura 4.2: Transmissor com 80 lasers modulados em DP-QPSK com 112 Gb/s (por portadora) e um exemplo do espectro óptico de saída. Pol: controlador de polarização; MUX: multiplexador eletrônico; PBC: combinador de feixes polarizador.

#### 4.1.1.2 ROADM-WSS

ROADMs são elementos chaves das redes ópticas, pois roteiam o sinal diretamente no domínio óptico, permitindo um controle ativo e flexível de comprimentos de onda. As estruturas internas B&S e R&S são as duas principais estruturas utilizadas em ROADMs (vide Seção 2.2.3.1). A clássica B&S, Fig. 2.12 (a), de grau  $N$  é implementada usando  $N$  divisores conectados em uma malha completa a  $N$  WSSs que filtram os caminhos ópticos indesejáveis em cada saída. Por outro lado, o ROADM R&S, Fig. 2.12 (b) de grau  $N$  é composto por duas fases de  $N$  WSSs. A primeira fase de WSSs roteia (ou seja, chaveia e filtra) os comprimentos de onda expressos para as saídas e em direção ao banco de insere/deriva. Os canais são, em seguida, filtrados novamente na fase de seleção, garantindo menor perda e maior isolamento em comparação à arquitetura B&S, às custas de um consumo de energia mais elevado. Nesta seção, será mostrado, em particular, a implementação de um ROADM com estrutura B&S.

A Fig. 4.3 apresenta o diagrama de blocos funcional de um grau de um ROADM com estrutura B&S composta de um divisor de feixe seguido de uma WSS. Na estrutura apresentada na Fig. 4.3, o divisor de potência na entrada envia cópias atenuadas do sinal de entrada para todas as chaves WSSs e para as portas de deriva (*drop*). Parte da potência de entrada, geralmente 1%, é lida com o intuito de evitar danos ao equipamento. Um WSS por saída é utilizado para filtrar e atenuar, se necessário, os canais ópticos. Ao mesmo tempo, a porta de inserção também envia sinais para as WSSs. Os comprimentos de onda podem ser livremente comutados de um grau para um outro, desde que esteja

disponível na porta de destino (saída). A potência de saída é geralmente monitorada por um monitor de canal óptico (OCM) e utilizada para a operação de equalização de potência na saída do grau.

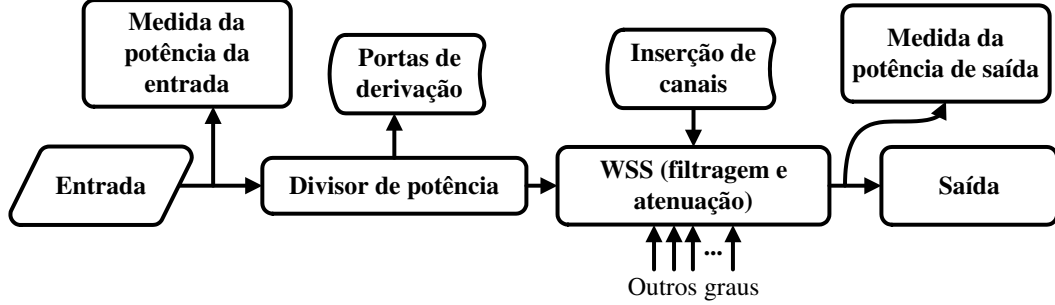


Figura 4.3: Diagrama de blocos funcional do WSS simulado.

Para aproximar a operação de filtragem da simulação à da experimental, realizou-se uma caracterização empírica dos filtros ópticos, cuja banda varia de 12,5 a 100 GHz (WSSs com grade flexível). Para isso, um EDFA foi utilizado como fonte de banda larga para gerar o sinal óptico de entrada da WSS. Os resultados do sinal de saída foram obtidos por um analisador de espectro óptico (*optical spectrum analyzer* - *OSA*). Como a WSS possui uma característica de grade flexível, utilizaram-se as normas para redes WDM com grade flexível [35] como referência durante as análises das características de filtragem da WSS. Assim sendo, as fatias (*slots*) permitidas tem uma frequência central nominal de  $193,1 \text{ THz} + (n \times 0,0125 \text{ THz})$ , em que  $n$  é um número inteiro positivo ou negativo, incluindo 0, e  $0,0125 \text{ THz}$  (equivalente a 12,5 GHz) representa a granularidade da frequência central nominal. A largura das fatias é definida por  $12,5 \times m$ , em que  $m$  é um número inteiro positivo e 12,5 é a granularidade da largura da fatia em GHz (resolução mínima da WSS) [35].

Para caracterização experimental, fatias com largura entre 12,5 e 100 GHz na região plana da saída do EDFA foram escolhidas para análise, como ilustrado na Fig. 4.4 (linha vermelha pontilhada). Em seguida, para modelar as curvas, o programa “*nutonian EU-REQA II (code name formulize)*” foi utilizado [106]. Esse programa usa um algoritmo genético de busca heurística para determinar uma função analítica (de uma ou mais variáveis) que melhor descreva um conjunto de dados. Como entrada, o programa recebe um

vetor de frequências ( $w$  normalizado) e um vetor de amplitudes ( $x$  em escala linear). A partir dos dados fornecidos, o programa busca uma função analítica  $x = f(w)$ , definida por um modelo com um certo número de coeficientes, que combina diversas funções (*building blocks*) e os valores dos coeficientes. Quanto mais funções são combinadas e quanto mais complexas elas são, maior a complexidade do modelo; no entanto, melhor a aproximação.

Como resultado, os filtros de 12,5 GHz e 100 GHz (compostos de 1 ou mais fatias) de espectro plano são bem aproximados por um modelo do tipo:

$$x = \tanh\{c1 \times \text{gauss}[c2 \times (w - c3)^2]\} \quad (4.1)$$

em que o coeficiente  $c1$  é uma constante (0,99),  $c2$  está relacionado com a largura do filtro e  $c3$  com a frequência central.

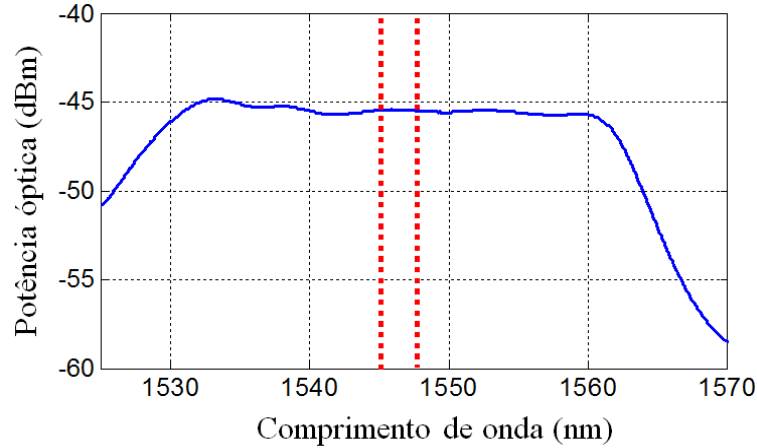


Figura 4.4: Espectro de sinal de entrada da WSS, com a região do espectro escolhida para caracterização do filtro óptico (em vermelho).

#### 4.1.1.3 EDFA com AGC

O EDFA com controle automático de ganho com alimentação adiante (*feed-forward*) utilizado foi um semelhante ao desenvolvido em [21]. O Optisystem<sup>©</sup> apresenta um recurso para emular o controle automático de ganho em malha fechada de EDFAs. No entanto, tal recurso exige um custo computacional muito alto (de 1200 a 1800 segundos por iteração, para estabilização do AGC) tornando-o inviável para enlaces com EDFAs cascadeados. Em [21], é apresentado um AGC que opera em malha aberta com desempenho de 60 a 90

vezes mais rápido, tornando o uso viável para simular enlaces em cascata.

Em suma, para o processo de desenvolvimento do método de AGC com realimentação adiante, são utilizados EDFAs com estágio único na configuração co-propagante, montados com lance de fibra dopada com érbio de 14 m utilizando-se bombeio em 980 nm de 500 mW de potência óptica nominal. Os parâmetros de perda de inserção de todos os componentes utilizados são calibrados para que representem fielmente um amplificador experimental. Em particular, todos os EDFAs simulados foram calibrados com os parâmetros dos que serão utilizados na parte experimental deste trabalho.

Por outro lado, para se obter um controle automático de ganho preciso, faz-se necessário uma caracterização óptica experimental prévia do EDFA. Para isso, utiliza-se uma bancada de 40 lasers equalizados em potência e cobrindo a banda C (1529,55 nm a 1560,61 nm) com espaçamento de 100 GHz. O processo consiste de variar a potência de entrada e a potência de bombeio, medindo-se o respectivo nível da potência óptica de saída para cada variável [21]. Com isto, pode-se determinar o ganho resultante a fim de se calcular os coeficientes do polinômio de controle de ganho. Os valores do polinômio linear são estimados por meio de uma regressão linear para cada valor de ganho alvo de controle desejado. Assim, para um dado valor de potência de entrada, a potência de bombeio é ajustada para realização do controle de ganho com alimentação adiante de acordo com o polinômio do ganho desejado. A Fig. 4.5 resume o processo de controle automático de ganho com alimentação adiante utilizado por meio de um diagrama de blocos.

#### 4.1.1.4 Receptor coerente (Rx) e processamento digital de sinais

O emprego de formatos de modulação de elevada eficiência espectral exige que o receptor consiga recuperar a informação presente em diversos parâmetros do sinal, tais como amplitude, frequência, fase e polarização. Acoplando-se adequadamente dois divisores de feixes polarizador (*polarization beam splitter* - *PBS*) e duas híbridas de 90° com detecção balanceada, tem-se o receptor coerente com diversidade de polarização e fase, como ilustrado na Fig. 4.6. Tal abordagem é padrão para detecção coerente de sinais modulados em fase e quadratura.

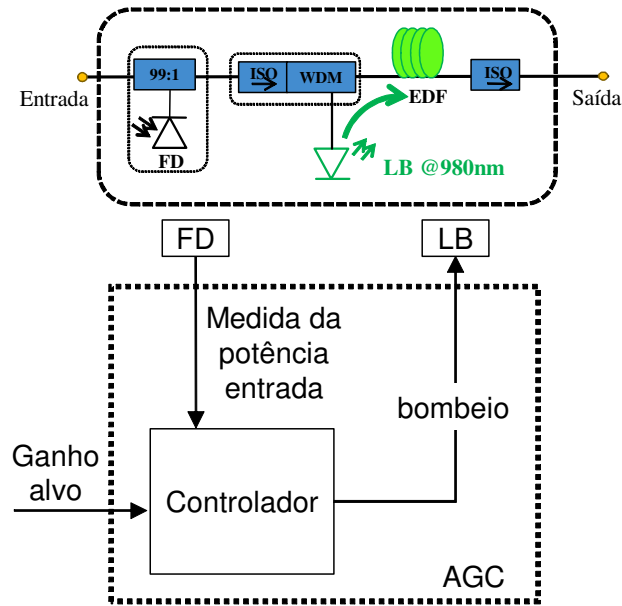


Figura 4.5: Diagrama de blocos do controle automático de ganho com realimentação adiante do EDFA simulado (FD: fotodetector; LB: laser de bombeio; ISO: isolador; WDM: acoplador de bombeio).

O sinal óptico recebido tem suas componentes de polarização ortogonais separadas nos PBSs, as quais são sobrepostas com as mesmas componentes de polarização oriundas do laser oscilador local (*local oscillator - LO*) nas híbridas de  $90^\circ$ . A híbrida é o elemento que permite a detecção separada em banda base dos componentes em fase (I) e quadratura (Q) do sinal.

Os sinais de saída das híbridas em fase e quadratura e para cada polarização são fotodetectados e, em seguida, um amplificador de transimpedância (*transimpedance amplifier - TIA*) acoplado a um circuito de controle automático de ganho convertem a fotocorrente para uma tensão correspondente de saída. A sensibilidade é limitada pela banda e responsividade dos fotodetectores balanceados, pela banda e ganho linear dos amplificadores de transimpedância e pelo ruído que estes adicionam ao sinal. Os sinais elétricos (tensão) são amostrados por conversores analógico-digital (*analogic-to-digital converter - ADC*) de alta velocidade, com a informação resultante sendo processada digitalmente para recuperação do sinal. A principal vantagem da recepção coerente é que todas as características do sinal óptico são passadas para o domínio elétrico, permitindo, assim, que o sinal seja tratado no domínio digital.

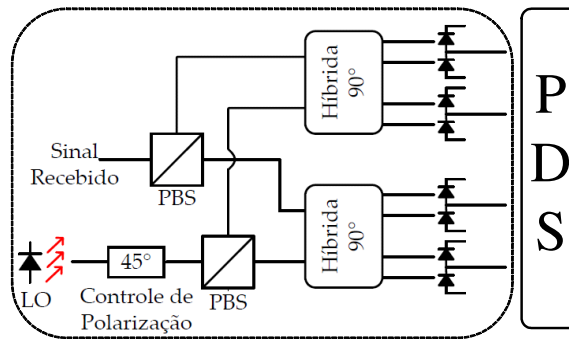


Figura 4.6: Receptor coerente com oscilador local (redesenhado de [109]).

No domínio digital, é possível se utilizar algoritmos de processamento digital de sinais (PDS) para corrigir efeitos de degradação impostos ao sinal transmitido, seja pela fibra óptica ou, mesmo, pelo receptor coerente, como, por exemplo, os efeitos dispersivos impostos pela transmissão através da fibra óptica, dispersão cromática (*chromatic dispersion - CD*) e a dispersão do modo de polarização (*polarization mode dispersion - PMD*). Funções como sincronização e recuperação de portadora, tradicionalmente implementadas por circuitos de aplicação dedicada, são efetuadas atualmente via algoritmos de PDS.

A Fig. 4.7 ilustra um exemplo de sequência de processamento com as principais funcionalidades (conjunto padrão de algoritmos) implementadas via PDS no receptor óptico coerente.

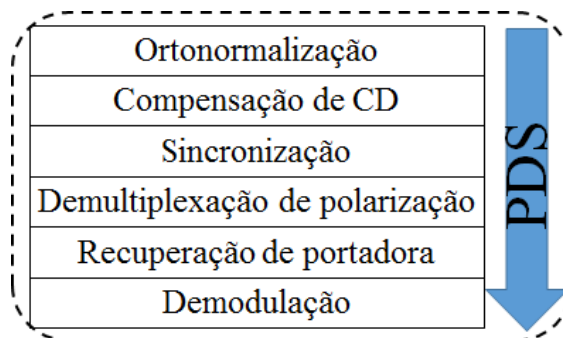


Figura 4.7: Diagrama de blocos do processamento digital de sinais num receptor óptico coerente, com destaque para, a sequência padrão de operações/algoritmos utilizados.

O bloco de “Ortogonalização” compensa distorções na híbrida de  $90^\circ$  e diferenças de potência entre as componentes em fase e quadratura. Isso pode ocorrer devido a pequenos desvios de construção da híbrida, variações discretas nos pontos de polarização dos fotodiodos balanceados ou diferenças nos ganhos dos amplificadores de transimpedância. Os

algoritmos mais usados para isso são os algoritmos de Gram-Schmidt e de Löwdin [33].

Já o bloco “Compensação de CD” realiza a compensação da dispersão cromática (*chromatic dispersion - CD*) acumulada ao longo da transmissão do sinal através da fibra óptica, utilizando, para isso, um filtro equalizador estático, seja no domínio do tempo ou no domínio da frequência [109]. Essa filtragem é denominada “equalização estática” da resposta do canal (fibra óptica) pois, uma vez definidos o comprimento total e perfil de dispersão cromática do enlace de fibra óptica, esse filtro não mais se altera em todo processo de recepção. Em paralelo, pode-se ter a funcionalidade de estimação de CD, que busca pelo melhor valor de dispersão cromática a se compensar [109]. Para realizar esta busca, esta funcionalidade recebe amostras de sinais e, por meio de uma função custo, é capaz de determinar qual a dispersão cromática presente em um sinal recebido, sem a necessidade de conhecimento prévio do comprimento total do enlace.

Por outro lado, o bloco de “Sincronização” usa o algoritmo de Gardner para recuperar o tempo de símbolo [109]. Esta etapa permite ao receptor determinar, para uma dada sequência de sinais recebida, os melhores instantes de amostragem a serem utilizados na decisão dos símbolos transmitidos.

O bloco de “Demultiplexação de polarização” é responsável por separar os eixos de polarização. Este bloco é responsável pela recuperação da informação presente nos eixos de polarização, que estão misturadas devido à PMD e às rotações de polarizações sofridas ao longo da transmissão na fibra óptica. Realiza-se uma equalização dinâmica com múltiplas entradas e múltiplas saídas 2x2 (*multiple input multiple output - MIMO*) usando quatro filtros de resposta finita ao impulso (*finite impulse response - FIR*) [33]. Os algoritmos normalmente utilizados são o algoritmo de modulo constante (*constant modulus algorithm - CMA*), o algoritmo de mínima média quadrática (*least mean square - LMS*) ou o algoritmo de mínima média quadrática e decisão direta (*decision directed LMS - DD-LMS*) [33].

Após a equalização dinâmica, o bloco de “Recuperação da portadora” realiza a estimação do desvio de frequência entre o laser de sinal e o laser oscilador local, seja no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Além disso, é realizada a estimação de

fase (também neste bloco) por meio do algoritmo de recuperação de fase por alimentação adiante (*feed-forward phase recovery* - *FFPE*) [33].

Por fim, é feita a decisão dos símbolos em cada polarização e calculada a taxa de erro de bits, a partir do fator de qualidade da constelação (*Q-Factor*). Os blocos de decisão de sequências mais comuns são o de máxima probabilidade a posteriori (*maximum a posteriori* - *MAP*) e de máxima verossimilhança (*maximum likelihood sequence estimation* - *MLSE*) [33].

Outro papel importante no processo de decisão das sequências de bit recuperadas é cumprido pelos códigos corretores de erro. O uso de FEC permite ganhos de codificação equivalentes à ganhos de OSNR na entrada do receptor, em troca de um incremento percentual na taxa de sinalização do transmissor devido à adição de bits de redundância na informação transmitida. Esquemas de FEC propostos recentemente utilizam entre 7 e 23% de redundância, a exemplo dos códigos FEC com decisão via hardware (*hardware decision* - *HD-FEC*) ou FEC com decisão via software (*software decision FEC* - *SD-FEC*) [107].

Os resultados (simulados e experimentais) aqui apresentados consideram que o transmissor emprega um código corretor de erros que utiliza 7% de redundância e possui um ganho de codificação suficiente para que se considere “livre de erros” um sistema que apresente uma taxa de erro de bits máxima de  $3,8 \times 10^{-3}$  antes da decodificação para correção de erros (7% HD-FEC) [102].

Cabe aqui frisar que não foi objetivo deste trabalho o desenvolvimento ou melhoria de técnicas de PDS para sistemas ópticos coerentes. No entanto, os resultados e análises foram obtidos após o processamento via um conjunto padrão de algoritmos implementados em trabalhos anteriores [108, 109].

### 4.1.2 Montagens Experimentais

A realização de medições experimentais é de fundamental importância para o desenvolvimento do projeto e obtenção de resultados, uma vez que possibilita maior sensibilidade em relação às dificuldades de implementação da montagem prática, melhor en-

tendimento de como os dispositivos tem seu comportamento modificado por determinados parâmetros de entrada e a familiarização com equipamentos e procedimentos necessários para a montagem. Assim sendo, descrevem-se os equipamentos utilizados nos experimentos, afim de prover um entendimento de toda a montagem experimental.

Nesta seção, são introduzidos os dispositivos ópticos utilizados nos experimentos. Inicialmente, apresentam-se o arranjo experimental das bancadas de transmissão e recepção coerente. Além disso, descreve-se a rede óptica metropolitana definida por software empregada. Adicionalmente, são apontados os dispositivos ópticos que compõem a rede óptica, bem como sua topologia física. Em seguida, é apresentado brevemente o controlador SDN e suas principais camadas. Por fim, será apresentado o fluxo de execução do algoritmo (aplicação) de equalização dinâmica global no controlador SDN.

#### 4.1.2.1 Bancadas de transmissão e recepção coerente

O arranjo experimental para o transmissor DP-QPSK é ilustrando na Fig. 4.8. Dois sinais elétricos a 32 GBd (ou 28 GBd) são gerados por um equipamento gerador de sinais com uma PRBS de ordem 31. A amplitude do sinal é próxima a 600 mV e relação sinal ruído (*signal-to-noise ratio* - *SNR*) de 12,5 dB. Um dos sinais passa por uma linha de atraso elétrico para alinhamento temporal e por blocos para remoção do nível DC dos sinais. O modulador IQM tem  $V_{\pi} = 3,5$  V, por isso, o sinal elétrico da saída do gerador é amplificado para uma tensão próxima por amplificadores de RF. Na saída dos amplificadores de RF, a SNR dos sinais elétricos diminui para 11 dB. Todo o controle de tensões de polarização do modulador, necessário para manter o modulador IQM no ponto de operação correto, foi realizada automaticamente por uma placa eletrônica de controle.

Os sinais ópticos são gerados em uma bancada de 80 lasers, espaçados de 50 GHz, ocupando todas as posições possíveis para os comprimentos de onda para banda C. Cada laser sintonizável tem potência individual de 13 dBm, e, após todos os componentes ópticos para os agrupar em uma única fibra (panda), a potência total é de 0 dBm. O sinal com os 80 canais passa por um controlador de polarização, para maximizar a potência, antes de serem modulados no modulador do tipo em fase e quadratura (*in-phase and*

*quadrature modulator - IQM*). O modulador tem perda de inserção média de 14 dB e, por isso, cada canal tem potência aproximada de -14 dBm. Em seguida, os sinais ópticos são amplificados por um EDFA totalizando, aproximadamente, 10 dBm de potência total.

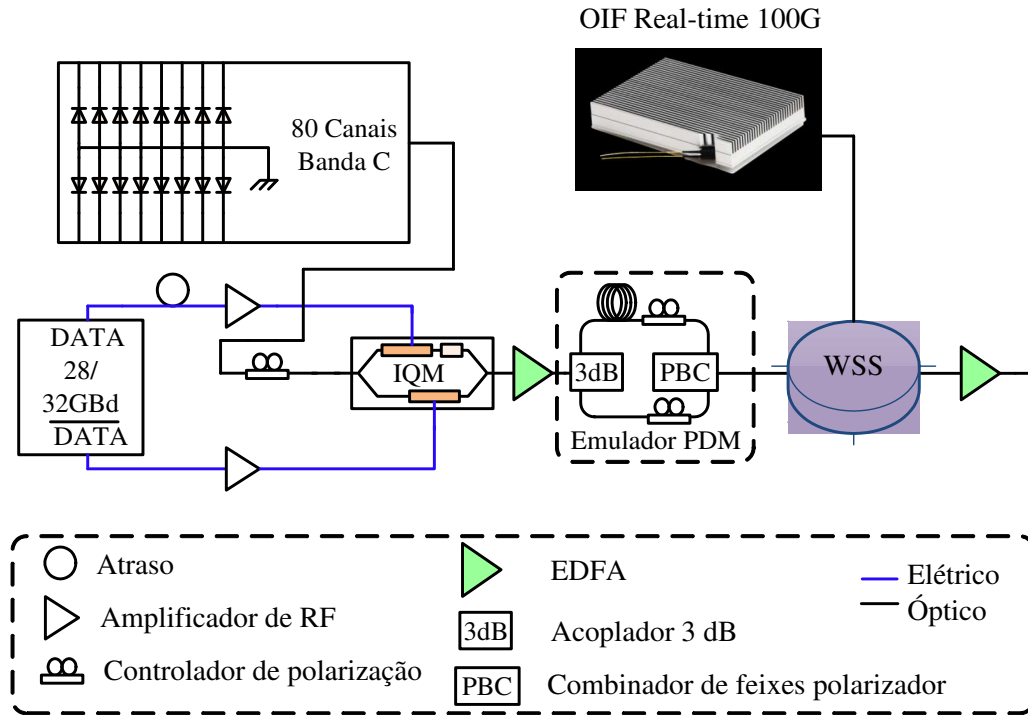


Figura 4.8: Arranjo experimental da bancada de transmissão com 80 canais (banda C+H) modulados em DP-QPSK com 112 Gb/s (ou 128 Gb/s).

Pode-se notar na Fig. 4.8 que, na saída do modulador, tem-se um sinal modulado em QPSK a 64 Gb/s (ou 56 Gb/s) (modulado em fase e quadratura). O último trecho do transmissor é denominado estágio de multiplexação por divisão em polarização (*polarization division multiplexing - PDM*), cuja função é emular a geração de um sinal multiplexado em dois estados de polarização a partir de um sinal com apenas um estado de polarização. Na entrada desse estágio, o sinal óptico é dividido em duas amostras, com cada sinal resultante possuindo metade da potência do sinal original. As duas amostras do sinal original percorreram dois trechos de fibra de comprimentos diferentes, de modo a descorrelacioná-las no tempo de vários períodos de símbolo. Dois controladores de polarização em cada braço ajustam os planos de polarização, de cada amostra de maneira a ficarem a 90° uma da outra, após a combinação delas em um combinador de feixes polarizador (PBC). O PBC é dispositivo óptico passivo capaz de acoplar dois sinais em planos

de polarização ortogonais. Finalmente, na saída do PBC, tem-se um sinal DP-QPSK a uma taxa de transmissão de 128 Gb/s (ou 112 Gb/s) em cada uma das 80 portadoras.

Ainda na Fig. 4.8, o sinal de saída, com as 80 portadoras moduladas em DP-QPSK são multiplexados por meio de uma WSS e um amplificador de saída compensa as perdas. É importante detalhar que, na verdade, utilizaram-se apenas 79 das portadoras advindas da bancada de transmissão. Para que se pudesse ter uma leitura e uma estimativa em tempo real das características de transmissão da rede, com a possibilidade de leitura da BER de um dos canais de uma forma direta durante os testes de laboratório, fez-se necessário inserir na WSS o sinal de um transponder comercial de 100G de tempo real (*realtime*). Com o transponder, tem-se uma medida em tempo real da taxa de erro de bits do canal transmitido. Para isso, é necessário que o sinal do transponder transmitido pela rede retorne ao mesmo, afim de que seu receptor coerente interno forneça o resultado da BER.

O sinal do transponder (1555 nm) e dos 79 canais da bancada de transmissão são multiplexados por meio de uma WSS em uma única fibra e um amplificador de saída para compensar as perdas desse processo. A WSS, além de multiplexar os sinais, realiza a equalização dos níveis de potência dos comprimentos de onda, fornecendo um espectro de saída plano na saída do EDFA. A Fig. 4.9 apresenta os espectros com os sinais do transponder (linha tracejada em vermelho) e os 79 canais modulados (a) não equalizados e (b) equalizados.

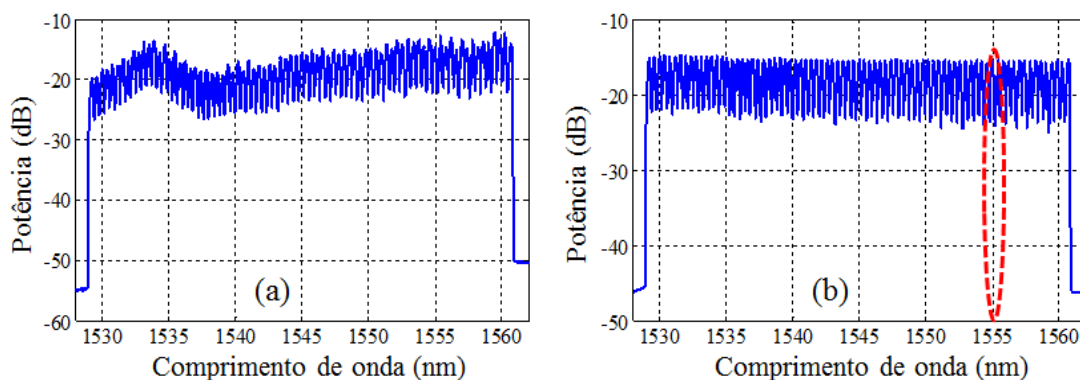


Figura 4.9: Espectro da saída da bancada experimental de transmissão com 80 canais modulados em DP-QPSK a 128 Gb/s (a) não equalizados e (b) equalizados (sinal do transponder 100G com linha pontilhada em vermelho).

A configuração experimental do receptor coerente digital é a mesma que a apresentada

na Fig. 4.6. No receptor, a conversão do sinal óptico ao domínio elétrico foi realizada por um conjunto de dispositivos padrão para recepção coerente: oscilador local, híbrida de  $90^\circ$  e fotodiodos balanceados amplificados pelos TIAs com AGCs eletrônicos presentes no receptor. Essa estrutura foi responsável por trazer o sinal modulado à banda base e converter a informação óptica ao domínio elétrico. O passo seguinte foi a conversão do sinal elétrico das quatro saídas dos TIAs para o domínio digital, realizada por ADCs com 20 GHz largura de banda. Os sinais foram amostrados a  $80 \times 10^9$  amostras por segundo, com 400.000 amostras por linha no total. É importante frisar que o oscilador local foi sintonizado para cada uma das portadoras (uma por vez), para que o batimento fosse feito de forma correta. A Fig. 4.10 apresenta as bancadas experimentais de (a) transmissão e (b) recepção utilizadas, evidenciando alguns dos principais componentes descritos anteriormente.

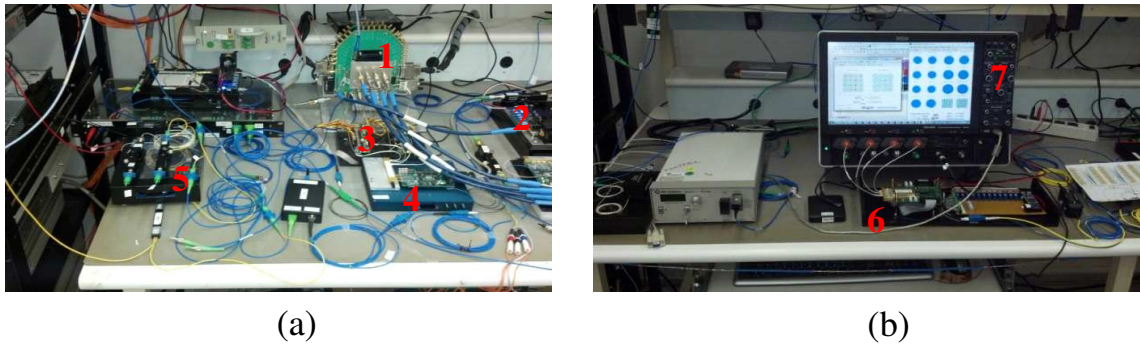


Figura 4.10: (a) Transmissor DP-QPSK a 128 Gb/s e (b) receptor coerente. 1: gerador de sinais; 2: amplificador RF; 3: modulador IQM; 4: placa eletrônica de controle; 5: PDM; 6: receptor coerente; 7: osciloscópio de tempo real.

Para cada configuração experimental de interesse, foi salvo um conjunto de quatro aquisições de 80 mil amostras para processamento *off-line* pela sequência de algoritmos de PDS, como descrito anteriormente (Fig. 4.7). Assim, foram efetuados as operações de estimação e compensação estática da dispersão cromática presente no sinal, sincronização da sequência de símbolos, demultiplexação de polarização e compensação da PMD, recuperação de portadora e estimação da taxa média de erro de bits (BER) do sistema.

#### 4.1.2.2 Cenários de teste - Rede óptica metropolitana

O arranjo da rede óptica apresentado na Fig. 4.11 é constituído de um nó central (5 na Fig. 4.11), com um ROADMs grau 4, e nós de borda (1, 2, 3 e 4 na Fig. 4.11), com ROADM grau 3, utilizando trechos de fibras bidirecionais para interconectar os nós. Cada enlace consiste de rolos de fibras SSMF (G.652) de 100 km de comprimento e dois amplificadores ópticos (EDFA) para compensar as perdas das fibras e ROADMs. Os ROADMs utilizam uma arquitetura B&S e possuem um OCM na saída de cada um dos graus. O autor foi responsável por toda a montagem dessa rede, desde a disposição dos nós e levantamento de requisitos de todos os equipamentos ópticos até a definição das interfaces. O autor também foi responsável pela elaboração do algoritmo de equalização global e sua implementação junto ao controlador SDN da rede, bem como a combinação da equalização global com o algoritmo de controle de ganho adaptativo.

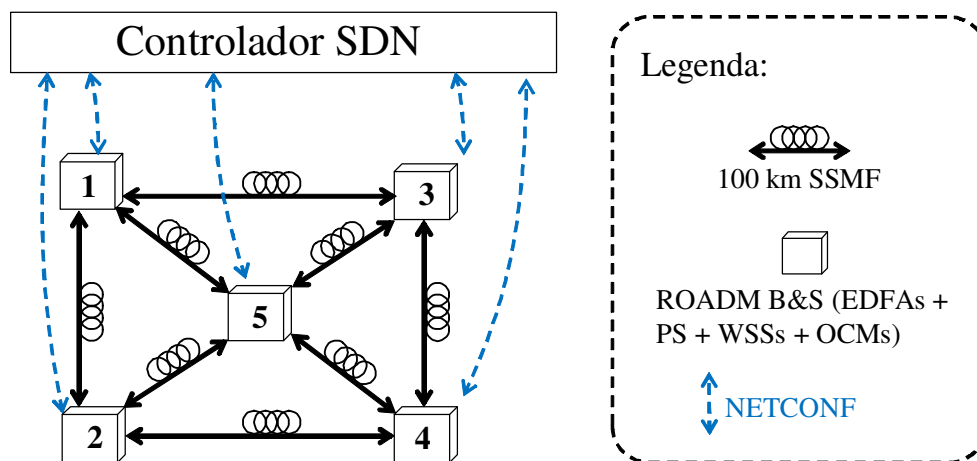


Figura 4.11: Rede óptica metropolitana montada no LASOR do CPqD.

Todos os dispositivos desta rede óptica possuem conectividade Ethernet e fornecem (em tempo real) dados da camada física para efeitos de monitoração. Os dados de monitoração e controle dos equipamentos trafegam através de um canal de serviço (*optical supervisory channel* - *OSC*), que opera em 1510 nm. O comprimento de onda utilizado é escolhido fora da banda de amplificação para o canal não penalizar os demais canais de transmissão na banda C. Como o canal de serviço fica fora da faixa de operação dos equipamentos, faz-se necessário retirar o comprimento de onda do espectro antes de pas-

sar pelos elementos ativos. Para este fim, são utilizados dispositivos chamados de filtros acopladores de banda em 1510/(banda C), comumente chamados de multiplexador óptico de supervisão (*supervisory optical multiplexer - SOM*) e demultiplexador óptico de supervisão (*supervisory optical demultiplexer - SOD*). Os filtros acopladores de banda são utilizados para separar/unir a banda utilizada para o canal de serviço com o banda utilizada para os canais de comunicação.

O canal de serviço utiliza um transceptor SFP (*small form-factor pluggable*) com 1,25 Gbps na interface óptica. A interface elétrica do SFP é conectada a um comutador (*switch*) com conectividade gigabit Ethernet (GbE). Estes comutadores têm a função de interconectar tanto os equipamentos em um mesmo nó quanto conectar um nó ao outro através do canal de serviço. São utilizados um comutador por nó (ao todo cinco dispositivos) e um SFP por enlace bidirecional (no total de 16 unidades).

Os comutadores possuem suporte a mecanismos de descoberta de topologia, a exemplo do protocolo LLDP (*link layer discovery protocol*), bem como, ao protocolo RSTP (*rapid spanning tree protocol*). O protocolo LLDP permite que dispositivos de rede descubram uns aos outros (mais detalhes em [110]). Já o protocolo RSTP, é utilizado para prevenir/eliminar o bloqueio de laços. Muitas vezes, são utilizadas redundâncias, provendo caminhos alternativos para o canal de serviço no caso de falha de uma de suas conexões. Utiliza-se o RSTP para evitar a formação de laços entre os comutadores e permitir a ativação e desativação automática de caminhos alternativos (mais detalhes em [111]).

Para que a implementação do conceito de controlador SDN da rede seja criado, faz-se necessário que os elementos de rede tenham algum tipo de modelo ou abstração. Os dispositivos ópticos (WSSs, OCMs, EDFAs) da rede óptica da Fig. 4.11 utilizam um modelo baseado em linguagem YANG [112].

A YANG é uma linguagem usada para modelar dados de configuração e de estado manipulados pelo protocolo de configuração de rede (NETCONF) [113]. Os modelos são chamados de procedimento remoto NETCONF e notificações NETCONF, respectivamente. A linguagem YANG permite modelar equipamentos e fornece uma interface NETCONF em que as estruturas, relações e restrições para os componentes dos elementos

de rede podem ser definidas, independentemente da interface de acesso do equipamento físico.

O conceito de SDN nasceu de um projeto de seis anos desenvolvido da colaboração entre as Universidades de Stanford e a Universidade da Califórnia em Berkeley [114]. Isso significou um avanço marcante por permitir aos desenvolvedores destas redes definirem fluxos de dados e de determinarem os caminhos destes fluxos usando software independentemente do hardware.

Com o conceito de SDN, as redes passam a ser abertas, no sentido de que os desenvolvedores podem integrar o software de um determinado fabricante ao hardware de outro. Assim, cria-se uma forma de abrir a competitividade do mercado, não sendo preciso comprar um determinado software e, em conjunto, o hardware do mesmo fabricante.

No controlador SDN utilizado, tudo o que é inteligência de sistema operativo fica concentrada num sítio, onde haja “visibilidade global” sobre toda a rede. Essa “lobotomia” da inteligência do equipamento da rede para controladores logicamente centralizados possibilita a definição do comportamento da rede em software não apenas pelos fabricantes do equipamento, mas também por fornecedores ou pelos próprios usuários, como, por exemplo, operadores de rede [115].

O controlador SDN concentra todas as informações da rede, inclusive as medidas em tempo real dos parâmetros disponíveis dos dispositivos em um banco de dados. O processo de leitura dos parâmetros pode ser dividido, resumidamente, em algumas etapas. Primeiro, um aplicativo por exemplo, a equalização dinâmica global solicita a criação de uma medida para o servidor de aplicação, que cria uma medição no subcontrolador. Em seguida, o controlador programa um temporizador, que recolhe periodicamente medidas dos dispositivos e publica os eventos no servidor de aplicação. Por fim, a camada de serviço registra as medidas em um banco de dados e encaminha os eventos para a aplicação via *callbacks*. No caso da aplicação alvo desta tese, as medidas registradas no banco de dados e utilizadas pela aplicação são as potências de entrada e saída dos amplificadores e potência de pico dos canais obtidas pelos OCM, respectivamente, do sistema em análise.

## 4.2 Figuras de mérito

Nesta seção, são apresentados alguns parâmetros e figuras de mérito que serão importantes para analisar os resultados obtidos nesta tese. Inicialmente, a relação sinal-ruído óptica é comentada. Em seguida, a taxa de erro de bit e o nível de desigualização são apresentados.

### 4.2.1 OSNR

A figura de mérito mais utilizada para dimensionar o grau de degradação do sinal pela ASE é a razão sinal-ruído óptica (OSNR), definida como a razão entre a potência média do sinal ( $P_s$ ), e a potência do ruído ( $P_r$ ), em relação a um intervalo de espectro definido. A OSNR é geralmente expressa em dB [18]:

$$OSNR = 10 \times \log \left( \frac{P_s}{P_r} \right) \quad (4.2)$$

O desempenho de um sistema de comunicações ópticas está diretamente ligado ao valor da OSNR do sinal na entrada do receptor. A OSNR possui relação direta com a razão sinal-ruído por bit que, por sua vez, é um limitante do desempenho de qualquer técnica de modulação digital. Normalmente a OSNR é referenciada sobre uma banda de ruído fixa, equivalente de 0,1 nm, ou 12,5 GHz. Neste trabalho as medidas de OSNR são medidas no nó de destino antes da recepção.

### 4.2.2 Taxa de erro de bit

Outro critério utilizado de desempenho (para receptores digitais) é dominado pela medição da BER, definida como a probabilidade de uma identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão do receptor. A BER dos canais transmitidos é estimada após a recepção coerente desses canais e tratamento dos sinal resultante pelos algoritmos de PDS da Fig. 4.7.

### 4.2.3 Nível de desigualização de potência

O nível de desigualização (*tilt*) é definido nesta tese como sendo a relação entre o maior e o menor valor da potência de pico dos canais:

$$tilt = P_{\max} - P_{\min} \quad (4.3)$$

A Fig. 4.12 é um exemplo de medida do nível de desigualização de potência óptica entre canais. Pode-se ver (em vermelho) que a diferença de potência é de quatro vezes (entre os canais 1532 nm e 1538 nm, respectivamente) [81].

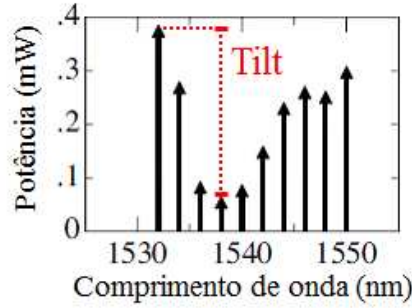


Figura 4.12: Exemplo de medida do nível de desigualização de potência de canais ópticos (redesenhado de [81]).

## 4.3 Conclusões parciais

Neste capítulo, foram apresentadas as estruturas de simulação e experimental utilizadas para análise das propostas desta tese. Inicialmente, na parte de simulação, apresentou-se o modelo do transmissor. Em seguida, foram discutidos brevemente os modelos do ROADM, do EDFA e do receptor coerente. Além disso, foram descritas as operações básicas desempenhadas via PDS para tratamento dos sinais detectados em receptores ópticos coerentes. Esse conjunto de rotinas realiza, no domínio digital, as operações de sincronização, recuperação de portadora, estimação e compensação da CD e equalização da PMD, tendo como objetivo final a estimação da informação enviada pelo transmissor. Em seguida, o arranjo experimental foi apresentado. As bancadas de transmissão e recepção coerente foram apresentadas juntamente com a rede óptica metropolitana uti-

lizada. Por fim, foram discutidas as figuras de mérito de análise dos resultados. Desta forma, no capítulo seguinte, contempla os resultados obtidos no trabalho experimental e de simulação realizados, segundo o contexto exposto nos capítulos anteriores.

## Capítulo 5

# Resultados e Discussões

Este capítulo é dedicado à descrição das montagens experimentais e das simulações e a análise dos resultados obtidos, com ênfase ao contexto e estado da arte, segundo a proposta de estudos indicada nos Capítulos 3 e 4. Ademais, as principais contribuições que foram feitas à literatura da área são ressaltadas. Inicialmente, avalia-se, em simulação, o emprego do método de equalização global, comparando-se os resultados com os do método de equalização local. Realizaram-se análises com relação ao número máximo de ROADMs em cascata a garantir a BER de todos os canais transmitidos acima do limite FEC. Ainda nesta seção, realizou-se a análise da distribuição da atenuação espectral entre os ROADMs e qual seu impacto sobre a OSNR dos canais. Em seguida, foram feitas as análises experimentais do método proposto nessa tese. Primeiramente, implementou-se a análise do método de equalização global para um número fixo de ROADMs em termos de OSNR e BER dos canais transmitidos. Em seguida, apresentaram-se os resultados da análise do método proposto para um número variável de ROADMs em cascata e para distintos perfis de distribuições da atenuação espectral entre os ROADMs. Por fim, introduziu-se um método de dupla otimização do controle adaptativo do ganho dos EDFAs (proposto em [42]), aliado ao método equalização global introduzido nesta tese.

## 5.1 Simulações

Nesta seção, apresenta-se uma descrição do primeiro trabalho com simulação realizado e que teve como alvo a montagem de um emulador de um sistema óptico metropolitano, ponto-a-ponto, com 80 canais na banda C. A Fig. 5.1 ilustra o sistema montado no simulador, que é semelhante ao descrito na Seção 4.1.1. O propósito dessa montagem foi primeiramente o de testar o algoritmo de equalização global e possibilitar a avaliação do desempenho deste método frente ao de equalização local.

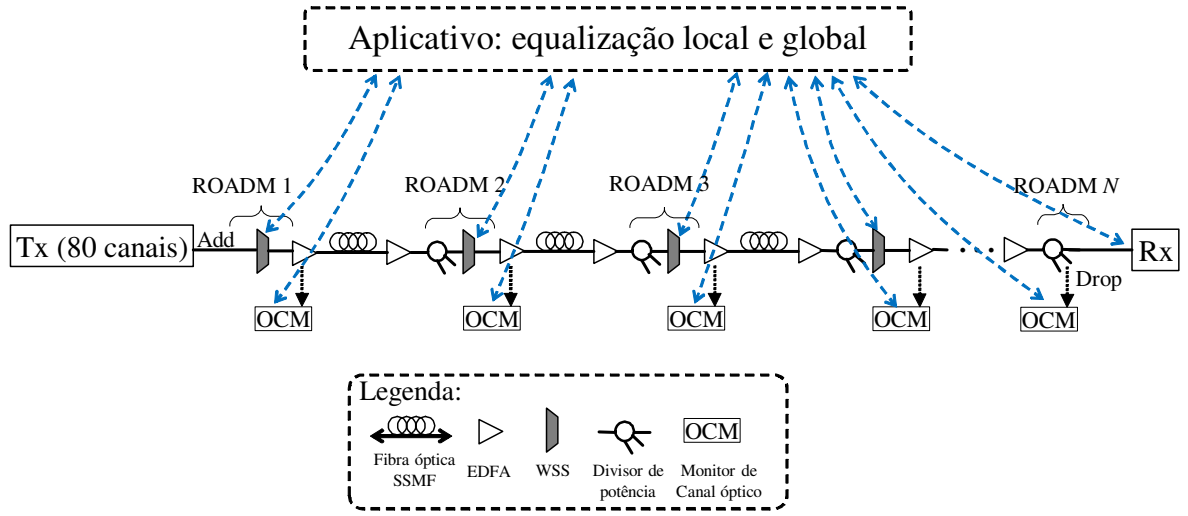


Figura 5.1: Arranjo de simulação para um sistema óptico metropolitano, ponto-a-ponto, com 80 canais na banda C.

O transmissor da Fig. 5.1, foi discutido em detalhes na Seção 4.1.1.1. Como mencionado anteriormente, quatro geradores de sequências PRBS de ordem configurável geram as sequências de dados de transmissão. Os dados gerados são salvos no ambiente do Matlab e depois passam por geradores de pulsos, que os transformam em pulsos NRZ. Os sinais codificados em NRZ são amplificados para que suas amplitudes sejam compatíveis com as tensões de polarização de um modulador IQM do Tx.

Os sinais ópticos gerados pelos 80 lasers são modulados no modulador IQM, gerando 80 canais modulados com DP-QPSK (conforme a Fig. 4.2) que são acoplados à entrada da primeira WSS. O termo “enlace” utilizado ao longo desta seção fará referência a um trecho de rede composto por um ROADM B&S, um EDFA (amplificador de potência), lance de fibra óptica e um segundo EDFA (pré amplificador). O motivo para utilização

do ROADM B&S durante as simulações foi porque esse era o único tipo de ROADM que estava disponível para avaliação experimental da equalização global. Portanto, para uma ligação entre  $N$  nós, como os da Fig. 5.1, o número de enlaces seria de  $N - 1$ .

O sistema óptico metropolitano é composto por trechos com um ROADM, fibra óptica monomodo (G.652) e dois EDFAs para compensar a perdas ao longo do trecho. Em seguida, o sinal sofre o batimento com o oscilador local no receptor coerente, para a transferência das características do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico após fotodetecção. Os quatro sinais elétricos na saída do receptor são filtrados eletricamente (banda de 20 GHz) para caracterizar a filtragem elétrica que acontece no osciloscópio usado nos experimentos. Os sinais elétricos após os filtros são processados no Matlab com a sequência de algoritmos de PDS apresentada no Capítulo 4 (vide Fig. 4.7).

Os parâmetros de leitura dos OCMs e de controle e leitura das condições das WSSs são gerenciados pelo controlador (linhas pontilhadas em azul na Fig. 5.1), seguindo uma sequência de nós de acordo com a propagação do sinal, propiciando as informações necessárias para processamento *a posteriori* no algoritmo de equalização (local ou global) através do Matlab<sup>TM</sup>. No caso dos OCMs, os dados das potências de pico por comprimento de onda são obtidos. Já na WSS, realizam-se os processos de leitura da atenuação atual e da calculada para o processo de equalização (seguindo o fluxograma apresentado na Fig. 3.7). Nesse arranjo de simulação da Fig. 5.1, é possível fazer o controle de muitos parâmetros. Quando possível, as configurações de cada componente foram ajustadas para serem semelhantes às de um arranjo experimental equivalente que utiliza componentes comerciais. Os parâmetros que podem ser controlados, bem como os valores padrões usados na simulação, são apresentados na Tabela 5.1.

A potência óptica dos canais foi otimizada para se obter, no máximo, 0 dBm por canal (ou seja, 19 dBm total) afim de evitar problemas relacionados as não-linearidades da fibra. Desta forma, por exemplo, para compensar as perdas da fibra óptica (100 km por trecho), os amplificadores de linha foram ajustados para operar com 20 dB de ganho. Por outro lado, os pré-amplificadores operam com 14 dB de ganho para suplantam as perdas dos ROADMs.

Tabela 5.1: Parâmetros de simulação.

| <b>Simulador</b>                             | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b> |
|----------------------------------------------|--------------|----------------|
| Taxa de bits                                 | 112          | Gb/s           |
| Tamanho da sequência                         | 65000        | bits           |
| Amostras por bit                             | 4            | —              |
| Desvio de frequência do oscilador local (FO) | 2            | GHz            |

| <b>PRBS</b> | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b> |
|-------------|--------------|----------------|
| Ordem       | 31           | —              |

| <b>Transmissor</b> | <b>Valor</b>   | <b>Unidade</b> |
|--------------------|----------------|----------------|
| Frequência         | 192,1 a 196,05 | THz            |
| Espaçamento        | 50             | GHz            |
| Potência           | 0              | dBm            |
| Largura de linha   | 500            | kHz            |

| <b>EDFA</b>              | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b> |
|--------------------------|--------------|----------------|
| Ganho                    | 14 ou 20     | dB             |
| Máxima potência de saída | 21           | dBm            |

| <b>Fibra óptica</b>                              | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b>           |
|--------------------------------------------------|--------------|--------------------------|
| Coefficiente de dispersão cromática              | 16,75        | ps/(nm.km)               |
| Inclinação da dispersão cromática                | 0,075        | ps/(nm <sup>2</sup> .km) |
| Atenuação                                        | 0,2          | dB/km                    |
| Coefficiente de dispersão do modo de polarização | 0,1          | ps/km <sup>1/2</sup>     |
| Tipo da dispersão do modo de polarização         | estocástica  | —                        |
| Não linearidades                                 | Sim          | —                        |

| <b>ROADM B&amp;S</b>      | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b> |
|---------------------------|--------------|----------------|
| Divisor de potência 1 × 6 | —            | —              |
| Perda de inserção         | 6            | dB             |
| WSS 1 × 5                 | —            | —              |
| Perda de inserção         | 8            | dB             |

| <b>Receptor</b>                                    | <b>Valor</b> | <b>Unidade</b> |
|----------------------------------------------------|--------------|----------------|
| Frequência de corte                                | 22           | GHz            |
| Corrente de escuro dos fotodetectores              | 10           | nA             |
| Responsividade dos fotodetectores                  | 1            | A/W            |
| Figura de ruído do amplificador de transimpedância | 6            | dB             |

Nos trabalhos de simulação desta tese, como mostrado na Tabela 5.1, a taxa de amostragem foi ajustada para 4 amostras por bit. Este parâmetro é de suma importância para os transmissores, em que os sinais amostrados com este parâmetro terão, no tempo

de processamento de um bit, o sinal amostrado quatro vezes, desta forma garantindo melhor precisão nos resultados.

### 5.1.1 Resultados

Nesta subseção, serão apresentados os resultados obtidos em simulação com a aplicação do método de equalização global descrito no Capítulo 3 (Seção 3.2). O desempenho do algoritmo de equalização global proposto é avaliado para distintos cenários. Inicialmente, serão avaliados os desempenhos de redes compostas por três nós, ou seja, de dois enlaces (com três ROADMs no total, um na transmissão, um intermediário e um de recepção), sendo estendido, até sete nós, ou seja, seis enlaces (sete ROADMs no total, um na transmissão, cinco intermediários e um de recepção). Os resultados obtidos do método proposto será comparado com os resultados do método usual de equalização local. Para todos os casos, serão analisados, por canal, a OSNR e a respectiva BER.

A Fig. 5.2 apresenta os resultados de simulação para uma rede composta por três nós, em que se avaliam as características de desempenho quando se aplicam as equalizações do tipo local e global. A Fig. 5.2 (a) apresenta os perfis das atenuações locais que são necessários para equalização na saída de cada um dos dois ROADMs da rede avaliada. Dessa forma, a Fig. 5.2 (a) mostra o resultado da equalização local que é aplicado à rede. Os dois perfis espectrais observados nessa figura são os vetores  $A_i(\lambda)$  utilizados na primeira iteração no algoritmo de equalização global. Note que as curvas de atenuação dos ROADMs exibem um perfil semelhante. Isso deve-se ao fato que os amplificadores estão operando no mesmo ponto de operação. É importante notar na Fig. 5.2 (a) que, para comprimentos de onda menores (em torno de 1530 nm), faz-se necessário maior atenuação (em torno de 3 dB), uma vez que o perfil de ganho dos EDFAs fornece maior ganho nessa região. A equalização local é realizada pela WSS por meio da atenuação feita por canal na porta do ROADM. Para isto, a WSS toma como base medidas de potência fornecidas pelo OCM e obtidas na saída dos EDFAs. A Fig. 5.2 (b) apresenta o resultado do perfil de atenuação global que deve ser aplicado, ou seja, o  $\Gamma_i(\lambda)|_j$  calculado pelo algoritmo, seguindo-se a premissa de aplicar o máximo possível de atenuação espectral global ao

último nó (limitado ao máximo de atenuação permitido pelo ROADM, em torno de 15 dB) no sentido inverso da propagação do sinal óptico (estratégia de equalização global do tipo *backward*).

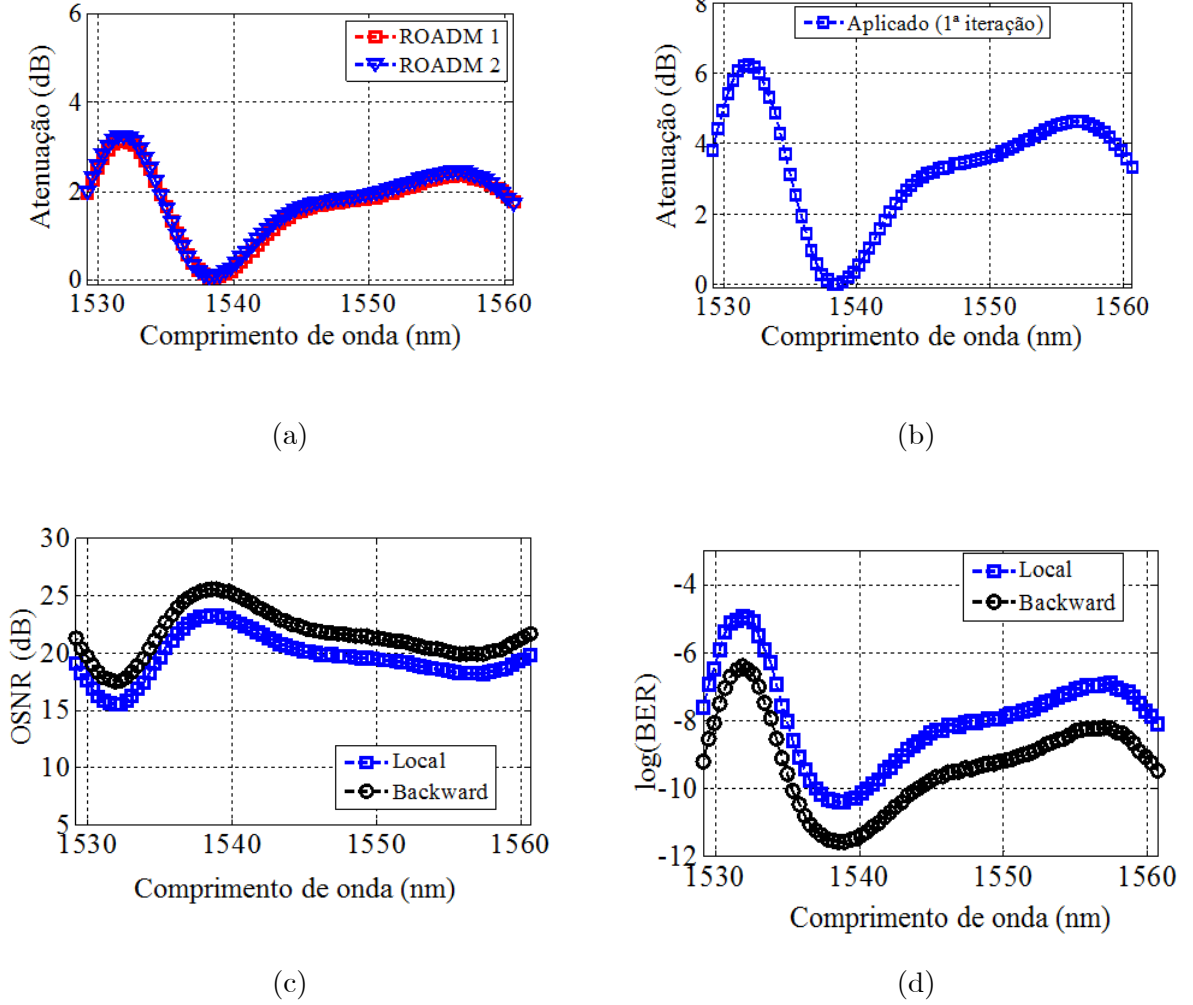


Figura 5.2: Perfil espectral de atenuação pelo método (a) equalização local e (b) global e respectivas respostas espectrais da (c) OSNR e (d) BER dos canais modulados em DP-QPSK, para recepção coerente após dois ROADMs.

Nas Fig. 5.2 (c) e (d) encontram-se traçadas as curvas da OSNR e da BER, respectivamente, para cada comprimento de onda na entrada do receptor, para transmissão DP-QPSK e os casos da equalização local e global (*backward*). Na Fig. 5.2 (c), note que, no caso da equalização local para comprimentos de onda menores (em torno de 1532 nm), têm-se os valores de OSNR em torno de 15 dB. Ainda na Fig. 5.2 (c), comparando-se com a curva dos resultados obtidos na equalização global, é importante notar que todos os comprimentos de onda obtiveram melhor OSNR. A aplicação da atenuação espectral

global no sentido inverso do sinal, ou seja, maior atenuação nos últimos trechos de fibra, leva a uma menor figura de ruído total para o caminho óptico em questão, fazendo com que o desempenho do algoritmo proposto seja melhor quando comparado à abordagem da equalização local.

A Fig. 5.2 (d) apresenta as curvas de desempenho de taxa de erro de bits por comprimento de onda para os casos da equalização local e a global. Notar que canais com menor comprimento de onda na Fig. 5.2 (c) apresentam valores maiores de BER. No entanto, vale salientar que em ambos casos analisados, todos os canais apresentaram desempenho acima do limite FEC para as condições simuladas. Ou seja, a taxa de erro de bits de todos os canais encontra-se abaixo do valor máximo ( $3,8 \times 10^{-3}$  para HD-FEC).

Em seguida, realizou-se a mesma análise para o caso da equalização com quatro ROADMs em cascata. Neste caso, a simulação utilizou oito amplificadores ópticos em cascata para compensar a perda total dos enlaces de fibras ópticas e dos ROADMs, para os 80 canais transmitidos em DP-QPSK a 112 Gb/s. As Fig. 5.3 (a) e (b) ilustram, respectivamente, as curvas espectrais de OSNR e BER obtidas no receptor, para os casos de equalização local e global.

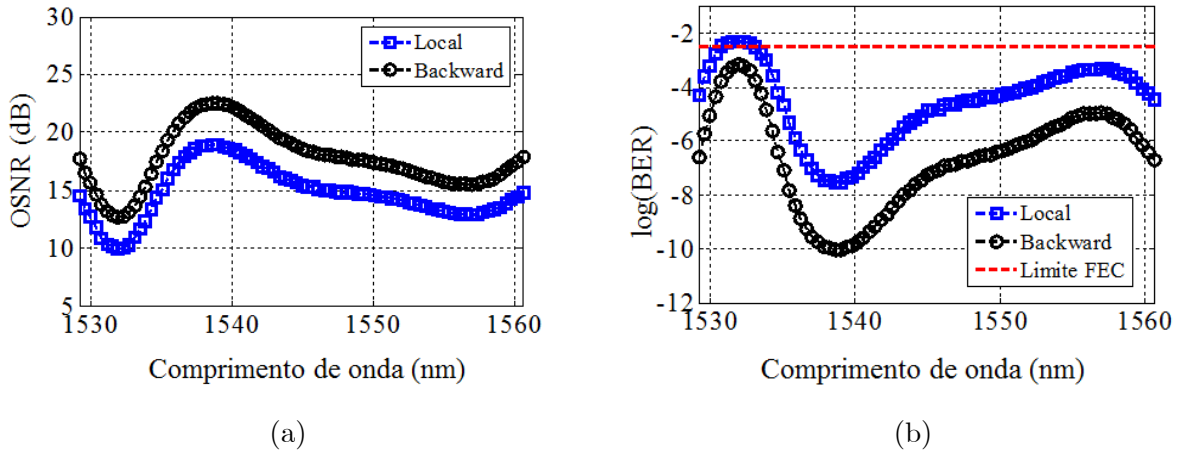


Figura 5.3: Respostas espectrais simuladas da (a) OSNR e da (b) BER dos canais transmitidos em 112 Gb/s DP-QPSK, para recepção coerente após quatro ROADMs.

Note que, na Fig. 5.3 (a), comparando-se as curvas da equalização local e global, tem-se um ganho significativo em OSNR para alguns comprimentos de onda. Por exemplo, no caso dos canais em torno da região de 1540 nm, a OSNR chega a 18,9 dB quando se realiza o método local. No entanto, analisando-se a mesma situação para os mesmos

canais para o método global têm-se a OSNR atingindo 22,5 dB, ou seja, um ganho de 3,6 dB no sinal recebido.

Já na Fig. 5.3 (b) é possível perceber, para equalização local, que o canal com pior desempenho de BER localiza-se no comprimento de onda 1531,9 nm (195,7 THz, ITU C57), que, conseqüentemente, apresentou o menor valor de OSNR na Fig. 5.3 (a). Todos os canais entre 1530,7 nm e 1533,7 nm (195,85 THz, ITU H58, e 195,55 THz, ITU H55, respectivamente) apresentaram valores de OSNR abaixo do limiar de 12,5 dB e não puderam ser detectados em condição livre de erro pelo receptor coerente quando a equalização local foi empregada. Portanto, com esse tipo de equalização e para condições de operação adotadas, a rede utilizando equalização local ficaria limitada a um número máximo de três nós. Por outro lado, considerando-se o caso equalização global, é possível ver que todos os comprimentos de onda encontram-se com uma taxa de erro de bits abaixo do limiar FEC.

Adicionalmente, para ilustrar os benefícios da premissa do método global de se aplicar a atenuação espectral no sentido inverso ao de propagação, fez-se a comparação entre as curvas de OSNR obtidas quando a equalização é local, global trás (*backward*) e global no sentido de propagação para frente (*forward*) considerando-se três ROADMs em cascata. A Fig. 5.4 apresenta as curvas espectrais de simulação da OSNR para essas situações.

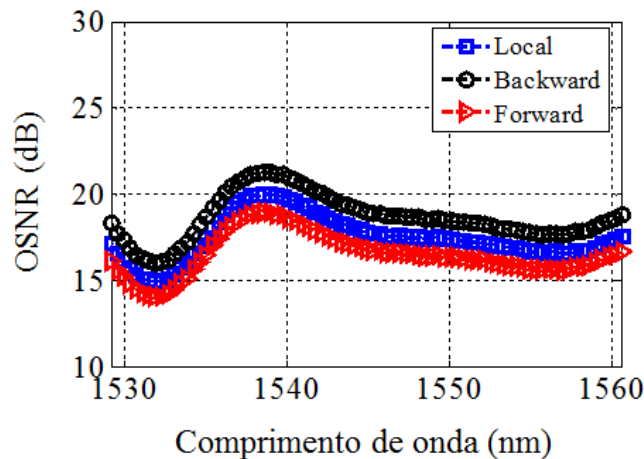


Figura 5.4: Curvas de simulação da OSNR para equalizações local, *backward* e *forward*, considerando-se três ROADMs.

Pode-se notar, na Fig. 5.4, que, de acordo com o que foi mencionado no Capítulo 3

(Seção 3.2), a OSNR apresenta melhores resultados quando o perfil de atenuação espectral é distribuído no sentido inverso ao da propagação dos canais (*backward*). Desta forma, conforme esperado e discutido no Capítulo 3, a menor atenuação nos primeiros nós da rede minimiza a figura de ruído total do sistema causando menor impacto do ruído nos canais que chegam ao nó de recepção [103]. Assim, os resultados de OSNR do método de equalização global (*backward*) apresentam-se melhores quando comparados aos dos métodos local e *forward*. Para todos os comprimentos de onda, o método *forward* apresentou os piores resultados de OSNR, inclusive em relação ao método local. Isto se deve ao fato da aplicação de maior atenuação aos primeiros enlaces, consequentemente, piorando (aumentando) a figura de ruído total do sistema e levando a uma maior degradação na OSNR dos canais.

Por fim, a Fig. 5.5 resume os resultados de OSNR, apresentando os seus valores médios, máximo e mínimo para os 80 canais analisados por simulação em função do número de ROADMs em cascata empregados (2 a 6), considerando-se os métodos de equalização local e global (*backward*). De maneira geral, ambas curvas mostram a redução do valor da OSNR em função do número de ROADMs em cascata, pois, em redes mais longas, há mais amplificadores ópticos inserindo mais ruído e levando a uma maior degradação da OSNR.

Por um lado, notar que, na Fig. 5.5, o método de equalização local apresenta desempenho satisfatório para até três ROADMs em cascata (acima do limite FEC). Por outro, ainda com relação a Fig. 5.5, pode-se notar que o método de equalização global (*backward*) permite que todos os canais transmitidos possam trafegar por até quatro ROADMs em cascata (300 km de fibra SMF e nove EDFAs) com resultados acima do limiar da OSNR de recepção (12,5 dB).

A utilização do equalizador global de ganho em uma rede reconfigurável mostrou-se, em simulação, vantajoso ao enlace óptico, já que, compensando a desequalização imposta pelos amplificadores ópticos de uma maneira global, canais ópticos que seriam degradados depois de sucessivas amplificações e equalizações individuais acabam por se manter com OSNR satisfatória para viabilizar a recepção, conforme o que foi apresentado no Capítulo

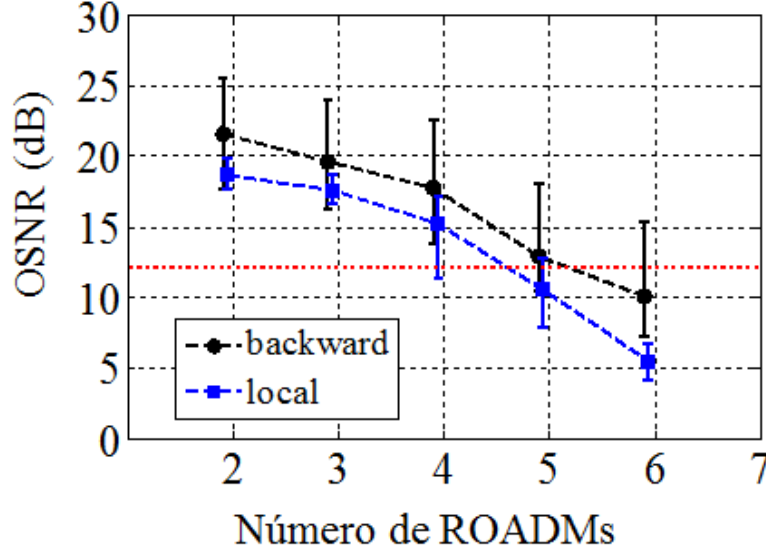


Figura 5.5: Valores simulados de OSNR (médio, máximo e mínimo) em função do número de ROADMs em cascata, com equalização local e global (*backward*).

3 (Seção 3.2). Desta forma, canais que anteriormente não poderiam ser alinhados devido à baixa OSNR, com a utilização do método de equalização global, tornam-se canais válidos. Além disso, em simulação, o método proposto mostrou-se altamente viável, permitindo que os canais possam ser transmitidos em redes com maiores alcances.

## 5.2 Experimentos

Nas seções seguintes, serão apresentados os resultados com as validações experimentais do método de equalização global de ganho proposto nesta tese. Inicialmente, demonstra-se a eficácia do método para um cenário de rede com enlaces bidirecionais de 50 km de fibra SMF e um amplificador por enlace. Em seguida, repetem-se os procedimentos de análise para um cenário de rede com enlaces de 100 km de fibra SMF e dois amplificadores por enlace conforme os simulados na seção anterior. Adicionalmente, realiza-se uma comparação de desempenho em termos da distribuição do perfil de atenuação espectral global. Por fim, o método de equalização global proposto tem seu desempenho avaliado quando utilizado em conjunto a um outro método de controle adaptativo do ganho dos amplificadores [42].

### 5.2.1 Análise do método de equalização global para um número fixo de ROADMs

Inicialmente, de forma a avaliar e validar os resultados obtidos por simulação, o próximo passo consistiu da montagem do arranjo experimental necessário. Na Fig. 5.6, ilustra-se esquematicamente o cenário de testes utilizado na investigação do método de equalização global proposto nesta tese, que é baseado no esquema geral apresentado na Fig. 4.11. Esse critério de número fixo de ROADMs foi a primeira tentativa de montagem da rede para aplicação da equalização global. Apesar das simulações terem sido feitas considerando-se o cenário futuro lances de fibras padrão de 100 km e dois EDFAs por enlace, devido a limitação de equipamentos na época de montagem da rede, apenas um EDFA (amplificador de potência) foi usado por enlace, composto de lance de fibra padrão de 50 km. A bancada de transmissão com 80 canais DP-QPSK a 112 Gb/s e o receptor coerente, assim como, da rede óptica e do controlador SDN foram utilizados conforme a descrição do Capítulo 4.

Nessa análise experimental utilizaram-se quatro nós da rede. O nó transmissor (nó 2) é aquele que apresenta a adição de canais em sua entrada (*add*) e o nó de recepção (nó 4) é aquele onde os canais são derivados (*drop*) da rede. Dessa forma, o sinal óptico que foi transmitido passa por três enlaces, com a ressalva de que, cada enlace utilizou apenas um EDFA para compensação de perdas. A condição inicial de equalização local fez com que a potência óptica fosse ajustada em 0 dBm por canal na saída do EDFA de cada enlace.

A Fig. 5.7 (a) apresenta os valores de atenuação por canal ( $A_i(\lambda)|_j$ ) aplicados a cada ROADM para equalização local. Notar na Fig. 5.7 (a) que, no ROADM 3, para canais de menor comprimento de onda (em torno de 1530 nm), fez-se necessário um maior nível de atenuação ( $A_3(\lambda)|_1$ ), em torno de 10 dB, para se conseguir os canais equalizados na saída do nó.

Por outro lado, ainda na Fig. 5.7 (a), os ROADMs 1 e 2 necessitaram de um menor valor de atenuação espectral para os mesmos comprimentos de onda. Os resultados ilustrados na Fig. 5.7 (a) apresentam apenas três valores de atenuação espectral, pois, o nó de destino não é considerado (de acordo com 3.1), uma vez que sua estrutura é B&S e o sinal

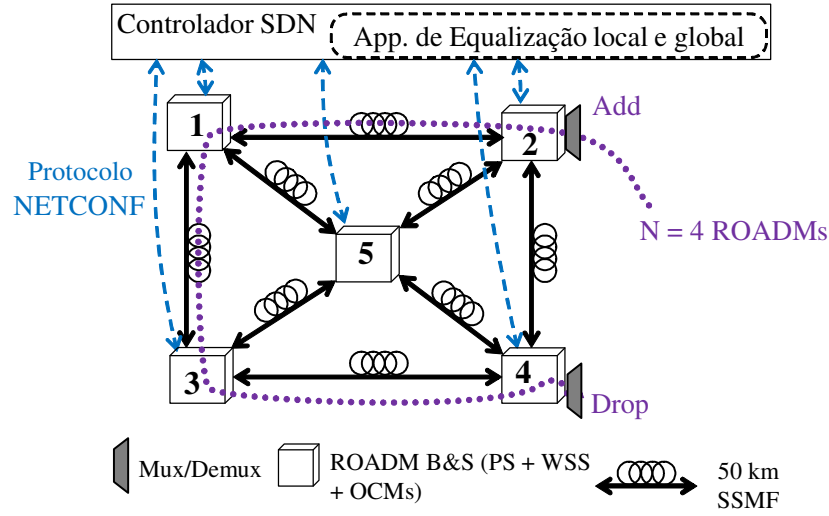


Figura 5.6: Arranjo experimental inicial da rede óptica metropolitana utilizada para avaliação do método de equalização global.

óptico na parte de deriva (*drop*) não passa pela chave WSS. É importante se atentar a esta análise, pois, mesmo utilizando-se de um EDFA de um mesmo modelo, individualmente, observaram-se respostas ópticas distintas para um mesmo ponto de operação.

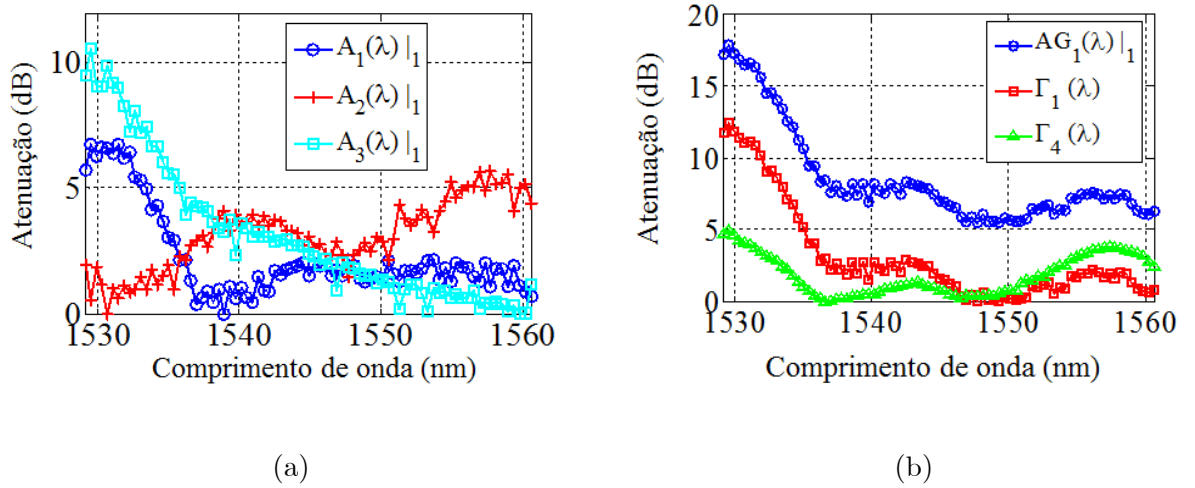


Figura 5.7: (a) Perfil de atenuação de cada ROADM, aplicados localmente, e (b) perfil espectral de atenuação global (em azul) da equalização global, na primeira iteração (em vermelho) e quando atinge-se o regime permanente na quarta iteração (em verde).

A Fig. 5.7 (b) apresenta os resultados obtidos referentes ao perfil espectral do vetor atenuação global ( $AG_1(\lambda)|_1$ ) advindo da equalização global (em azul). Dado que perfil amplificação do EDFA provê maiores valores de ganho em torno de 1530 nm, a região em torno de 1530 nm exigiu até 18 dB de atenuação, enquanto que, em torno 1550 nm,

necessitou-se de apenas 5 dB conforme apresentado na Fig. 5.7 (b).

Notar que, ao se obter o perfil do vetor equalização global ( $\Gamma_i(\lambda)$ ), na primeira iteração ( $\Gamma_1(\lambda)$ ), o algoritmo evita a aplicação da atenuação a partir de 5 dB (a atenuação aplicada à região seria superestimada e desnecessária). A redução representa 33% (redução de até  $\frac{1}{3}$ ) menos atenuação aplicada aos canais, levando a uma menor degradação imposta pelo processo de equalização.

Ainda na Fig. 5.7 (b), nota-se que, ao atingir o regime permanente  $\Gamma_4(\lambda)$  (em verde), ou seja, há uma redução drástica nos valores nominais por canal no perfil de atenuação necessários para se ter um perfil plano. Em outras palavras, o regime permanente acontece quando o algoritmo atinge o vetor desequalização em que os seus elementos apresentam valores menores do que 1 dB (critério de parada). No caso particular da rede analisada, o maior valor de desequalização foi de 0,8 dB obtido após quatro iterações do algoritmo.

As Fig. 5.8 (a) e (b) ilustram os espectros de potência dos canais obtidos na recepção, para a equalização local e global (*backward*), respectivamente. Ao comparar as Fig. 5.8 (a) e (b), já é possível notar que, com o método global, consegue-se um aumento na OSNR dos canais. No entanto, a resolução das figuras não permite uma leitura precisa dos valores que se pode conseguir. Quando a escala de comprimentos de onda é expandida obtém-se que, por exemplo, na Fig. 5.8 (a), com equalização local, os canais próximo da região de 1529 nm apresentam valores em torno de 11 dB de OSNR. Além disso, a máxima OSNR possível se dá em 1561 nm com 20,3 dB. Por outro lado, na Fig. 5.8 (b), com equalização global, para os mesmos comprimentos de onda, têm-se 15,8 dB e 23,7 dB de OSNR.

O regime permanente para ambos os métodos, local e global, foi alcançado com apenas quatro iterações em todos os casos analisados. É importante frisar que, a cada iteração os equalizadores devem levar em consideração ao menos um estado anterior da atenuação, atuando como um controlador proporcional. Em [116], é realizada a análise de controladores visando mitigar os *overshoot* e *undershoot* de potência no receptor durante o processo de equalização, antes de se atingir o regime permanente.

Para todos os resultados coletados nesta análise, todos os canais estão equalizados na

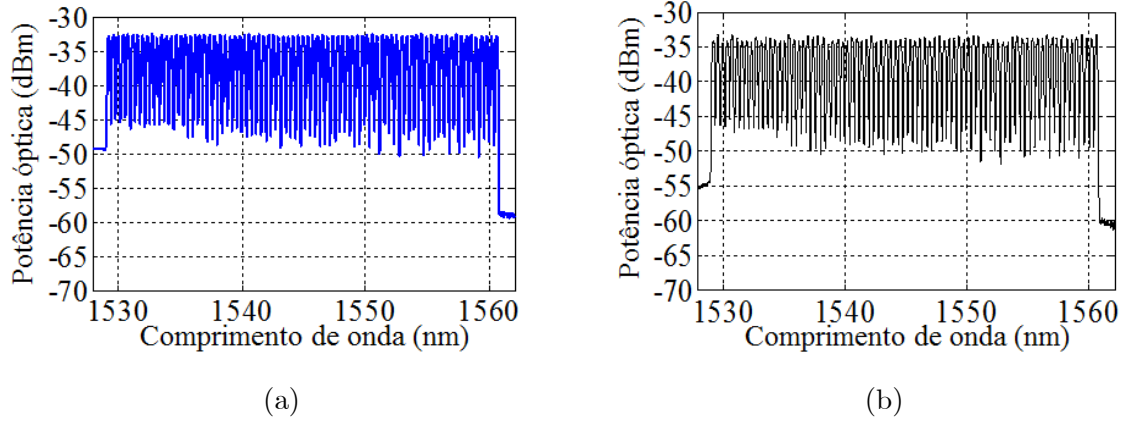


Figura 5.8: Espectros de potência óptica na recepção para os casos das equalizações (a) local e (b) global.

entrada do receptor coerente. No entanto, há uma desequalização intrínseca na potência de saída dos lasers da bancada em torno de 0,8 dB. Desta maneira, os resultados podem ser considerados ainda mais satisfatórios levando-se em conta este fato.

As Fig. 5.9 (a) e (b) apresentam, respectivamente, os resultados de relação sinal ruído óptica na entrada do receptor e taxa de erro de bits pós-recepção por canal, para os métodos de equalização local e global (*backward*). Como pode ser observado pelos resultados da Fig. 5.9 (a), a relação sinal ruído dos sinais provenientes do método de equalização local apresentam resultados inferiores aos obtidos pelo método de equalização global.

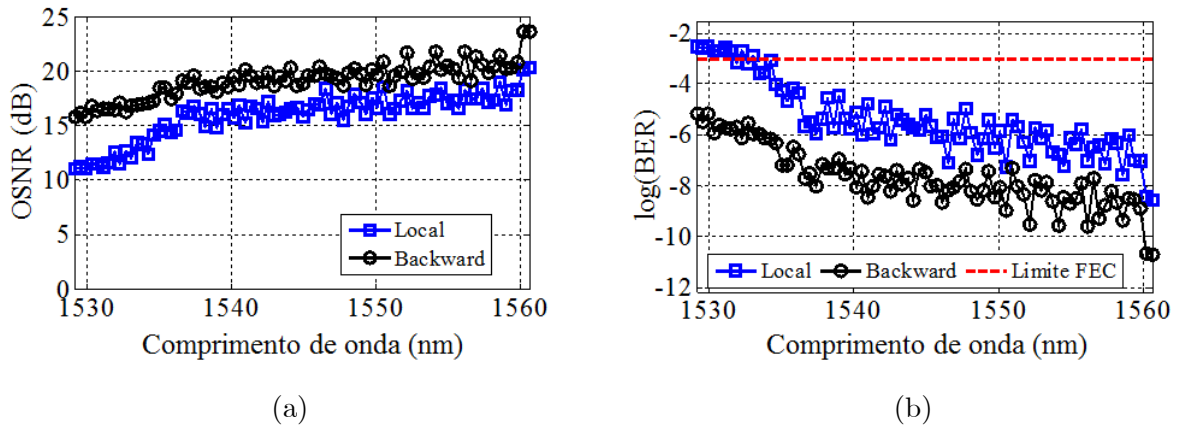


Figura 5.9: Curvas espectrais com resultados experimentais da (a) OSNR e (b) BER, para os casos de equalização local e global (*backward*).

Notar que, na Fig. 5.9 (a), como esperado, com o método de equalização local, os canais com menor comprimento de onda (em torno de 1530 nm) apresentam valores de

OSNR menores que 11 dB. Analisando-se a mesma região espectral, com o método de equalização global (*backward*), tem-se uma diferença a mais (ou seja, um ganho) em torno de 5 dB em OSNR. Observar que, à medida que se aumenta o comprimento de onda, a diferença em OSNR torna-se menor. Conforme apresentado na Fig. 5.7 (b), a região com maior comprimento de onda sofre uma menor diminuição na atenuação espectral, quando comparada com a região próxima a 1530 nm. Além disso, os canais com maior comprimento de onda (região em torno de 1560 nm) apresentam maior OSNR, como pode-se observar nas Figs. 5.9 (a) e (b). Na Fig. 5.9 (b) pode-se observar que, na recepção, após 150 km de transmissão, com o método de equalização local, alguns canais (região de 1530 nm a 1535 nm) foram mais penalizados, em que se estimou valores próximos de 12 dB de OSNR (@ 0,1 nm de resolução) como limite para que a BER de cada um obedecesse a restrição imposta pelo HD-FEC (BER maior que  $3,8 \times 10^{-3}$ ).

O acréscimo resultante no valor requerido de OSNR para que os canais DP-QPSK mantenham a BER abaixo do limite permitido pelo FEC implica em uma necessidade de redução do alcance do sistema (o ruído ASE gerado pelos EDFAs é o fator de impacto predominante na integridade do sinal transmitido). Em outras palavras, o sistema não iria alinhar com os 80 canais modulados 112 Gb/s DP-QPSK quando equalizados com método local.

No entanto, utilizando-se do método global (*backward*), todos os canais apresentaram ganhos em OSNR garantindo o desempenho sistêmico para os 80 canais acima do limite do código corretor de erros. Os resultados apresentados até o momento para o método de equalização global (*backward*) são satisfatórios frente ao método de equalização local apresentado no Capítulo 3.

Ao longo desta seção, mostrou-se que, utilizando-se o método proposto, ganhos de até 5 dB em OSNR são observados para um mesmo perfil de desequalização. Desta forma, pode-se situar este resultado como sendo o primeiro a propor e demonstrar o método de equalização global.

### 5.2.2 Análise do método de equalização global para um número variável de ROADMs

Para essa etapa, o arranjo experimental pôde ser atualizado para condições semelhantes às de simulação, ou seja, passou a possuir lances de 100 km de fibra SSMF e dois EDFAs por enlace. Como observado na Fig. 5.5, a simulação mostrou que, para condições semelhantes de rede, o método de equalização global “para trás” (*backward*) propiciou um ganho de até um nó em relação ao número máximo de nós com a rede operando sob equalização local. O experimento reportado na seção anterior, com um número total de nós fixo e igual a quatro, mostrou que, para uma rede com lances de fibra de 50 km e um EDFA, a equalização local já apresentou problemas de recepção para alguns canais na região em torno de 1530 nm (BER acima do limite HD-FEC). Visando investigar se o número de nós da rede poderia ser ainda maior, outras duas estratégias de equalização foram propostas (descritas na Seção 3.2) e investigadas. As duas estratégias foram chamadas de estratégias de equalização “distribuída” (*distributed*) e estratégia de equalização “limitada” (*limited*).

A Fig. 5.10 ilustra o arranjo experimental utilizado, indicando alguns dos caminhos utilizados para análise. Na forma de como está apresentado na Fig. 5.10, os experimentos conduzidos nessa etapa irão considerar um número de nós de dois a sete, em cascata. A composição da rede, conforme a Fig. 5.10, e as características dos ROADMs utilizados, permite que todos os canais sejam derivados (ou seja, retirados para recepção) em diferentes nós da rede para recepção.

As bancadas de transmissão, com 80 canais modulados em 128 Gb/s DP-QPSK, e recepção coerente apresentados na Seção 4.1.2 foram novamente utilizados. Os canais transmitidos atravessaram de um ( $N = 2$ ) a seis enlaces ( $N = 7$ ), cada um com dois EDFAs por enlace (100 km) para compensar as perdas dos componentes ao longo do sistema. A potência óptica de cada EDFA na saída de cada nó foi ajustada inicialmente em 0 dBm por canal, com todos os EDFAs da rede sob análise com controle automático de ganho. Para cada configuração experimental de interesse, foi salvo um conjunto de quatro aquisições de 80 mil amostras para posterior processamento *off-line* pela pilha de

algoritmos de PDS, como descrito no Capítulo 4. Com isso, efetuaram-se as operações de compensação estática da dispersão cromática presente no sinal, sincronização da sequência de símbolos, demultiplexação de polarização e compensação da PMD, recuperação de portadora e estimação da taxa média de erro de bits (BER).

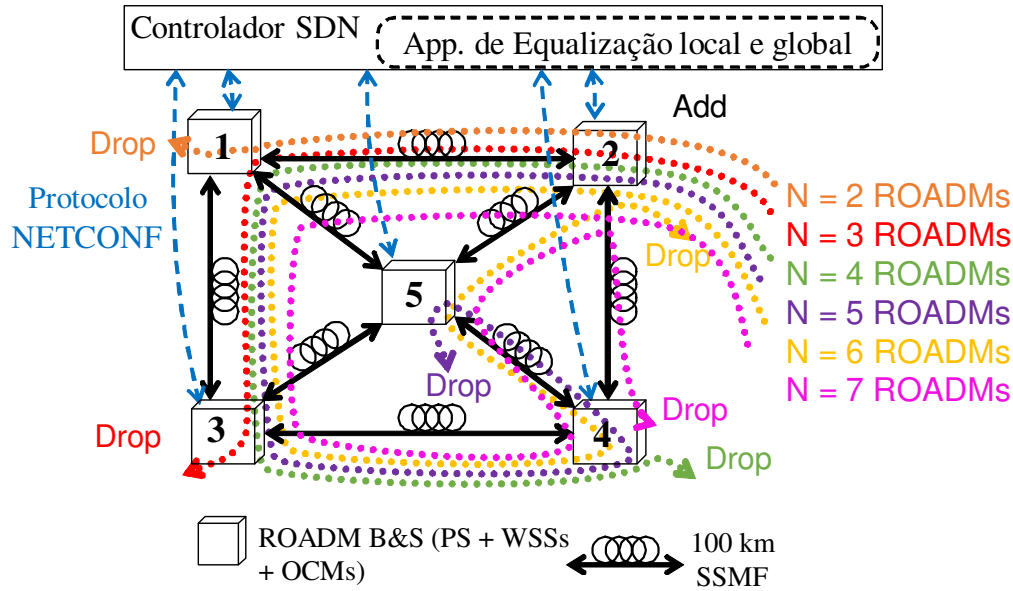


Figura 5.10: Arranjo experimental da rede óptica metropolitana.

Apesar do estudo experimental do desempenho da utilização de diferentes estratégias de equalização global ter sido feito para caminhos com número de nós indo de dois a sete, para se evitar uma quantidade de dados relativamente alta e avaliações repetitivas, optou-se por apresentar os resultados individuais apenas para a situação de uma rede com cinco nós. A análise considerando diferentes valores de  $N$  que seguiu o mesmo procedimento que aquele para os cinco nós é feita de forma condensada na sequência.

Assim sendo, nas Fig. 5.11 (a), (b) e (c), encontram-se os resultados experimentais de regime permanente das atenuações espectrais, relação sinal ruído (OSNR) e taxa de erro de bits (BER) obtidos para análise de cinco ROADMs em cascata ( $N = 5$ ), repectivamente. Em detalhe, na Fig. 5.11 (a), têm-se o somatório de todas as atenuações aplicadas durante o método local (somatório dos  $A_i(\lambda)|_j$  em azul) e cada um dos vetores de equalização global ( $\Gamma_i(\lambda)|_j$ ), em regime permanente, das três estratégias de distribuição de atenuação avaliadas, *backward* (em preto), *distributed* (em vermelho) e *limited* (em rosa). Notar que,

devido ao desempenho dos amplificadores, altos valores de atenuação espectral para região de maior comprimento de onda são aplicados quando utiliza-se o método de equalização local. De fato, o efeito do cascadeamento de nove EDFAs sem filtros equalizadores de ganho (GFF) na saída leva à atenuação acima de 80 dB nessa região para se ter um espectro plano na recepção. Ainda na Fig. 5.11 (a), observar que, ao se aplicar o método de equalização global com as estratégias *backward* e *distributed*, têm-se uma redução média de cerca de 60% da atenuação espectral total aplicada ao enlace. Além disso, com a estratégia *limited*, a qual limita a atenuação imposta ao enlace, tem-se uma redução média no total de 75%.

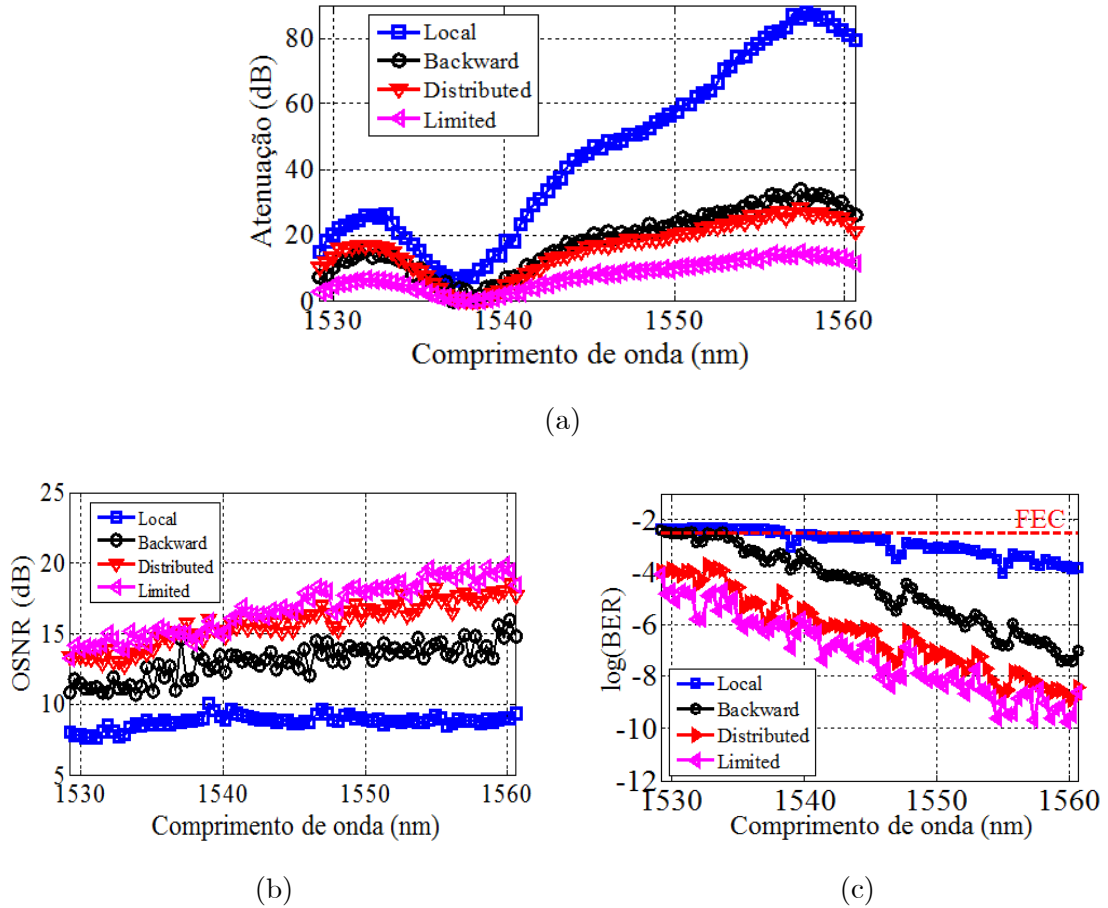


Figura 5.11: Curvas espectrais da (a) atenuação, (b) OSNR e (c) BER, para os casos de equalização local e global (*backward*, *distributed* e *limited*), após a transmissão de 80 canais DP-QPSK em 128 Gb/s e passagem por 5 ROADMs.

A Fig. 5.11 (b) apresenta os valores resultantes de OSNR por comprimento de onda para a equalização local e para as três estratégias de distribuição da atenuação espectral propostas para equalização global. Na Fig. 5.11 (b), valores relativamente baixos

de OSNR são obtidos quando a equalização local é utilizada. Por outro lado, obtém-se uma melhoria significativa para alguns canais quando se compara o método à estratégia *backward*, graças à redução da atenuação espectral quando aplica-se a forma global. Além disso, quando a atenuação global é otimizada pela estratégia *distributed* ou *limited*, obtém-se melhoria da OSNR para todos os canais. De fato, por meio da aplicação da atenuação de forma uniforme (*distributed*) e limitada (*limited*) entre os ROADMs, os resultados indicam que todos os EDFAs no caminho óptico passam a operar num melhor ponto de operação (com menor figura de ruído e nível de desequalização espectral). Esse não é o caso para a estratégia *backward*, pois, nesta abordagem, os últimos EDFAs do enlace passam a trabalhar em pontos de operação não ideais, devido à atenuação acumulada (diferentemente do que acontece para as estratégias *distributed* e *limited*). Em contrapartida, na estratégia *limited*, como o vetor equalização global  $(\Gamma_i(\lambda)|_j)$  não é totalmente aplicado ao sistema, tem-se um perfil espectral não plano no receptor (em torno de 7 dB), porém, com maiores valores de OSNR. Por fim, na Fig. 5.11 (c), apresentam-se os resultados de BER obtidos para a equalização local e para as três estratégias de equalização global. É importante notar que, tanto a equalização local quanto a estratégia *backward* apresentam valores de BER acima do limite FEC para alguns canais. Por outro lado, as estratégias *distributed* e *limited* garantem funcionamento de todos os canais transmitidos com BER máxima requerida acima do limite do código corretor de erros.

Uma vez validado o desempenho das estratégias de distribuição da atenuação global, o último teste para este cenário consistiu na investigação de distância máxima permitida por todas as estratégias. A metodologia baseia-se em encontrar a maior distância para a qual a taxa de erro de bits permaneça abaixo do limite do código corretor de erros (12,5 dB de OSNR). A Fig. 5.12 apresenta os resultados de simulação (para estratégia *backward*) e experimental dos valores obtidos de OSNR (com valores de média, máxima e mínima) como uma função do número de ROADMs em cascata por enlace.

Note que, na Fig. 5.12, a equalização local (linha pontilhada) exibe desempenho sempre abaixo das estratégias propostas no método de equalização global. É possível perceber que, com o método local pode se alcançar, no máximo, até quatro ROADMs

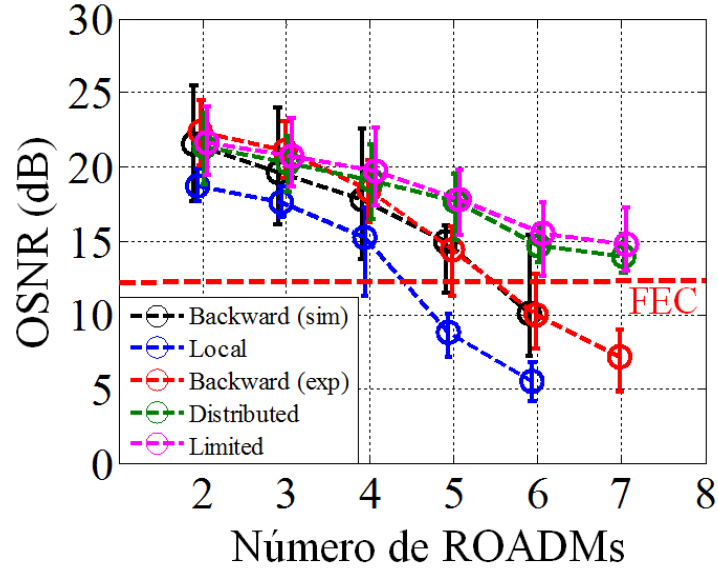


Figura 5.12: Resultados experimentais e de simulação dos valores de OSNR média, máxima e mínima para diversos ROADMs em cascata, considerando diferentes esquemas de equalização.

sem que algum canal atinja o valor mínimo de OSNR requerido para obter BER acima do limite FEC (12,5 dB).

Ainda, na Fig. 5.12, têm-se resultados de OSNR simulados e experimental para a estratégia *backward*. Note que, os resultados são consistentes com os dados experimentais obtidos (estratégia *backward* em linhas tracejadas na Fig. 5.12) e garantem uma OSNR mínima por até cinco ROADMs em cascata.

Por fim, observar na Fig. 5.12 que as estratégias *distributed* e *limited* (linha contínua) oferecem os maiores valores de OSNR se comparada aos da estratégia *backward*. No entanto, é importante mencionar que a estratégia *limited* oferece os maiores valores médios de OSNR em todos os cenários avaliados, porém, à custa de permitir que um nível de desqualização (*tilt*) entre os canais aconteça na entrada do receptor. Enquanto, que as demais estratégias apresentam resultados abaixo de 1,7 dB efeito dos desníveis de potências residuais acumulados nó a nó.

A Fig. 5.13 apresenta os resultados com os valores dos níveis de desqualização na entrada do receptor. A estratégia *limited* não oferece um espectro plano em nível de receptor. No entanto, até 18 dB de margem é permitido em receptores coerentes comerciais (DP-QPSK) para recepção do canais de forma correta [102].

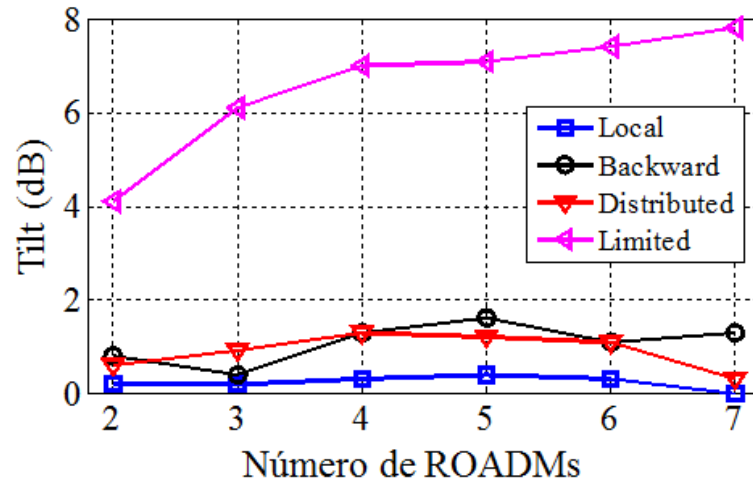


Figura 5.13: Nível de desigualdade espectral (*tilt*) para equalização local e para as três estratégias (*backward*, *distributed* e *limited*) de distribuição da atenuação da equalização global.

A Tabela 5.2 apresenta, de forma sucinta, os resultados experimentais com o número de dispositivos utilizados e o alcance máximo das equalizações local e global (*backward*, *distributed*, e *limited*), de forma a garantir que todos os canais estejam com OSNR mínima para a BER acima do limite do FEC. É possível observar que, na Tabela 5.2, as estratégias do método de equalização global oferecem maior alcance contra a equalização local. Adicionalmente, pode-se notar que as estratégias *distributed* e *limited* garantem um alcance duas vezes maior que o conseguido com a equalização local.

Tabela 5.2: Resultados experimentais do número de dispositivos utilizados e alcance garantindo todos os canais acima do limite do FEC.

| # Estratégia             | <i>Local</i> | <i>Backward</i> | <i>Distributed</i> | <i>Limited</i> |
|--------------------------|--------------|-----------------|--------------------|----------------|
| <b>ROADMs em cascata</b> | 3            | 4               | 7                  | 7              |
| <b>EDFAs em cascata</b>  | 6            | 8               | 12                 | 12             |
| <b>Alcance (km)</b>      | 300          | 400             | 600                | 600            |

### 5.2.3 Dupla otimização: EDFA adaptativo e equalização global

Na primeira seção deste capítulo foi mostrado, em simulação, a aplicação do método de equalização global e seus benefício frente ao método de equalização local. Em seguida, nas Seções 5.2.1 e 5.2.2, mostrou-se que o alcance do enlace foi dobrado com o emprego

das estratégias *distributed* e *limited*, sendo que esta última apresenta um perfil de desqualificação de potência em detrimento de uma maior relação sinal ruído para todos os canais.

Esta seção apresenta como os resultados relatados nas seções anteriores deste capítulo podem ser explorados ainda mais para incrementar a OSNR dos canais transmitidos, podendo superar em até 6 dB para resultados apresentados anteriormente. Para tanto, o método de equalização global proposto nessa tese é aliado a um método de controle adaptativo para o EDFA, num processo de dupla otimização.

A aplicação de otimização dupla é baseada na configuração simultânea do ponto de operação dos EDFAs e da equalização global nos ROADMs. Como observado anteriormente, a primeira estratégia global aplicada (*backward*) ficou com alcance limitado a um número máximo de nós em cascata igual a quatro. Para investigar se há adição, pela primeira vez, de um método adaptativo de controle do ponto de operação de EDFAs poderia melhorar o desempenho da equalização global como um todo, escolheu-se a estratégia *backward* para as avaliações experimentais.

Assim, ao ajustar o perfil de atenuação nos ROADMs do enlace para correção da desqualificação de potência entre os canais, diferentes potências de entrada serão experimentadas pelos EDFAs. Ou seja, ao modificar a potência de entrada nos EDFAs, seu desempenho é também modificado.

O método de controle do ponto de operação dos EDFAs foi primeiramente introduzido por [42]. A metodologia de ajuste do ponto de operação de amplificadores ópticos, em termos de ganho ajustado, proposto por [42], é baseado nas premissas de que a rede óptica está ciente e é adaptativa. Ciente num contexto de ter conhecimento dos parâmetros dinâmicos da rede física, a partir de pontos de monitoramento. A premissa de adaptação corresponde às ações de planejar, decidir e agir de acordo com as medidas atuais da rede. Tais premissas do método são atendidas pelo ambiente das redes SDN.

Para o desenvolvimento do método do EDFA adaptativo, realiza-se um processo de caracterização prévia com o intuito de se obter o desempenho do amplificador por meio de uma máscara de potência, de figura de ruído e planicidade espectral de ganho, conforme

mencionado na Seção 3.3.

A máscara de potência consiste da região de operação do amplificador definida pelas faixas de potências de entrada e ganhos alvos de operação, para os quais o desempenho do amplificador é garantido. Com base nisso, o amplificador adaptativo proposto por [42], escolhe e ajusta seu ponto de operação. Tal escolha se baseia no melhor custo-benefício entre duas figuras de mérito importantes para amplificadores ópticos: a figura de ruído e a planicidade espectral de ganho [42]. As Fig. 5.14 (a) e (b) apresentam os fluxogramas resumidos do método de controle do ponto de operação dos amplificadores ópticos [42] e da equalização global, respectivamente.

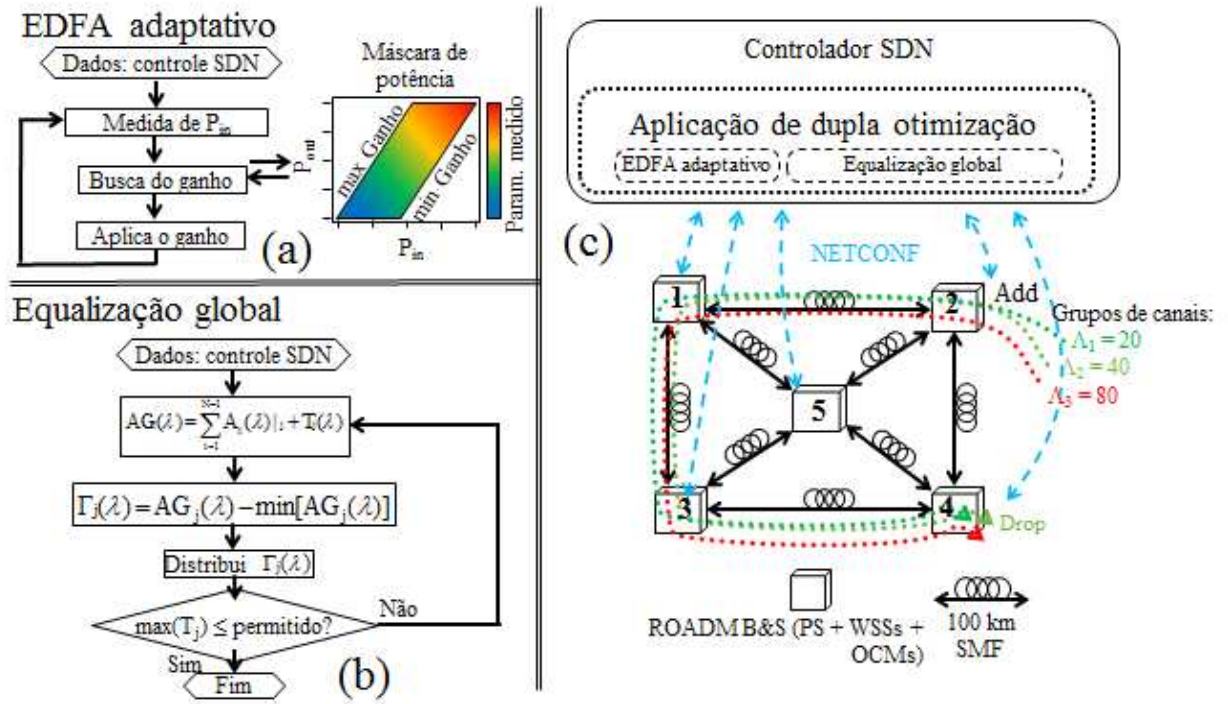


Figura 5.14: Fluxogramas dos métodos do (a) EDFA adaptativo e da (b) equalização global e (c) arranjo experimental da rede metropolitana utilizada.

Para atender a essa interação entre EDFAs e WSSs, a aplicação de dupla otimização segue um fluxo: (i) primeiro executa o algoritmo de equalização global até garantir um nível de desigualização de potências menor que 1 dB. Em seguida, (ii) o algoritmo do EDFA adaptativo é executado, a fim de otimizar a figura de ruído e planicidade espectral de ganho, alterando o ponto de operação dos amplificadores do enlace em análise. Os passos (i) e (ii) são executados de forma recursiva, até que o regime permanente seja alcançado,

isto é, ambos os métodos converjam. A convergência acontece quando os todos os EDFAs mantêm seus pontos de operação ao mesmo tempo que a desigualização de potência é menor que 1 dB (conforme o fluxograma ilustrado na Fig. 3.9). No caso, em particular, no aparato experimental da Fig. 5.14 (c), a convergência acontecia após 4 iterações.

A configuração experimental com alguns dos elementos da rede óptica metropolitana e o controlador SDN com as aplicações estão ilustrados na Fig. 5.14 (c). Para investigação, definem-se diferentes cenários mudando-se a quantidade de canais transmitidos ao longo do enlace formado por quatro ROADMs em cascata. Além disso, o método do EDFA adaptativo é aplicado em todos os amplificadores do caminho (oito EDFAs em cascata).

Três cenários de teste diferentes com 20, 40 e 80 canais DP-QPSK modulados a 128 Gb/s são utilizados para avaliar o desempenho da dupla otimização. A aplicação de otimização dupla opera em nível do controlador SDN, que fornece os parâmetros de rede óptica via protocolo NETCONF. Inicialmente, a potência máxima de 0 dBm por canal é assegurada na entrada de cada enlace para evitar efeitos não-lineares indesejáveis. Neste cenário de investigação experimental, realizam-se análises de desempenho para quatro ROADMs em cascata, nas seguintes configurações de equalização: local, local com EDFA adaptativo, global (*backward*), e global (*backward*) com EDFA adaptativo.

A Fig. 5.15 apresenta os resultados obtidos em regime permanente para a dupla otimização (ou seja, depois de algumas execuções do EDFA adaptativo e das equalizações local ou global, até se atingir a convergência) com 40 canais transmitidos.

Os perfis das atenuações globais estão ilustrados na Fig. 5.15 (a), obtida pelo algoritmo de equalização global (*backward*) com e sem o uso do EDFA adaptativo, em comparação com o perfil da atenuação total da equalização local. Em mais detalhe, a soma de todas as atenuações aplicada (localmente) em cada ROADM (somatório dos  $A_i(\lambda)|_j$ ) é apresentada e também a atenuação global otimizada ( $\Gamma_i(\lambda)|_j$ ) é mostrada com e sem o EDFA adaptativo.

Notar que, na Fig. 5.15 (a), valores totais de atenuação em torno de 40 dB são aplicados aos canais na região entre 1550-1560 nm sem uso da dupla otimização, a fim de se garantir um espectro plano no receptor. Uma redução de 25% na atenuação é

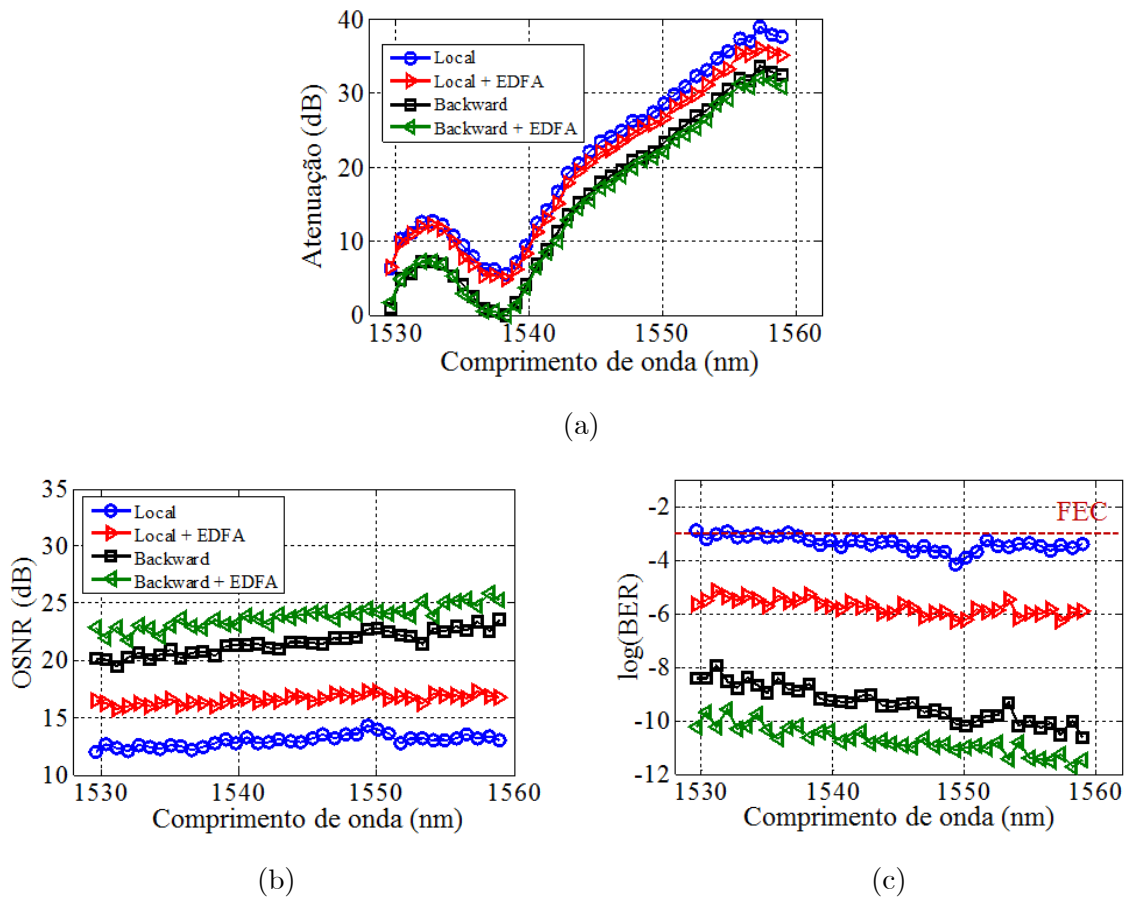


Figura 5.15: Curvas com resultados experimentais para os casos de equalização local e global (*backward*) com e sem EDFA adaptativo: (a) espectros de atenuação; de (b) OSNR e de (c) BER.

conseguida para alguns canais quando a dupla otimização é aplicada, como mostrado na Fig. 5.15 (a) (linha preta).

Ainda na Fig. 5.15 (a), mostra-se que a utilização da equalização local juntamente o EDFA adaptativo leva a uma redução de 5 dB na atenuação para os canais na mesma região do espectro. Os resultados indicam que todos EDFAs passam a operar em pontos otimizados de operação para o ganho, apresentando, em contrapartida, uma menor planicidade espectral nos comprimentos de onda maiores, levando a melhorias em OSNR. A OSNR medida por comprimento de onda para cada situação é apresentada na Fig. 5.15 (b). Observe que, na Fig. 5.15 (b), um ganho de 3 dB de OSNR é obtido quando a estratégia de equalização global (*backward*) com EDFA adaptativo frente ao desempenho da mesma estratégia sem o EDFA adaptativo. Os resultados indicam que a aplicação da dupla otimização proporcionam uma melhoria para OSNR para todos os comprimentos

de onda.

Notar, também, na Fig. 5.15 (b) que, com a estratégia de equalização global (*backward*), mesmo sem o controle do ponto de ajuste do ganho do EDFA de forma adaptativa, alguns canais apresentam uma melhoria OSNR de até 14 dB (ver as linhas azul e verde) em relação ao esquema local. As melhorias na OSNR dos canais levaram à melhoria na taxa de erro de bits de todos os canais, como ilustram os resultados apresentados na Fig. 5.15 (c). É importante frisar que, os resultados apresentados na Fig. 5.15 são referentes à transmissão de 40 canais, diferentemente daqueles exibidos na Fig. 5.12, onde, em todos os casos, consideram-se 80 canais.

As Fig. 5.16 (a) e (b) ilustram os resultados obtidos para os espectros ópticos com dupla otimização (equalizações local e global, respectivamente). Notar que, utilizando-se a abordagem com equalização local e EDFA adaptativo, Fig. 5.16 (a), tem-se valores menores de OSNR em comparação a abordagem da equalização global (*backward*) com EDFA adaptativo, Fig. 5.16 (b).

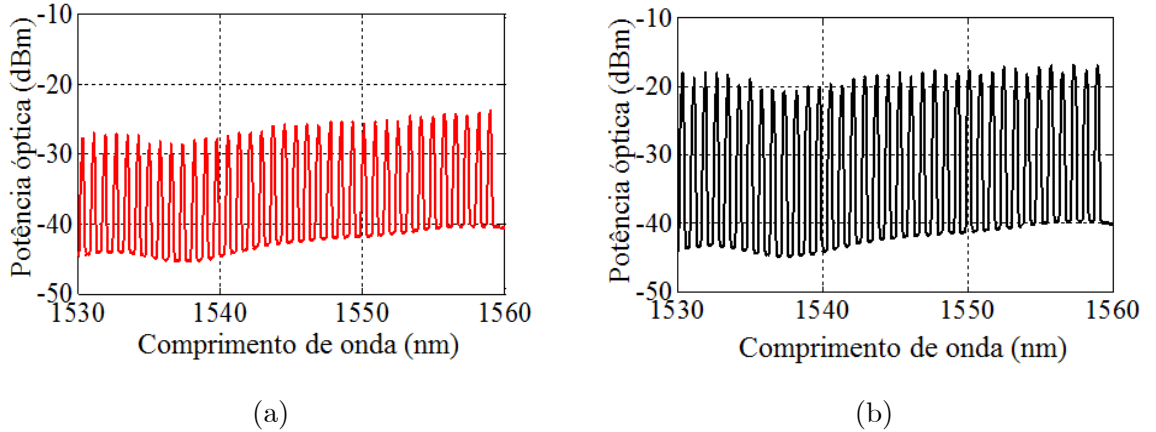


Figura 5.16: Espectros ópticos de 40 canais em DP-QPSK a 128 Gb/s no receptor, para os casos das equalizações (a) local + EDFA e (b) global + EDFA.

Na Fig. 5.17, estão ilustrados os resultados obtidos para os valores médios de OSNR em função da quantidade de canais transmitidos pela rede. Observar, na Fig. 5.17, que a equalização local (linha azul) apresenta baixo desempenho de OSNR (em relação aos demais), atingindo valores próximos de 15 dB de OSNR independentemente do número de canais transmitidos. No entanto, com o uso da mesma equalização juntamente com o EDFA adaptativo (linha vermelha), tem-se uma melhoria em OSNR de até 3 dB para o

caso com 20 canais transmitidos. Além disso, independentemente da quantidade de canais transmitidos, o uso da dupla otimização garantiu OSNR acima do limite FEC (HD-FEC). É importante notar que, com as condições de rede utilizadas neste experimento (quatro nós e dois EDFAs por enlace), o resultado do valor médio de OSNR para o caso com 80 canais transmitidos (linha verde) se mantém consistente com aquele apresentado anteriormente na Fig. 5.12.

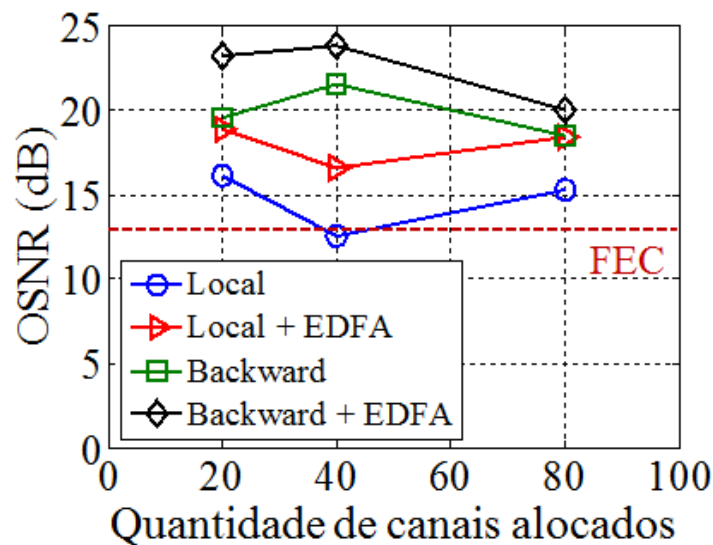


Figura 5.17: Valores médios experimentais da OSNR em função do número de canais transmitidos pela rede.

Ainda na Fig. 5.17, notar que os resultados de OSNR para a equalização global (*backward*) (linha verde) diminuem com o número de canais transmitido. Na verdade, os resultados indicam que, mesmo aplicando-se a atenuação de forma global (no sentido inverso de propagação do sinal) entre os ROADMs, têm-se os EDFAs operando fora de pontos de operação otimizados (maiores valores de figura de ruído e equalização espectral do ganho, respectivamente). No entanto, por meio da aplicação em conjunto da equalização global com o EDFA adaptativo, os EDFAs alcançam melhor operação, com ganho de até 3,7 dB em OSNR para todos os canais transmitidos.

Por fim, a Tabela 5.3 apresenta os benefícios da utilização da otimização simultânea. Note que, quando utiliza-se o EDFA adaptativo em conjunto a equalização local, têm-se uma melhoria em OSNR de 2,73, 4,01 e 3,16 dB, para 20, 40 e 80 canais transmitidos,

respectivamente, em relação ao método de equalização local. Enquanto isso, no caso da equalização global (*backward*) juntamente com o EDFA adaptativo, aumenta-se a OSNR de 3,71, 2,27 e 1,56 dB na mesma situações de canais transmitidos, respectivamente, ao se comparar com o método de equalização *backward*.

Tabela 5.3: Resultados experimentais com a OSNR média dos canais transmitidos para equalização local e global sem e com EDFA adaptativo.

| Canais transmitidos    | 20    | 40    | 80    |
|------------------------|-------|-------|-------|
| <b>Local</b>           | 16,13 | 12,57 | 15,26 |
| <b>Local + EDFA</b>    | 18,86 | 16,58 | 18,42 |
| <b>Backward</b>        | 19,52 | 21,53 | 18,45 |
| <b>Backward + EDFA</b> | 23,23 | 23,8  | 20,01 |

É importante notar que o caso da equalização global (*backward*) com EDFA adaptativo apresenta melhorias (ganho) em OSNR numa escala menor que a do caso da equalização local com EDFA adaptativo, comparando-se com os pares sem o último esquema. Porém, com resultados de OSNR do primeiro são mais elevados que o do segundo. Isso pode ser explicado com o conceito de que, ao utilizar somente a equalização global, tem-se menos atenuação espectral, levando os amplificadores para melhores pontos de operação com menor figura de ruído e maior planicidade espectral de ganho.

### 5.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foi descrito o principal resultado alcançado com o trabalho desenvolvido sobre o cenário de estudo que foi delimitado, nos Capítulos 3 e 4. Foram sumarizados os detalhes de simulação e experimentais da demonstração do método de equalização global para até 80 canais modulados com DP-QPSK a 128 Gb/s. Inicialmente, apresentou-se uma descrição dos trabalhos em simulação realizados e que tiveram como alvo a montagem, no simulador, de um emulador de um sistema óptico metropolitano, com 80 canais na banda C. Comprovou-se, em simulação, que a estratégia de distribuição de atenuação contrária ao sentido de propagação dos canais (*backward*) leva a uma menor degradação do sinal e, conseqüentemente, à maiores valores de relação sinal ruído para os canais transmitidos. Por conseguinte, analisou-se, experimentalmente, o método proposto. Optou-se

por um primeiro cenário resumido, com apenas um amplificador e enlaces de 50 km. Obtiveram-se ganhos de até 5 dB em OSNR (em relação ao método local) para alguns canais num enlace com quatro ROADMs em cascata. Em seguida, a análise foi estendida para um cenário metropolitano completo, com mais amplificadores ópticos e enlaces mais longos. Desta forma, puderam-se verificar as melhorias proporcionadas pelo método proposto nesta tese para até sete ROADMs em cascata. Por fim, analisou-se, experimentalmente, um processo de dupla otimização, com a adição do controle adaptativo do ganho de EDFAs [42] ao método equalização global (*backward*). Do que foi visto nas referências bibliográficas do estado da arte em equalização de ganho em redes, esse foi o primeiro trabalho a demonstrar em simulação e comprovar experimentalmente os benefícios do método de equalização global de amplificadores ópticos em redes ópticas.

## Capítulo 6

### Considerações finais

Nesta tese de doutorado foi proposto e investigado um novo método de equalização global de potência em ROADMs, explorando a habilidade das redes definidas por software (SDN) de ter conhecimento global dos parâmetros dinâmicos da rede física a partir de pontos de monitoramento e de planejar, decidir e agir de acordo com as condições atuais da rede. O objetivo geral desta tese foi de desenvolver um método de equalização global de ROADMs inseridos no caminho óptico de transmissão, que garanta a maior uniformidade espectral no nó de destino, combinado com uma melhor OSNR para os canais transmitidos. Essas melhorias sistêmicas são investigadas por meio de avaliações numéricas e experimentais que permitiram análises qualitativas e quantitativas dos resultados obtidos.

Para tal propósito, realizou-se uma revisão bibliográfica aprofundada do estado da arte em redes ópticas reconfiguráveis, com foco em nos dispositivos que permitiriam um grau a mais de reconfigurabilidade nas redes. O objetivo cumprido com o estudo preliminar consistiu no entendimento do funcionamento dos dispositivos ópticos do estado da arte empregados nas redes ópticas, bem como as funcionalidades, modelos físicos e efeitos limitantes dos dispositivos e técnicas fundamentais utilizados em equalização de ganho em amplificadores ópticos. Evoluções e marcos tecnológicos registrados na área nos últimos anos foram destacados, bem como os principais desafios técnicos e operacionais encontrados para implantação destes tipos de redes ópticas.

Para validação, inicialmente, o método de equalização global proposto foi avaliado em

um sistema óptico coerente com canais WDM operando com multiplexação de polarização, modulação DP-QPSK e taxa de transmissão de até 128 Gb/s por canal. O sistema óptico empregado na validação considerava igualmente diferentes trechos de conexão que empregavam ROADMs, sujeitos a vários tipos de degradações como PMD, CD, PDL, filtragem e ruídos.

O sistema óptico completo foi simulado no ambiente do simulador óptico Optisystem<sup>©</sup> e Matlab<sup>TM</sup>. Na recepção, após a conversão de cada sinal transmitido do domínio óptico para o domínio elétrico (digital), o sinal transmitido era recuperado aplicando-se um conjunto de algoritmos de processamento digital de sinais. Os sinais em fase e quadratura, para cada componente de polarização, passaram por algoritmos de compensação de efeitos da camada física, recuperação de relógio e recuperação de portadora. As figuras de mérito utilizadas para todas as análises foram o valor da OSNR e BER dos sinais transmitidos.

Demonstrou-se experimentalmente, em um primeiro cenário, os benefícios do método de equalização aplicando-se o algoritmo de controle a uma rede óptica metropolitana em ambiente SDN. O algoritmo de equalização utilizou-se da estrutura SDN disponível para ler os parâmetros de camada física (potência de pico dos canais) e, em seguida, analisar e decidir quais valores de atenuação deveriam ser aplicados pelos ROADMs, seguindo-se algumas premissas.

Os resultados indicam que o conceito proposto pode fornecer uma solução atraente para realizar a equalização de potência dos canais, proporcionando melhorias em OSNR de até 5 dB e a manutenção de todos os canais transmitidos abaixo do limite de FEC para um dado número de nós da rede. Em outras palavras, mostrou-se que para condições semelhantes de rede, o método de equalização global "para trás" (*backward*) propiciou um ganho de até um nó em relação ao número máximo de nós com a rede operando sob equalização local (levando a um ganho de 50 km no caso analisado).

Do conhecimento do autor, este é o primeiro trabalho que demonstra o método de equalização global utilizando ROADMs. O método proposto é obviamente um excelente candidato para otimização de OSNR em redes ópticas definidas por software de última geração. Além disso, provê melhoria de desempenho dos canais transmitidos de maneira

global, permitindo que formatos de modulação com maior eficiência espectral possam ser utilizados sem a necessidade de substituição de elementos da camada física.

Visando investigar se o número de nós da rede poderia ser ainda maior, outras duas estratégias de equalização foram propostas (descritas na Seção 3.2) e investigadas. As duas estratégias foram chamadas de estratégias de equalização "distribuída" (*distributed*) e estratégia de equalização "limitada" (*limited*). Uma vez que o método proposto apresentou benefícios à rede, a partir de um primeiro cenário reduzido, com número fixo de ROADMs, passou-se a um outro cenário de rede com maior número de dispositivos. Uma das análises realizada foi a do desempenho em função do número de ROADMs em cascata.

Neste novo cenário, definiram-se diferentes caminhos de modo a se investigar o desempenho dos métodos de equalização global para diferentes estratégias de distribuição da atenuação espectral (*distributed* e *limited*), comparando-se, em seguida, os resultados obtidos com os mesmos para a equalização local. Mostrou-se que, a partir do uso das estratégias de equalização, é possível alcançar enlaces mais distantes, chegando-se a dobrar o limite do alcance, dependendo da estratégia escolhida (um ganho de 300 km com as condições de rede do experimento). Estas distâncias são compatíveis com os requisitos das redes ópticas de núcleo com abrangência metropolitana.

Finalmente, demonstraram-se, experimentalmente, os benefícios de uma dupla otimização baseada na configuração simultânea do ponto de operação dos EDFAs e da equalização global (*backward*) numa rede de quatro nós. Diferentes cargas de canais, com até 80 canais WDM DP-QSPK a 128 Gb/s, foram avaliadas, levando a ganhos em OSNR de até 7 dB em alguns casos.

Numa visão geral, a utilização do equalizador global de ganho em uma rede reconfigurável provê vantagens ao enlace óptico, já que, compensando a desequalização imposta pelos EDFAs de uma maneira global, canais ópticos que seriam degradados depois de sucessivas amplificações e equalizações individuais (locais), mantêm-se com OSNR satisfatória e que viabiliza a recepção.

A característica de ganho de OSNR para os canais permitida pelo método proposto pode ser utilizada na transmissão de canais com maior eficiência espectral, aumentando-se,

desta forma, a capacidade total do enlace.

As principais contribuições desta tese de doutorado na visão do autor são:

- Desenvolvimento de um método de equalização global baseado em ROADMs.
- Desenvolvimento de estratégias de distribuição da atenuação espectral na equalização global que permitiram alcançar enlaces mais distantes.
- Desenvolvimento de um método de dupla otimização baseada na configuração simultânea do ponto de operação dos EDFAs e da equalização global com os ROADMs.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Em relação a trabalhos futuros, existem boas perspectivas para essa área. Seguem, portanto, algumas sugestões temas para trabalhos nesta linha de pesquisa:

1. Realizar análise do método de equalização global em redes com um maior número de nós, com a finalidade de se observar o desempenho do método e/ou de se estabelecer novas premissas.
2. Realizar análise do método de equalização global utilizando ROADMs R&S.
3. Realizar análise da dupla otimização para as diferentes estratégias de distribuição da atenuação espectral com diferentes números de ROADMs em cascata.
4. Realizar análise do método de equalização global em cenários com adição e remoção de canais ao longo do caminho óptico.
5. Estudo dinâmicos dos efeitos do transiente na recepção e estabelecer uma metodologia de controle de supressão de tais transientes.
6. Considerar transceptores com formato de modulação variável e desenvolver novos algoritmos de otimização levando de consideração tal funcionalidade.

## 6.2 Publicações

Alguns dos resultados apresentados neste trabalho foram publicados em conferências internacionais e periódicos. Abaixo, encontram-se listadas as publicações:

- E. C. Magalhães, M. Nascimento, V. Oliveira, B. Angeli, J. Oliveira, J. C. Oliveira e A. Bordonalli, “Node Architectures for Next Generation ROADMs: A comparative study among emergent optical solutions,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, pp. 156-166, 2013.
- E. C. Magalhães, M. Garrich, U. Moura, L. Nascimento, J. Oliveira e A. Bordonalli, “Experimental-based subsystem models for simulation of heterogeneous optical networks,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 13, pp. 197-213, 2014.
- E. C. Magalhães, J. Oliveira, H. Carvalho, M. Magalhães, M. Garrich, M. Siqueira, A. Bordonalli e J. C. Oliveira, “Global ROADM-Based Spectrum Equalizer in SDN Architecture for QoT Optimization at DWDM Networks,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference, OFC 2014, San Francisco, EUA*, artigo W2A.35, 2014.
- E. Magalhães, M. Garrich, H. Carvalho, M. Magalhães, N. Gonzalez, J. Oliveira, A. Bordonalli e J. C. Oliveira, “Global WSS-based equalization strategies for SDN metropolitan mesh optical networks,” *Anais do 40th European Conference on Optical Communication, ECOC 2014, Cannes, França*, artigo We.1.5.3, 2014.
- H. Carvalho, E. Magalhães, M. Garrich, N. Gonzalez, M. Nascimento, F. Margarido, L. Mariote, A. Bordonalli, J. Oliveira, “SDN Dual-optimization Application for EDFAs and WSS-based ROADMs,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference, OFC 2015, Los Angeles, EUA*, artigo Th3J.4, 2015.

## Referências Bibliográficas

- [1] D. van den Borne, V. Sleiffer, M. S. Alfia e S. L. Jansen, “Towards 400G and beyond: how to design the next generation of ultra-high capacity transmission systems,” Anais do 16th Opto-Electronics and Communications Conference, Taiwan, pp. 429-432, 2011.
- [2] William F. Giozza, Evandro Conforti e Hélio Waldman, “Fibras Ópticas: Tecnologias e Projeto de Sistemas,” Makron Books, 1<sup>a</sup> ed., São Paulo, 1991.
- [3] E. C. Magalhães, M. R. Nascimento, V. G. de Oliveira, B. C. C. Angeli, J. R. F. de Oliveira, J. C. R. F. de Oliveira e A. C. Bordonalli, “Node architectures for next generation ROADMs: a comparative study among emergent optical solutions,” Journal of Microwaves Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 12, pp. 156-166, 2013.
- [4] M. R. Nascimento, E. C. Magalhães e V. G. de Oliveira, “Estudo comparativo de arquiteturas de ROADMs para redes ópticas de próxima geração,” Anais do XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Brasília, DF, 2012.
- [5] A. F. Herbster, “Extensão da Faixa Dinâmica de EDFAs por Compensação da Emissão Espontânea Amplificada no Controle Eletrônico de Ganho,” Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, agosto 2010.
- [6] V. V. do Nascimento, “Sistema de Equalização Dinâmico Aplicado a EDFAs de Nova Geração,” Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, janeiro 2011.
- [7] S. Azodolmolky, Y. Pointurier, M. Klinkowski, E. Marin, D. Careglio, J. Sole-Pareta, M. Angelou e I. Tomkos, “On the offline physical layer impairment aware RWA algorithms

- in transparent optical networks: state-of-the-art and beyond,” *Anais do IEEE/IFIP Conference on Optical Network Design and Modeling*, Alemanha, 2009.
- [8] M. N. Petersen, “Performance monitoring in the next generation of optical networks,” *Anais do International Conference on Photonics in Switching*, Grécia, 2006.
- [9] Q. H. Mahmoud, “Cognitive Networks: Towards Self-aware Networks,” *Jonh Wiley & Sons*, 1<sup>a</sup> ed., Nova Iorque, 2007.
- [10] M. C. Huebscher e J. A. McCann, “A survey of autonomic computing - degrees, models, and applications,” *ACM Computing Surveys*, vol. 40, no. 3, 2008.
- [11] E. C. Magalhães, J. C. S. S. Januario, G. C. Santos, J. R. F. de Oliveira, A. Paradisi e J. C. R. F. de Oliveira, “Multi-Rate (10/112G) GMPLS based autonomous optical testbed considering physical IA constraints,” *Anais do International Conference on Photonics in Switching*, Ajaccio, Corsica, França, 2012.
- [12] I. T. Monroy, D. Zibar, N. G. Gonzalez e R. Borkowski, “Cognitive heterogeneous re-configurable optical networks (CHRON): enabling technologies and techniques,” *Anais do 13th International Conference on Transparent Optical Networks*, Suécia, pp. 1-4, 2011.
- [13] J. R. Oliveira, A. Caballero, E. Magalhães, U. Moura, R. Borkowski, G. Curiel, A. Hirata, L. Hecker, E. Porto, D. Zibar, J. Maranhão, I. T. Monroy e J. Oliveira, “Demonstration of EDFA cognitive gain control via GMPLS for mixed modulation formats in heterogeneous optical networks,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, EUA, artigo OW1H.2, 2013.
- [14] A. Caballero, J. C. Aguado, R. Borkowski, S. Saldaña, T. Jiménez, I. de Miguel, V. Arlunno, R. J. Durán, D. Zibar, J. B. Jensen, R. M. Lorenzo, E. J. Abril e I. T. Monroy, “Experimental demonstration of a cognitive quality of transmission estimator for optical communication systems,” *Anais do 38th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Holanda, artigo We.2.D.3, 2012.
- [15] R. Borkowski, D. Zibar, A. Caballero, V. Arlunno e I. T. Monroy, “Optical modulation format recognition in stokes space for digital coherent receivers,” *Anais do Optical Fiber*

- Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, EUA, artigo OTh3B.3, 2013.
- [16] A. E. Willner e S. Hwang, “Passive equalization of non-uniform EDFA gain by optical filtering for megameter transmission of 20 WDM channels through a cascade of EDFA’s,” *Anais do Optical Amplifiers and Their Applications*, Japão, artigo MD8, 1993.
- [17] A. B. de H. Ferreira, “Novo Dicionário da Língua Portuguesa,” Editora Nova Fronteira, 2<sup>a</sup> ed., 26<sup>a</sup> impressão.
- [18] G. P. Agrawal, “Fiber-optic Communication Systems,” John Wiley & Sons, 3<sup>a</sup> ed., Nova Iorque, EUA, 2002.
- [19] “The Nobel prize in Physics 1964,” Nobelprize.org. Nobel Media AB 2014. Web. 15 Jan 2015. Disponível em <[http://www.nobelprize.org/nobel\\_prizes/physics/laureates/1964/](http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1964/)>
- [20] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, “Optical Networks: A Practical Perspective,” Morgan Kaufmann Publishers, 3<sup>a</sup> ed., 2009.
- [21] J. R. F. de Oliveira, “Amplificador Óptico Híbrido Raman/EDFA com Controle Automático de Ganho Para Redes DWDM Reconfiguráveis,” Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, maio 2014.
- [22] A. H. Gnauck, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy e T. Li, , “High-capacity optical transmission systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 9, pp. 1032-1045, 2008.
- [23] TELECOMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU. Recommendation G.651, “Characteristics of a 50/125  $\mu\text{m}$  multimode graded index optical fibre cable”.
- [24] TELECOMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU. Recommendation G.652, “Characteristics of a single-mode optical fibre and cable”.
- [25] TELECOMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU. Recommendation G.653, “Characteristics of a dispersion-shifted, single-mode optical fibre and cable”.

- [26] S. B. Poole, D. N. Payne, R. J. Mears, M. E. Fermann e R. Laming, “Fabrication and characterization of low-loss optical fibers containing rare-earth ions,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, no. 7, pp. 870-876, 1986.
- [27] L. G. Kazovsky, “Balanced PLL for optical homodyne receivers: performance analysis, design considerations, and laser linewidth requirements,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, no. 2, 1986.
- [28] J. Zyskind e A. Srivastava, “Optically Amplified WDM Networks,” Elsevier Inc., 1<sup>a</sup> ed., 2001.
- [29] P. J. Winzer e R. Essiambre, “Advanced optical modulation formats,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, 2006.
- [30] G. C. dos Santos, F. D. dos Santos e J. C. R. F. de Oliveira, “Provisionamento automático de circuitos ópticos via plano de controle GMPLS aplicado a uma rede óptica reconfigurável baseada em ROADMs,” em *Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Blumenau, SC, Brasil, 2009.
- [31] J. C. R. F. de Oliveira, “Amplificadores Ópticos com Controle Automático de Ganho Para Aplicação em Redes Ópticas Reconfiguráveis,” *Tese de Doutorado*, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, julho 2007.
- [32] E. P. da Silva, “Transmissão Óptica com Recepção Coerente e Alta Eficiência Espectral Aplicando Sequências de Pulsos RZ e Pré-filtragem Óptica em Canais Limitados em Banda,” *Dissertação de Mestrado*, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, outubro 2013.
- [33] 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, 2010.
- [34] W. I. Way, “Optimum architecture for mxn multicast switch-based colorless, directionless, contentionless, and flexible-grid ROADM,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, EUA, artigo NW3F.5, 2012.

- [35] ITU. G.694.1 - Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency, grid. International Telecommunication Union, fevereiro 2012.
- [36] A. Lord, R. Jensen e N. Parsons, “Highly scalable oxc-based contentionless ROADM architecture with reduced network implementation cost,” Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA, artigo NW3F.7, 2012.
- [37] C. Glingener, “Optical networking and trends and evolution,” Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA, artigo OThAA1, 2011.
- [38] ONF, “Software-defined networking: the new norm for networks,” março, 2012 .  
Disponível em: <https://www.opennetworking.org/images/stories/downloads/whitepapers/wp-sdn-newnorm.pdf>.
- [39] M. Channegowda, R. Nejabati e D. Simeonidou, “Software-defined optical networks technology and infrastructure: enabling software-defined optical network operations,” Journal of Optical Communication and Networking, vol. 5, no. 10, pp. A274-A282, 2013.
- [40] D. Kreutz, F. M. Ramos, P. E. Verissimo, C. E. Rothenberg, S. Azodolmolky e S. Uhlig, “Software-defined networking: a comprehensive survey,” Proceedings of the IEEE, vol. 103, no. 1, pp. 14-76, 2015.
- [41] S. Gringeri, N. Bitar e T. J. Xia, “Extending software defined network principles to include optical transport,” IEEE Communications Magazine, vol. 51, no. 3, pp. 32-40, 2013.
- [42] U. C. Moura, “Metodologia de Controle Adaptativo de Ganho para Amplificadores Ópticos em Redes WDM Dinâmicas,” Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, abril 2014.
- [43] Hyeon Yeong Choi, Lei Liu, T. Tsuritani e I. Morita, “Demonstration of ber-adaptive wson employing flexible transmitter/receiver with an extended openflow-based control plane,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 25, no. 2, pp. 119-121, 2013.

- [44] M. Jinno, B. Kozicki, H. Takara, A. Watanabe, Y. Sone, T. Tanaka e A. Hirano, “Distance-adaptive spectrum resource allocation in spectrum-sliced elastic optical path network,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 8, pp. 138-145, 2010.
- [45] NORTEL, “Evolution to enhanced reconfigurable optical add/drop multiplexers,” 2006. Disponível em [http://tacs.eu/Analyses/White Papers/evolution to enhanced ROADM-mn115940.pdf](http://tacs.eu/Analyses/White%20Papers/evolution%20to%20enhanced%20ROADM-mn115940.pdf)
- [46] D. J. Dougherty, “Advances in planar lightwave circuits”, *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, vol. 4, artigo OThN5 2005.
- [47] H. Takahashi, “Recent progress on planar lightwave circuit technology for optical communication,” *Anais do Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition*, Shanghai, 2009.
- [48] R. Kasahara, K. Watanabe, M. Itoh, Y. Inoue e A. Kaneko, “Extremely low power consumption thermo-optic switch (0.6 mW) with suspended ridge and silicon-silica hybrid waveguide structures”, *Anais do 34th European Conference on Optical Communication*, Bélgica, 2008.
- [49] J. Homa e K. Bala, “ROADM architectures and their enabling WSS technology,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 150–154, 2008.
- [50] M. D. Feuer, D. C. Kilper e S. L. Woodward, “ROADMs and their system applications,” *Optical Fiber Telecommunications V*, Academic Press, 1ª ed., 2008.
- [51] T. A. Strasser e J. L. Wagener, “Wavelength-selective switches for ROADM applications,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1150–1157, 2010.
- [52] D. Marom, D. T. Neilson, D. S. Greywall, C. S. Pai, N. R. Basavanahally, V. A. Aksyuk, D. O. López, F. Pardo, M. E. Simon, Y. Low, P. Kolodner e C. A. Bolle, “Wavelength-selective 1xK switches using free-space optics and MEMS micromirrors: theory, design, and implementation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 1620-1630, 2005.

- [53] S. Frisken, I. Clarke e S. Poole, “Technology and applications of liquid crystal on silicon (LCoS) in telecommunications,” *Optical Fiber Telecommunications VI A*, Elsevier, 1<sup>a</sup> ed., 2013.
- [54] J. Kelly, “Application of liquid crystal technology to telecommunication devices,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, EUA, artigo NThE1, 2007.
- [55] P. Wall, P. Colbourne, C. Reimer e S. McLaughlin, “WSS switching engine technologies,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, San Diego, EUA, artigo OWC1, 2008.
- [56] R. S. Tucker, “Green optical communications—part II: energy limitations in networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 261-274, 2011.
- [57] M. D. Feuer, S. L. Woodward, P. Palacharla, X. Wang, I. Kim e D. Bihon, “Intra-node contention in dynamic photonic networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 529–535, 2011.
- [58] P. Pavon-Marino e M. V. Bueno-Delgado, “Distributed online RWA considering add/drop contention in the nodes for directionless and colorless ROADMs”, *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, EUA, artigo NW3F.4, 2012.
- [59] D. A. A. Mello, V. N. Rozental, T. C. Lima, A. N. Barreto, M. Camera e G. Bruno, “Adaptive optical transceivers: concepts and challenges,” *Journal of Communication and Information Systems*, v. 29, no.1, pp. 1-11, 2014.
- [60] S. Tibuleac e M. Filer, “Trends in next-generation ROADM networks,” *Anais do 37th European Conference and Exposition on Optical Communications*, Los Angeles, EUA, artigo Th.12.A.1, 2011.
- [61] M. Matthews, S. McGowan, P. Roorda, S. McLaughlin, S. Daniels, A. Somani e B. Collings, “Demonstration of a novel twin 10x10 WSS for application in a flexible spec-

- trum, colorless and directionless ROADM,” *Anais do Asia Communications and Photonics Conference, China*, artigo AF4E.1, 2013.
- [62] J. Berthold, A. A. Saleh, L. Blair e J. M. Simmons, “Optical networking: past, present, and future,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 9, pp. 1104-1118, 2008.
- [63] Y. Ishii, K. Hadama, J. Yamaguchi, Y. Kawajiri, E. Hashimoto, T. Matsuura e F. Shimokawa, “MEMS-based 1x43 wavelength-selective switch with flat passband,” *Anais do 35th European Conference on Optical Communication, Austria*, artigo PD1.9, 2009.
- [64] I. W. Winston, “Optimum architecture for MxN multicast switch-based colorless, directionless, contentionless, and flexible-grid ROADM,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA*, artigo NW3F.5, 2012.
- [65] T. Watanabe, K. Suzuki, T. Goh, K. Hattori, A. Mori, T. Takahashi, T. Sakamoto, K. Morita, S. Sohma e S. Kamei, “Compact PLC-based transponder aggregator for colorless and directionless ROADM,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA*, artigo OTuD3, 2011.
- [66] Y. Sakamaki, T. Kawai, M. Fukutoku, T. Kataoka e K. Suzuki, “Full-add/drop C/D/C-less ROADM achieved by developing arrayed optical amplifiers with a shared pump laser,” *Anais do 38th European Conference and Exhibition on Optical Communication, Holanda*, artigo P3.03, 2012.
- [67] R. Jensen, “Optical switch architectures for emerging colorless/directionless/contentionless ROADM networks,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA*, artigo OThR3, 2011.
- [68] A. Lord, R. Jensen e N. Parsons, “Highly scalable OXC-based contentionless ROADM architecture with reduced network implementation cost,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA*, artigo NW3F.7, 2012.

- [69] M. D. Feuer, S. L. Woodward, P. Palacharla, Xi Wang, Inwoong Kim e D. Bihon, “Intra-node contention in dynamic photonic networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 529–535, 2011.
- [70] P. Pavon-Marino e M. Bueno-Delgado, “Distributed online RWA considering add/drop contention in the nodes for directionless and colorless ROADMs,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, EUA, artigo NW3F.4, 2012.
- [71] N. Amaya, G. Zervas e D. Simeonidou, “Architecture on demand for transparent optical networks,” *Anais do International Conference on Transparent Optical Networks*, Suécia, pp. 1-4 , 2011.
- [72] N. Amaya, M. Irfan, G. Zervas, K. Banias, M. Garrich, I. Henning, D. Simeonidou, Y. R. Zhou, A. Lord, K. Smith, V. J. F. Rancano, S. Liu, P. Petropoulos e D. J. Richardson, “Gridless optical networking field trial: Flexible spectrum switching, defragmentation and transport of 10G/40G/100G/555G over 620- km field fiber,” *Optics Express*, vol. 19, no. 16, pp. B277–B282, 2011.
- [73] N. Amaya, M. Irfan, G. Zervas, R. Nejabati, D. Simeonidou, J. Sakaguchi, W. Klaus, B.J. Puttnam, T. Miyazawa, Y. Awaji, N. Wada e I. Henning, “First fully-elastic multi-granular network with space/frequency/time switching using multi-core fibres and programmable optical nodes,” *Optics Express*, vol. 21, no. 7, pp. 8865–8872, 2013.
- [74] N. Amaya, S. Yan, M. Channegowda, B. R. Rofoee, Y. Shu, M. Rashidi, Y. Ou, E. Hugues-Salas, G. Zervas, R. Nejabati, D. Simeonidou, B.J. Puttnam, W. Klaus, J. Sakaguchi, T. Miyazawa, Y. Awaji, H. Harai e N. Wada, “Software defined networking (SDN) over space division multiplexing (SDM) optical networks: features, benefits and experimental demonstration,” *Optics Express*, vol. 22, no. 3, pp. 3638–3647, 2014.
- [75] B. R. Rofoee, G. Zervas, Y. Yan, N. Amaya e D. Simeonidou, “All programmable and synthetic optical network: architecture and implementation,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 5, no. 9, pp. 1096–1110, 2013.

- [76] M. Garrich, N. Amaya, G. Zervas, P. Giaccone e D. Simeonidou, “Architecture on demand: synthesis and scalability,” *Anais do 16th International Conference Optical Network Design and Modeling*, Reino Unido, pp 1-6, 2012.
- [77] M. Garrich, N. Amaya, G. Zervas, P. Giaccone e D. Simeonidou, “Power consumption analysis of architecture on demand,” *Anais do 38th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Holanda, artigo P5.06, 2012.
- [78] M. Dzanko, B. Mikac, N. Amaya, G. Zervas e D. Simeonidou, “Availability analysis of optical cross-connect implemented by architecture on demand,” *Anais do International Conference on Transparent Optical Networks*, Reino Unido, artigo Tu.C2.5, 2012.
- [79] M. Garrich, E. Magalhães, H. Carvalho, N. Gonzalez, G. Zervas, D. Simeonidou e J. Oliveira, “Experimental demonstration of function programmable add/drop architecture for ROADMs,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 7, pp. A335-A343, 2015.
- [80] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), “Network functions virtualisation (NFV); infrastructure overview,” Disponível em <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/nfv>.
- [81] U. L. Block, “Automatic Gain Equalization in Wavelength-division Multiplexed Communication Systems by Using Folded Nonlinear-optical Loop Mirrors,” *Tese de Doutorado*, Universidade de Stanford, Stanford, CA, EUA, dezembro 2006.
- [82] G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics,” 3<sup>a</sup> ed., Academic Press, San Diego, CA, 2001.
- [83] Q. Yu, L. Zhou e C. Fan, “Stimulated Brillouin scattering of the compensating signal in all optical link-controlled amplifier systems,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, San Diego, EUA, pp. 304-306, 1999.
- [84] A. R. Chraplyvy, J. A. Nagel e R. W. Tkach, “Equalization in amplified WDM lightwave transmission systems,” *IEEE Photonics Technology Letter*, vol. 4, no. 8, pp. 920–922, 1992.

- [85] A. R. Chraplyvy, R. W. Tkach, K. C. Reichmann, P. D. Magill e J. A. Nagel, “End-to-end equalization experiments in amplified WDM lightwave systems,” *IEEE Photonics Technology Letter*, vol. 4, pp. 428–429, 1993.
- [86] S. Le, K. Blow e S. Turitsyn, “Power pre-emphasis for suppression of FWM in coherent optical OFDM transmission,” *Optics Express*, vol. 22, pp. 7238–7248, 2014.
- [87] K. Mizuno, Y. Mimura, O. Aso, S. Namiki e A. Yo, “Application of nonlinear fitting for etalon-type gain-flattening filter design,” *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 42, no. 2A, 2003.
- [88] M. C. Fugihara, H. J. Kalinowski e P. S. André, “Estudos para equalização de ganho em um AFDE com uma única rede de Bragg,” *Anais do X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Recife, Brasil, 2002.
- [89] A. M. Vengsarkar, J. R. Pedrazzani, J. B. Judkins, P. J. Lemaire, N. S. Bergano e C. R. Davidson, “Long-period fiber-grating-based gain equalizers,” *Optics Letters*, vol. 21, no. 5, pp. 336–338, 1996.
- [90] R. B. Sargent, “Recent advances in thin film filters,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, EUA, artigo TuD6, 2004.
- [91] R. Sommer, R. M. Fortenberry, B. Flinham e P. C. Johnson, “Multiple filter functions integrated into multi-port GFF components,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, EUA, artigo JWA24, 2007.
- [92] P. M. J. Schiffer, C. R. Doerr, L. W. Stulz, M. A. Cappuzzo, E. J. Laskowski, A. Paumescu, L. T. Gomez e J. V. Gates, “Smart dynamic wavelength equalizer based on an integrated planar optical circuit for use in the 1550-nm region,” *IEEE Photonics Technology Letter*, vol. 11, no. 9, pp. 1150–1152, 1999.
- [93] K. Suzuki, T. Kitoh, S. Suzuki, Y. Inoue, Y. Hibino, T. Shibata, A. Mori e M. Shimizu, “PLC-based dynamic gain equaliser consisting of integrated Mach-Zehnder interferometers

- with C- and L-band equalising range,” *Electronics Letters*, vol. 38, no. 18, pp. 1030-1031, 2002.
- [94] A. M. Junior, H. J. Kalinowski e A. A. P. Pohl, “Design and simulation of an in-line optical gain equalizer for application in WDM systems,” *Anais do 7th International Conference Transparent Optical Networks*, vol. 2, pp. 221-224, 2005.
- [95] A. L. Mocki Jr, “Equalizador dinâmico de potências ópticas em redes WDM,” *Dissertação de Mestrado, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba*, 2006.
- [96] R. H. Coradin e A. A. P. Pohl, “Análise do aplainamento de ganho óptico e da equalização de potência em sistemas WDM,” *Anais do XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Rio de Janeiro*, 2008.
- [97] J. E. Ford e J. A. Walker, “Dynamic spectral power equalization using micro-optomechanics,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 10, pp. 1440–1442, 1998.
- [98] L. Y. Lin e E. L. Goldstein, “Opportunities and challenges for MEMS in lightwave communications,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 163–172, 2002.
- [99] F. F. Simard e E. Seitelbach, “Variable clamp equalization method and apparatus,” *US Patent 7,239,807*, 2007.
- [100] S. Kumar, R. Egorov, K. Croussore, M. Allen, M. Mitchell e B. Basch, “Experimental study of intra- vs. inter-superchannel spectral equalization in flexible grid systems,” *Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Anaheim, EUA*, artigo JW2A.05, 2013.
- [101] Cisco Systems, “Cisco ONS 15454 DWDM Engineering and Planning Guide,” setembro, 2007.
- [102] L. E. Nelson, “A robust real-time 100G transceiver with soft-decision FEC,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 4, no. 11, 2012.

- [103] P. C. Becker, N. A. Olsson e J. R. Simpson, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology,” Academic Press, San Diego, EUA, 1999.
- [104] Optisystem, version 9.0, Optiwave, Copyright © 2010.
- [105] MATLAB, version 7.8.0.347 (R2009a). Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2009.
- [106] M. Schmidt e H. Lipson, “Distilling free-form natural laws from experimental data,” *Science*, vol. 324, no. 5923, pp. 81-85, 2009.
- [107] J. Renaudier, O. Bertran Pardo, M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, G. Charlet e S. Bigo, “Will 100 Gb/s resist higher bit rates?,” *Anais do 37th European Conference and Exposition on Optical Communications*, Suíça, artigo Th.11.B.3, 2011.
- [108] V. B. Ribeiro, “Filtros Digitais para Recepção Coerente em 112 Gb/s de Sinais Ópticos com Modulação QPSK e Multiplexação por Divisão em Polarização,” *Dissertação de Mestrado*, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2012.
- [109] J. C. M. Diniz, “Estimador de Desvio de Frequência para Receptores Ópticos Coerentes Digitais,” *Dissertação de Mestrado*, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2013.
- [110] IEEE 802.1AB-2009 - Station and media access control connectivity discovery (LLDP), IEEE Standard, 2009.
- [111] IEEE 802.1w - Rapid reconfiguration of spanning tree, IEEE Standard, 2004.
- [112] M. Bjorklund, Ed., RFC6020 - YANG - A data modeling language for the network configuration protocol (NETCONF), IETF RFC, outubro, 2010.
- [113] IETF rfc on NETCONF, Disponível em [tools.ietf.org/html/rfc6241](http://tools.ietf.org/html/rfc6241)
- [114] N. McKeown, T. Anderson, H. Balakrishnan, G. Parulkar, L. Peterson, J. Rexford, S. Shenker e J. Turner, “Openflow: enabling innovation in campus networks,” *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 38, no. 2, pp. 69–74, 2008.

- [115] C. E. Rothenberg, M. R. Nascimento, M. R. Salvador e M. F. Magalhães, “OpenFlow e redes definidas por software: um novo paradigma de controle e inovação em redes de pacotes”, Caderno CPqD Tecnologia, Campinas, vol. 7, no. 1, pp. 65-76, 2011.
- [116] J. Januário, M. Garrich, B. Sarti, N. González e J. Oliveira, “Experimental demonstration of overshoot suppression for cascaded WSS-based ROADMs,” Anais do Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, EUA, artigo Tu3H.5, 2015.