UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ESTUDO DE REDES ÓPTICAS HETEROGÊNEAS ASSOCIADO À
INVESTIGAÇÃO DE TÉCNICAS AVANÇADAS DE MONITORAÇÃO
DE DESEMPENHO (OPM)

AUTORA: Mariana Massimino Feres

ORIENTADOR: Prof. Dr. Murilo Araujo Romero

COORIENTADORA: Prof^a. Dr^a. Mônica de Lacerda Rocha

Tese apresentada a Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações

São Carlos
2014

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

F349e Feres, Mariana Massimino
Estudo de Redes Ópticas Heterogêneas Associado à
Investigação de Técnicas Avançadas de Monitoração de
Desempenho (OPM) / Mariana Massimino Feres; orientador
Murilo Araujo Romero; coorientadora Mônica de Lacerda
Rocha. São Carlos, 2014.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Telecomunicações -- Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, 2014.

1. WDM. 2. Redes Ópticas Heterogêneas. 3. Múltiplas
Taxas e Múltiplos Formatos de Modulação (MLR-MMF). 4.
Monitoramento do Desempenho Óptico (OPM). I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidata: Bacharel **MARIANA MASSIMINO FERES**.

Título da tese: "Estudo de redes ópticas heterogêneas associado à investigação de técnicas avançadas de monitoração de desempenho (OPM) ".

Data da defesa: 03/10/2014

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Profa. Dra. **Mônica de Lacerda Rocha**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovada

Prof. Dr. **Luis Carlos Trevelin**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovada

Dr. **Claudio Floridia**
(Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações/CPqD)

Aprovada

Prof. Dr. **Iguatemi Eduardo da Fonseca**
(Universidade Federal da Paraíba/UFPB)

Aprovada

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

À minha irmã Juliana e ao meu sobrinho Francisco

“Que eu não perca a vontade de doar este enorme amor que existe em meu coração, mesmo sabendo que muitas vezes ele será submetido a provas e até rejeitado.”

Chico Xavier

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pelas oportunidades que recebo todos os dias.

Agradeço ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos, bem como todos os docentes e funcionários que o compõe, pela oportunidade da realização deste doutoramento.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelas bolsas de Doutorado concedidas e a CAPES-PROEX pelo apoio financeiro.

Ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) pelo espaço disponibilizado para realização de experimentos.

Ao Prof. Dr. Murilo de Araujo Romero, pela orientação, dedicação e confiança depositados em mim no desenvolvimento desse trabalho. Agradeço pela oportunidade, pelas experiências e, acima de tudo, pela compreensão.

À Prof.^a Dr.^a Mônica de Lacerda Rocha, pela coorientação, incentivo e sugestões. Suas palavras foram de grande importância.

Ao Dr. Claudio Floridia pela colaboração e principalmente pelo conhecimento a mim passado.

Aos membros da banca examinadora por participarem desta etapa tão importante da minha formação, oferecendo especiais contribuições ao trabalho.

Aos colegas de departamento e aos colegas de laboratório, Rafael Jales pelas horas de descontração e conversa, Rafael Tayette pelo apoio e incentivo, Arturo Miranda por suas explicações sobre simulação; a Regiane pelas horas de conversa e apoio dados durante momentos críticos; ao Helvécio Moreira e Eduardo Galvão pelos ensinamentos; ao Glauco Simões pelos almoços e conversas. À Tânia Tronco pela colaboração e troca de conhecimento.

Gostaria de agradecer também, aos queridos amigos Pedro Bertarini e Rafael Valério, pessoas que tenho muita admiração.

Ao Ivan Zanon e Matheus Viana, companheiros de Mestrado que se tornaram pessoas queridas e admiradas.

À amiga e irmã amada Deysiane Sande, pelas inúmeras horas de alegria e paz que tem me proporcionado durante todos esses anos de convivência. Agradeço por me escutar e aconselhar.

Ao meu amigo, companheiro e namorado Rafael Germani. Pessoa muito amada que me incentiva, apoia e ajuda em qualquer situação.

Gostaria de fazer um agradecimento especial a meu cunhado Renato Capellari. Pessoa que tem minha admiração, respeito e amor.

E por fim, às pessoas mais importantes da minha vida, meus pais, Edgar e Carmem, irmã, Juliana, avós Leonor e Geny, pelo apoio imensurável, amor e carinho. Pessoas fundamentais na minha formação profissional e moral. Sem o apoio e incentivo de vocês não teria chegado tão longe.

Resumo

Os avanços tecnológicos apontam para uma renovação da infraestrutura atual de comunicações ópticas, de modo a torná-la adequada à operação dentro dos novos paradigmas das redes, em que a elasticidade e eficiência espectrais se aliam à alta capacidade de transmissão. Sob o ponto de vista do planejamento de uma operadora de telecomunicação, é desejável que a substituição de equipamentos ocorra de forma mais gradual e que a operação da infraestrutura atual seja otimizada para acomodar a demanda por alta capacidade sem requerer a construção de uma infraestrutura completamente nova. Neste contexto, esta tese investiga estratégias de otimização combinando técnicas que utilizam múltiplas taxas de transmissão (MLR – *Mixed Line Rate*) e múltiplos formatos de modulação (MMF – *Multiple Modulation Formats*) com foco em um cenário condizente a realidade brasileira, com taxa de transmissão de 10 Gbit/s modulados com a técnica não retorna a zero (NRZ – *non return to zero*), migrando para taxa de 40 e/ou 100 Gbit/s. São analisados os benefícios proporcionados com o uso de redes MLR-MMF em comparação com a substituição da rede legada por apenas uma taxa (SLR – *single line rate*). A infraestrutura da camada física considerada é uniforme e pode transportar sinais de 10/40/100 Gbit/s, apenas os tipos de transponders são diferentes. Para analisar o desempenho da rede descrita é proposto um modelo de integração entre as ferramentas MatLab e OptiSystem. A primeira é utilizada para definir a rota e a segunda para simular a propagação do sinal óptico na fibra ao longo da rota escolhida. Os valores de taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*) e a relação sinal ruído óptica (OSNR – *Optical Signal Noise Rate*) são armazenados em um banco de dados para uso posterior. Dessa forma diversas topologias podem ser analisadas. Em uma rede real esse tipo de informação pode ser obtido por meio de técnicas de monitoramento óptico (OPM – *Optical Performance Monitoring*). Por esse motivo, também são investigados e testados experimentalmente dois métodos de monitoramento da OSNR: i) anulamento da polarização para obter OSNR e ii) monitor multiparâmetro baseado em modulação da polarização em baixa frequência. A partir das análises, concluiu-se que o uso de redes MLR-MMF pode ser uma alternativa para equilibrar o consumo energético e a probabilidade de bloqueio (PB). A opção por esse tipo de rede ajuda na economia energética e mantém a PB em níveis aceitáveis. Além disso, o uso de monitoramento óptico auxilia na obtenção de informações usadas para controlar e gerenciar eficientemente recursos de rede cumprindo os requisitos de qualidade de serviço.

Palavras-chave: WDM. Redes Ópticas Heterogêneas. Múltiplas Taxas (MLR) e Múltiplos Formatos de Modulação (MMF). Monitoramento do Desempenho Óptico (OPM).

Abstract

Technological advances point out to an upgrade on the current optical communication infrastructure in order to adequate it to the new networks paradigms, where elasticity and spectral efficiency are associated to the high capacity transmission. From the perspective of a telecom operator planning, it is desirable that the equipment replacement occurs as gradually as possible and that the operation of the current infrastructure is optimized to accommodate the demand for high capacity without requiring the build-up of a completely new infrastructure. In this context, this thesis investigates optimization strategies combining MLR (mixed line rate) and MMF (multiple modulation formats) techniques focusing on a scenario similar to the Brazilian reality, with a transmission rate of 10 Gbit/s NRZ modulated, switching to a rate of 40 and/or 100 Gbit/s. The benefits provided by the use of MMF-MLR network (non return to zero)s compared to the replacing based on a legacy network by only one rate (SLR – single line rate) are discussed. The infrastructure of the physical layer is considered uniform and can carry signals 10/40/100 Gbit/s, only the transponder configurations are different. To analyze the network performance we proposed an integration of MATLAB and OptiSystem tools. The first is used to define the route and the second to simulate the propagation of the optical signal in the fiber along the chosen route. The BER and OSNR values are stored in a database for later use. In this way several topologies can be analyzed. In a real network such information may be obtained by optical monitoring techniques (OPM). For this reason, two methods for monitoring OSNR are also investigated: i) the polarization nulling and ii) multiparameter monitor based on modulation of polarization at low frequency. From the analysis it was concluded that the use of MMF-MLR schemes can be an alternative to balance the energy consumption and the blocking probability (BP). The option for this type of network saves energy and helps maintaining BP within acceptable levels. Furthermore, the use of optical monitoring allows the gathering of information used to control and efficiently manage network resources meeting the requirements for quality of service.

Keywords: WDM. Heterogeneous Optical Networks. Mixed Line Rate (MLR), Multiple Modulation Formats (MMF). Optical Performance Monitoring (OPM).

Sumário

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Abreviaturas.....	xxiii
1 INTRODUÇÃO	27
1.1 Organização do Trabalho	30
1.2 Contribuições da pesquisa.....	32
2 REDES COM MÚLTIPLOS FORMATOS E MÚLTIPLAS TAXAS: FUNDAMENTOS	33
2.1 Redes com Múltiplas Taxas (MLR).....	34
2.2 Redes com Múltiplos Formatos de Modulação (MMF)	37
2.3 Consumo energético em redes ópticas	39
2.3.1 Consumo energético em redes com múltiplas taxas e múltiplos formatos de modulação	41
2.4 Considerações finais	42
3 METODOLOGIA PARA SIMULAÇÃO DE REDES COM MÚLTIPLAS TAXAS E MÚLTIPLOS FORMATOS	45
3.1 Abordagem Adotada para Desenvolvimento de Redes MLR-MMF.....	45
3.2 Combinações MLR-MMF configuradas na ferramenta	46
3.2.1 Configuração dos canais 10 Gbit/s e modulação NRZ	49
3.2.2 Configuração dos canais 40 Gbit/s e modulação duobinário	50
3.2.3 Configuração dos canais 100 Gbit/s e modulação DP-QPSK.....	51
3.3 Processo de simulação	54
3.3.1 Simulação da rede.....	58
3.3.2 Simulação dos enlaces: integração das ferramentas	61
3.3.3 Montagem dos enlaces.....	63
3.3.4 Modelagem e População da Base de Dados	64
3.4 Consumo energético da rede	67
3.5 Considerações finais	68
4 ESTUDO DE CASO E RESULTADOS NUMÉRICOS	69
4.1 Premissas da modelagem de rede.....	69
4.2 Resultados das Topologias 1 e 2 para cargas 0,02 a 0,2 Tbit/s	71
4.3 Resultados das Topologias 1 e 2 para cargas 2 a 4 Tbit/s	74
4.4 Resultados das topologias 1 e 2 para cargas de 0.2 a 2 Tbit/s.....	76
4.5 Considerações finais	84
5 TÉCNICAS DE MONITORAMENTO EM REDES DE FIBRA ÓPTICA	85
5.1 Necessidade por monitoramento óptico	85
5.2 Técnicas de monitoramento óptico	86
5.3 Monitoramento da Relação Sinal/Ruído Óptica: Técnica da extinção da polarização	88
5.3.1 Teste experimental na rede GIGA	90
5.3.2 Substituição do Algoritmo de Otimização	96
5.3.3 Resultados numéricos	99
5.4 Monitoramento Multiparâmetro: PMD, comprimento de onda e potência.	105
5.4.1 Modelagem Matemática	105
5.4.2 Calibração	108

5.4.3	Resultados Experimentais.....	111
5.5	Considerações Finais	114
6	CONCLUSÕES.....	115
6.1	Trabalhos futuros	116
6.1.1	Redes heterogêneas.....	116
6.1.2	Técnicas de monitoramento óptico	117
6.2	Artigos publicados em periódicos.....	117
6.3	Artigos publicados em congressos e conferências	117
	Referências	119
Apêndice A -	Algoritmo de roteamento	125
Apêndice B -	Algoritmos de Otimização	129
B.1.	Algoritmo Simplex.....	129
B.2.	Algoritmo PSO	130
B.3.	Algoritmo Genético	132
Apêndice C -	Polarização e PMD.....	135
C.1.	Formalismo de Jones.....	136
C.2.	Formalismo de Stokes	137
C.3.	Esfera de Poincaré.....	138
C.4.	Polarization Mode Dispersion (PMD)	139

Lista de Figuras

Figura 1: Esquema básico de uma rede MLR (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).	35
Figura 2: Representação da disponibilidade de taxas considerando restrições de qualidade (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).	35
Figura 3: Exemplo de alocação de recursos em redes MLR e EON. (a) R_1 , R_2 e R_3 representam 10, 40 e 100 Gbit/s, respectivamente. (a) o espaçamento entre os canais é fixo igual a 100 GHz. (b) a taxa de transmissão é definida pela quantidade de janelas de 12,3GHz o canal alocou.	36
Figura 4: Publicações IEEE contendo as frases, "consumo de energia", "eficiência energética" e "uso de energia" concatenadas (AND) às frases "rede óptica", "transmissão óptica" (KILPER et al., 2012).	39
Figura 5: Transmissor duobinário. Após precodificar os dados, o sinal elétrico passa por um filtro passa-baixas com banda igual a $\frac{1}{4}$ da taxa de transmissão. Após a filtragem, o sinal segue para um modulador Mach-Zehnder para gerar o sinal óptico de saída.	50
Figura 6: Modulação DP-QPSK. (a) Polarizações ortogonais. (b) Constelação em x . (c) Constelação em y . (b) e (c) foram geradas na ferramenta OptiSystem a partir de um sistema <i>back-to-back</i> .	51
Figura 7: Modulador DP-QPSK e constelações nas fases de modulação em fase quadratura e após combinar as polarizações.	52
Figura 8: Receptor coerente para o formato DP-QPSK.	53
Figura 9: Sequência de algoritmos para processamento do sinal em sistemas coerentes com diversidade de fase e polarização (PATACA et al., 2012).	54
Figura 10: Ciclo de execução das simulações.	55
Figura 11: Topologia e sua representação. Matriz <i>transmat</i> representa a rede ilustrada. A distância entre os nós i e j é indicada por aij . INF representa a ausência de enlace entre dois nós.	56
Figura 12: Exemplo de geração de tráfego. O tempo de simulação é representado por uma variável aleatória na implementação.	57
Figura 13: Caminho calculado para estabelecer a conexão de número 986 entre os nós 3 e 7.	58
Figura 14: Passos para realizar a simulação da rede. Os componentes destacados representam a integração entre o banco de dados (BD) e a ferramenta OptiSystem.	60
Figura 15: Mecanismo de integração entre o Matlab e o OptiSystem.	61
Figura 16: Modelo do arquivo pré-configurado para simulação dos enlaces.	62
Figura 17: Ampliação do enlace entre os nós 1 e 4. Um amplificador de linha é inserido a cada 80 km.	64
Figura 18: Tabelas criadas no PostgreSQL. (a) Tabela com os registros da combinação SLR-40G. (b) Tabela com os registros da combinação MLR-4-10-4-40.	66
Figura 19: Redução das etapas para simulação da rede. Com o acréscimo de um banco de dados o OptiSystem é chamado eventualmente.	67
Figura 20: Topologia 1, 8 nós com enlaces de 45 a 200 km.	70
Figura 21: Topologia 2 correspondendo à rede Kyatera. O quadro no canto superior direito associa os nós às cidades/universidades que participam do projeto.	70
Figura 22: Média da largura da banda requerida.	71
Figura 23: CE para cargas de até 0,2 Tbit/s na Topologia 1.	72
Figura 24: CE para cargas de até 0,2 Tbit/s na Topologia 2.	72
Figura 25: Número de <i>transponders</i> utilizados por SLR-10G, 40G e 100G em cargas de até 0,2 Tbit/s. (a) Topologia 1 e (b) Topologia 2.	73
Figura 26: Consumo energético (CE) em cargas de 2 a 4 Tbit/s. (a) Topologia 1. (a) Topologia 2.	74
Figura 27: Probabilidade de bloqueio (PB) em cargas de 2 a 4 Tbit/s. (a) Topologia 1. (a) Topologia 2.	75
Figura 28: Tráfego agregado diário no projeto PTTMetros. Medido em novembro de 2014.	76
Figura 29: Topologia 1 em cargas de 0,2 a 2 Tbps. (a) Probabilidade de bloqueio (PB). (a) Consumo energético (CE) normalizado.	77
Figura 30: Topologia 1. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLR-6-10G-2-40G, MLR-4-10G-4-40G, MLR-6-10G-2-100G e MLR-6-40G-2-100G em comparação com SLR-100G.	78

Figura 31: Topologia 1. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLRs em comparação com SLR-40G.....	79
Figura 32: Custo energético por conexão em cargas de 0.2 Tbit/s a 2 Tbit/s na Topologia 1.	80
Figura 33: Caminhos ópticos na Topologia 2. As cores das linhas indicam conexões diferentes.	80
Figura 34: Topologia 2 em cargas de 0.2 a 2 Tbit/s. (a) Probabilidade de bloqueio (PB). (a) Consumo energético (CE) normalizado.	81
Figura 35: Número de <i>transponders</i> utilizados por SLR-10G, 40G e 100G em cargas de 0.2 a 2 Tbit/s. (a) Topologia 1 e (b) Topologia 2.	82
Figura 36: Topologia 2. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLR-6-10G-2-40G, MLR-4-10G-4-40G, MLR-6-10G-2-100G e MLR-6-40G-2-100G em comparação com SLR-100G.	83
Figura 37: Custo energético por conexão em cargas de 0.2 Tbit/s a 2 Tbit/s na Topologia 2.	84
Figura 38: Técnica tradicional de medição da OSNR, também conhecida como cálculo da OSNR fora da banda. P_1 e N_1 representam a potência do sinal e do ruído, respectivamente. λ_1 é o comprimento de onda do canal de referência.	88
Figura 39: representação das medidas de OSNR dentro e fora da banda do canal. A faixa mais escura representa o ruído do sinal (JDSU, 2005).	89
Figura 40: Princípio de operação da técnica do anulamento da polarização. Após o polarizador linear a ASE perde 3dB em relação ao valor original.	89
Figura 41: Experimento utilizado para calibrar o monitor de OSNR.	91
Figura 42: valores obtidos com OSA convencional e com a técnica de anulamento do sinal.	93
Figura 43: Diferença entre valores obtidos com OSA convencional e com a técnica de anulamento do sinal descrita.	93
Figura 44: Canais da rede Giga analisados.	94
Figura 45: Cidades conectadas pela rede experimental GIGA.	94
Figura 46: Sinal dos canais em 1556,81 nm e 1558,46 nm (azul) e os mesmos canais parcialmente extintos (vermelho).	95
Figura 47: Mapa experimental do conjunto de 15876 elementos.	98
Figura 48: Mapa experimental do conjunto de 63001 elementos.	99
Figura 49: Resultados obtidos utilizando algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 63001 elementos. (a) Tempo de execução de cada algoritmo para determinada quantidade de iteração/geração (critério de parada). (b) Valor provável detectado pelo fotodetector (inferido pela função interpolação).	100
Figura 50: Resultados obtidos utilizando algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 15876 elementos. (a) Tempo de execução de cada algoritmo para determinada quantidade de iteração/geração (critério de parada). (b) Valor provável detectado pelo fotodetector (inferido pela função interpolação).	102
Figura 51: Execução do algoritmo Downhill com 10 e 20 interações respectivamente. Não há diferença significativa, o algoritmo sempre converge para uma mesma região.	104
Figura 52: Método de monitoração multiparâmetro baseado na modulação da polarização dos canais ópticos. Indicados na figura o sistema de calibração e o monitor.	106
Figura 53: Representação dos estados ortogonais L +45 e L -45. Observa-se a inversão de sinais, o que possibilita a simplificação do procedimento de calibração.	110
Figura 54: Atenuação do canal 1. Com a técnica de monitoramento multiparâmetro, as potências dos outros canais permanecem inalteradas. É necessária calibração prévia.	112
Figura 55: Determinação da DGD. A separação dos canais na esfera de Poincaré é utilizada para determinar a DGD.	113
Figura 56: Regiões em que os comprimentos de onda podem ser determinados.	113
Figura 57: Medidas da DGD entre os canais. Os valores de DGD1, DGD2 e DGD 3 correspondem à DGD entre os canais 1548.3 nm, 1549.1 nm e 1549.9 nm, respectivamente.	114
Figura 58: Cálculo do caminho mais curto entre os nós A e B. As setas indicam o nó sob análise. (TANENBAUM, 2003).	126

Figura 59: Funcionamento do algoritmo Downhill Simplex aplicado a um conjunto de dados extraídos do OSNR <i>in band</i>	130
Figura 60: Comportamento do algoritmo PSO aplicado a um conjunto de dados extraídos do OSNR <i>in band</i> . O espaço de busca é o conjunto de duas tensões variando de 0 a 5V que arbitram um controlador de polarização.	131
Figura 61: Onda polarizada linearmente (NEW FOCUS, 1993).	135
Figura 62: Onda polarizada circularmente (NEW FOCUS, 1993).	136
Figura 63: Representação ortogonal dos parâmetros de Stokes (DERICKSON, 1998).	138
Figura 64: Representação da esfera de Poincaré.	138
Figura 65: Representação na esfera de Poincaré de polarizações ortogonais. A esfera em azul está na parte posterior da esfera e a em roxo na parte inferior.	139
Figura 66: Entrada e saída dos principais estados de polarização em uma fibra monomodo.	140
Figura 67: Atraso diferencial de grupo resultante em uma fibra monomodo (birrefringência concatenada aleatoriamente).	141
Figura 68: Influência do comprimento de onda na polarização de saída. (a) ausência de acoplamento modal (dispositivo óptico simples). (b) Fibra monomodo com acoplamento modal aleatório.	142

Lista de Tabelas

Tabela 1: Combinações MLR-MMF utilizadas nas simulações	48
Tabela 2: Parâmetros dos componentes que constituem o transmissor para taxa de 10Gbit/s e modulação NRZ.	49
Tabela 3: Parâmetros dos componentes que constituem o transmissor para taxa de 100 Gbit/s e modulação DP-QPSK.....	54
Tabela 4: Exemplo de eventos alocação e desalocação.	57
Tabela 5: Parâmetros de simulação	63
Tabela 6: Atributos das tabelas.....	65
Tabela 7: Canais reais e canal falso utilizado para teste.....	96
Tabela 8: Resultados obtidos utilizando os algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 63001 elementos. V1 e V2 representam as tensões utilizadas no controlador de polarização e PD o valor detectado.....	101
Tabela 9: Resultados obtidos utilizando o algoritmo Downhill e PSO no conjunto de dados com 15876 elementos. V1 e V2 representam as tensões utilizadas no controlador de polarização e PD o valor detectado.	103
Tabela 10: Estados utilizados para a obtenção da matriz de calibração M.	109
Tabela 11: Estados utilizados para a obtenção da matriz de calibração M. Procedimento Simplificado.	110
Tabela 12: Descrição dos canais monitorados.	111

Lista de Abreviaturas

ASE	Amplified Spontaneous Emission
ATT	Atenuador
BD	Banco de Dados
BER	Bit Error Rate
BPF	Band Pass Filter
CD	Chromatic Dispersion
CE	Custo Energético
COM	Component Object Model
CO-OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing with coherent detection
CPqD	Centro de Pesquisas e Desenvolvimento em Telecomunicações
CSRZ	Carrier-Suppressed Return-to-Zero
DC	Direct Current
DCF	Dispersion-Compensating Fiber
DGD	Differential Group Delay
DOP	Degree of Polarization
DP	Dual Polarization
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DS	Downhill Simplex
DSP	Digital Signal Processing
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifiers
EON	Elastic Optical Network
FEC	Forward-Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FTTL	Fiber To-The-Lab
GA	Genetic Algorithm
AG	Algoritmo Genético
IEC	International Electrotechnical Commission
IP	Internet Protocol
IQ	In-phase and Quadrature
IRWA	Impairment-aware RWA
ITU-T	International Telecommunication Union
L+45	Linear +45° Polarization
L-45	Linear -45° Polarization

LCP	Left Circular Polarization
LED	Light-Emitted Diode
LHP	Linear Horizontal Polarization
LVP	Linear Vertical Polarization
MILP	Mixed Integer Linear Programming
MLR	Mixed-Line-Rate
MMF	Multiple Modulation Formats
MZM	Mach–Zehnder Modulator
N-QAM	N-níveis Quadrature Amplitude Modulation
NRZ	Non-Return-To-Zero
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OIF	Optical Internetworking Forum
OOK	On/Off Keying
OPM	Optical Performance Monitoring
OSA	Optical Spectrum Analyzer
OSI	Open Systems Intercommunication
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
OXC	Optical Cross Connect
PB	Probabilidade de Bloqueio
PBC	Polarization Beam-Combiner
PBS	Polarization Beam-Splitter
PC	Polarization Controller
PDL	Polarization Dependent Loss
PM	Polarization Multiplexing
PMD	Polarization Mode Dispersion
PRBS	Pseudorandom Binary Sequence
PSK	Phase-Shift Keying
PSO	Particle Swarm Optimization
PSP	Principal State of Polarization
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RCP	Rigth Circular Polarization
RMLSA	Routing, Modulation Level and Spectrum Allocation
ROADMs	Reconfigurable optical add-drop multiplexer
RWA	Routing Wavelength Assignment

RX	Receive
RZ	Return-to-zero
SDN	<i>Software</i> Defined Network
SE	Spectral efficiency
SLR	Single Line Rate
SOP	State of Polarization
SW	Optical Switch
TX	Transmit
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross Phase Modulation

1 INTRODUÇÃO

O tráfego total na Internet teve um grande crescimento nas últimas duas décadas. Em 1992, o tráfego mundial diário era de aproximadamente 100 GB. Algumas estimativas apontam que o tráfego na Internet chegará a 14 GB per capita em 2018, acima dos 5 GB per capita em 2013. Não muito tempo atrás, em 2008, o tráfego per capita era de 1 GB por mês, valor superior aos 10 MB que trafegavam mensalmente em 2000 (CISCO SYSTEMS, 2014).

Nesse cenário, os sistemas de comunicação óptica (particularmente fibra óptica) tornam-se indispensáveis para os *backbones* atuais. Estes sistemas podem suportar Tbit/s de capacidade sobre milhares de quilômetros, fato que os tornam a tecnologia ideal para redes cabeadas de alta capacidade. Adicionalmente, existe o desejo em atender à demanda de tráfego, reduzindo o custo por informações veiculadas ao bit. Em sistemas multiplexados por divisão de frequência (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*), esta redução de custos é alcançada por meio do compartilhamento de componentes ópticos entre muitos (ou todos) canais. Os exemplos mais vistos de compartilhamento de componentes ópticos são: a fibra óptica (transporte e controle de dispersão) e amplificadores ópticos (colocados ao longo do caminho de transmissão para amplificar o sinal). Uma vez que todos os componentes ópticos compartilhados operam dentro da janela de comprimento de onda, diminuir o espaçamento entre os canais o quanto possível também é uma boa prática para reduzir custos (SEIMETZ, 2008). A recomendação da ITU-T G.694.1 suporta espaçamento fixo e flexível entre canais. No primeiro caso (fixo), o espaçamento pode variar de 12,5 GHz a 100 GHz, sendo os mais comuns de 50 e 100 GHz. Qualquer combinação de janelas de frequências é permitida, desde que não se sobreponham. Além da especificação da grade fixo, na segunda edição dessa recomendação foi incluída a definição de uma grade flexível. A motivação é permitir o uso de taxa de bits de acordo com a necessidade de largura de banda. As redes capazes de ajustar suas janelas espectrais são chamadas de elásticas (EON – *Elastic Optical Network*) (MOREA; RIVALE, 2010).

Outra opção para atender aos novos perfis de tráfego é aumentar a eficiência espectral¹ (SE – *spectral efficiency*) da transmissão por meio de formatos de modulação tais como o chaveamento de fase (PSK – *phase-shift keying*) e a modulação em quadratura da amplitude

¹ A eficiência espectral é dada pela relação entre a taxa de bits do canal pelo espaçamento entre os canais. Por exemplo, se a taxa de transmissão é de 10 Gb/s e o espaçamento segue a grade da ITU-T (100-GHz), a eficiência espectral corresponderá a 0.1 b/s/Hz.

(QAM – *quadrature amplitude modulation*). Sistemas de 10 Gbit/s típicos utilizam modulação de intensidade (OOK – *on/off keying*) cuja SE é igual a de 0,5 b/s/Hz. Empregando o chaveamento em quadratura da fase (QPSK – *quadrature phase-shift keying*) chega-se a uma eficiência espectral de 1 b/s/Hz. Para um formato de 16-QAM, a SE alcança o valor de 2 b/s/Hz. É possível, ainda, dobrar a eficiência espectral da transmissão utilizando multiplexação de polarização (PM – *polarization multiplexing*) em dupla polarização (DP – *dual polarization*). Nesse caso dois sinais distintos propagam em uma mesma banda de frequência. A OIF (*Optical Internetworking Forum*), por exemplo, sugere que a taxa de 100 Gbit/s seja modulada com DP-QPSK com detecção coerente.

Outras abordagens vêm sendo estudadas, incluindo a utilização de formatos de modulação ainda mais complexos para aumentar ainda mais o número de bits por símbolo, tal como a modulação de n-níveis de amplitude em quadratura (N-QAM) (SALEH; SIMMONS, 2011), ou multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM – *Orthogonal frequency-division multiplexing*) (JANSEN et al., 2008) para reduzir o espaçamento entre canais. No entanto, essas técnicas avançadas requerem equipamentos sofisticados no receptor envolvendo esquemas de detecção coerente e pós-processamento para aumentar o número de bits/símbolo (BOUGIOUKOS et al., 2012). Por esse motivo, prevê-se que o equipamento legado de 10 Gbit/s ainda permanecerá nas comunicações ópticas para os próximos anos e vai coexistir com as implantações 40 e 100 Gbit/s atuais com o objetivo de sustentar uma perspectiva simples e eficiente em termos de custo de rede. (BOUGIOUKOS et al., 2012).

Embora o aumento da taxa de transmissão seja uma alternativa para atender ao tráfego, uma preocupação surge: efeitos degradantes da camada física afetam mais severamente sinais com taxa de bits elevadas. Em canais de 40 Gbit/s, por exemplo, a tolerância à dispersão diminui em um fator de 16 para dispersão cromática (CD – *chromatic dispersion*) e de 4 para a dispersão dos modos de polarização (PMD – *polarization mode Dispersion*) em relação aos canais com 10 Gbit/s. Além disso, para manter a mesma taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*), a relação sinal ruído óptica (OSNR – *optical signal to noise ratio*) tem de ser melhorada em 6 dB, e os efeitos não-lineares afetam mais a qualidade da transmissão (CHARLET; BIGO, 2006). A situação é muito semelhante em caso de transmissão de 100 Gbit/s e além. Como consequência, a distância máxima sem regeneração eletrônica (alcance transparente) é mais curto para taxas mais elevadas. É identificada, então, uma relação de compromisso entre a maior capacidade e o alcance transparente do sinal (APARICIO-PARDO; PAVON-MARINO e ZSIGMOND, 2011).

Então, pode ser considerada, alternativamente, a perspectiva de um cenário de redes heterogêneas com equipamentos reconfiguráveis, em que o formato e taxa de transmissão

escolhido variam de acordo com os parâmetros específicos de cada enlace. A heterogeneidade pode ser identificada, pelo menos, em dois níveis diferentes. O primeiro é referente às grandes variações de demanda entre dois nós (origem e destino). Em segundo lugar, a degradação do sinal resultante de efeitos da camada física pode variar de um caminho para o outro, limitando a distância óptica sem regeneração alcançada pelo sinal. A adaptação à heterogeneidade da rede é alcançada pelo uso de redes que permitem utilizar múltiplas taxas de transmissão (MLR – *mixed-line-rate*) e múltiplos formatos de modulação (MMF – *multiple modulation formats*). As redes MLR-MMF proporcionam versatilidade no provisionamento de largura de banda, uma vez que requisições de baixas taxas de dados podem ser multiplexadas em comprimentos de onda com alta capacidade (agregação de tráfego), e caminhos ópticos (*lightpaths*) podem ser configurados em comprimentos de onda de alta capacidade quando altas taxas de dados são solicitadas (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a 2010b; NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2009a, 2009b).

Outro fator não menos importante é o consumo energético dos equipamentos necessários para suprir a demanda de tráfego. Ao migrar para taxas mais altas aumenta-se o consumo de energia requerido pelos equipamentos usados. Por exemplo, o alcance do sinal (sem regeneração eletrônica) para uma transmissão em 100 Gbit/s depende da complexidade do DSP (*digital signal processing*) utilizado, impactando no consumo (RIZZELLI et al., 2013). Então, a estratégia MLR-MMF possibilita, também, melhorar a eficiência da rede tanto em termos de custo quanto em termos de consumo energético. Portanto, a implantação de sistemas de taxa de linha mista pode oferecer mais benefícios do que a migração pura e simples para taxas de bits mais elevadas.

O aumento da heterogeneidade das redes ópticas traz a tona outra questão chave: como controlar e gerenciar eficientemente recursos de rede cumprindo os requisitos de qualidade de serviço (QoS – *quality of service*). Uma possível solução para prover esse controle são as redes cognitivas. Esse tipo de rede é definido como um processo que monitora as condições da rede com a finalidade de planejar, decidir e agir sobre essas condições (DE MIGUEL et al., 2013). Dessa maneira, é imperativo ter informação contínua e em tempo real sobre a qualidade da transmissão de cada canal, de acordo com sua taxa e formato de modulação.

Para obter o estado da rede com precisão, tanto em termos das propriedades de transmissão quanto das condições dos equipamentos, é necessário monitorar uma grande quantidade de parâmetros: potência, comprimento de onda, OSNR, dispersão, DGD (*differential group delay*), efeitos não lineares, etc. Diversas abordagens consideram esses parâmetros (ou um conjunto deles) e utilizam diversas técnicas para monitorá-los, tais como, extinção de polarização para OSNR (FLORIDIA; MORAES, 2008; FLORIDIA et al., 2010) e modulação

polarização em baixa frequência para DGD, comprimento de onda e potência (FLORIDIA; FERES; ROMERO, 2010; SKÖLD et al., 2009).

Neste cenário e focando na realidade brasileira, em que as operadoras operam com sistemas legados com taxa de 10 Gbit/s modulados com NRZ (*non-return-to-zero*), mas contemplam a possibilidade de migração para a taxa de 40 Gbit/s, ou mesmo para o padrão 100G coerente, o presente trabalho analisa os benefícios proporcionados com o uso de redes MLR-MMF em relação à substituição do legado por apenas uma taxa (SLR – *single line rate*), eventualmente 100 Gbit/s. Para tal, é considerada a coexistência das taxas 10, 40 e 100 Gbit/s com espaçamento fixo entre os canais. Isto significa que a infraestrutura da camada física é uniforme e pode transportar sinais de 10/40/100 Gbit/s. Aqui, apenas os tipos de transponders são diferentes.

Neste trabalho, a análise do desempenho de uma rede heterogênea é realizada utilizando as ferramentas de simulação MatLab para definição da rota e o OptiSystem para simular a propagação do sinal óptico na fibra. A partir da definição da rota, os enlaces são submetidos à análise do *software* OptiSystem o qual fornece a taxa de erro de bit (BER) e a relação sinal ruído óptica (OSNR). O valor limite para a BER é igual a 10^{-3} , considerando a utilização de algoritmo de correção de erro (FEC – *Forward-error correction*). Para OSNR, os valores limites variam de acordo com o formato de modulação e taxa de transmissão utilizados. Esses valores são armazenados em um banco de dados para uso posterior. A integração entre os dois *softwares* e o banco de dados permite a simulação de enlaces de uma rede qualquer. Dessa forma diversas topologias podem ser analisadas. Nesse sentido, o OptiSystem atua como um monitor da qualidade no caminho óptico. Em uma rede real esse tipo de informação pode ser obtido por meio de técnicas de monitoramento óptico. Por isso, neste trabalho, são também investigados e testados experimentalmente dois métodos de monitoramento da OSNR: anulamento da polarização para obter OSNR e monitor multiparâmetro baseado em modulação da polarização em baixa frequência.

1.1 Organização do Trabalho

O presente trabalho é constituído de cinco capítulos, conclusão e textos complementares (apêndices) para completar a argumentação de algumas seções.

Os fundamentos e definições relacionados ao uso de múltiplas taxas e múltiplos formatos de modulação são abordados no **Capítulo 2**. O tráfego ao longo da rede nem sempre requer taxas de transmissão muito elevadas, como 100 Gbit/s e além. Diferentes tipos de aplicações requerem diferentes granularidades de largura de banda, exigindo que a rede se

adapte a essa realidade. Portanto, a questão fundamental é atender ao perfil heterogêneo das novas redes e a alta demanda por tráfego. Nesse contexto surge o conceito de redes MLR-MMF, uma estratégia para melhorar a eficiência da rede. Outro aspecto apresentado no capítulo mencionado é a redução no consumo de energia nas redes ópticas. Esse tópico tem sido alvo de grande interesse nos últimos anos. Há um crescente consenso sobre a necessidade de colocar a conservação de energia entre os principais temas para investigação.

A partir da revisão dos fundamentos das redes MLR-MMF, no **Capítulo 3** é proposta uma metodologia para simulação de redes com múltiplas taxas e múltiplos formatos. A ideia principal é integrar duas ferramentas de simulação para analisar a propagação do sinal em diferentes caminhos ópticos em diferentes topologias. Para tornar o processo de simulação mais rápido, as informações referentes aos caminhos são armazenadas em um banco de dados para uso posterior. Outro módulo adicionado à metodologia é a análise do consumo energético da rede.

No **Capítulo 4** são apresentados dois estudos de caso aplicados ao método proposto. Duas topologias de rede são utilizadas. A primeira, arbitrária, com oito nós e distâncias que variam entre 45 e 200 km. A segunda consiste na rede brasileira Kyatera. Os resultados obtidos a partir das simulações computacionais são analisados e discutidos. O principal parâmetro de comparação é o compromisso entre o consumo energético e a probabilidade de bloqueio da rede. O objetivo em comparar esquemas diferentes de rede é encontrar uma combinação de taxas de transmissão e formatos de modulação que reduza o consumo energético sem penalizar excessivamente a probabilidade de bloqueio.

Uma vez que o tipo de rede discutida é heterogênea e reconfigurável, o sinal pode percorrer caminhos diferentes e acumular quantidades diferentes de efeitos degradantes. Dessa maneira, é imperativo ter informação contínua e em tempo real sobre a qualidade da transmissão de cada canal, de acordo com sua taxa de formato de modulação. Neste sentido, **Capítulo 5** aborda técnicas de baixo custo para monitoramento do desempenho da rede conhecidas na literatura por *Optical Performance Monitoring* (OPM). Dois métodos são investigados e testados experimentalmente: anulamento da polarização e monitor multiparâmetro baseado em modulação da polarização em baixa frequência.

As conclusões extraídas dos resultados obtidos nos Capítulos IV e V são discutidas no **Capítulo 6**. Além disso, são listados os trabalhos publicados a partir dos estudos apresentados e apresentadas propostas para trabalhos futuros.

Três textos complementares são adicionados ao trabalho. O primeiro (**Apêndice A**) apresenta os fundamentos teóricos do algoritmo de roteamento Dijkstra para auxiliar no

entendimento da metodologia proposta. Um dos passos de implementação considera a implementação de um algoritmo desse tipo. No **Apêndice B** são descritos alguns algoritmos de otimização de função, pois são utilizados em uma das técnicas de monitoramento estudada e testada. No Capítulo V também é estudada uma técnica de monitoramento multiparâmetro utilizando modulação da polarização em baixa frequência. Os fundamentos de polarização que complementam o entendimento da técnica são abordados no **Apêndice C**.

1.2 Contribuições da pesquisa

As principais contribuições deste trabalho são as seguintes:

- ✓ Comparar esquemas diferentes de rede e encontrar uma combinação de taxas de transmissão e formatos de modulação que reduza o consumo energético sem penalizar excessivamente a probabilidade de bloqueio. Mostrar que redes com múltiplas taxas e formatos é uma boa escolha para melhorar a probabilidade de bloqueio sem aumentar o consumo energético;
- ✓ Analisar o compromisso entre o consumo energético e a probabilidade de bloqueio de redes SLR e MLR;
- ✓ Desenvolver uma metodologia de simulação de rede que considera aspectos da camada física. Uma abordagem nova que permite analisar (em termos de probabilidade de bloqueio e consumo energético) diversos cenários e determinar qual a combinação de taxas e formatos se adequa às condições de tráfego;
- ✓ Apresentar a avaliação de desempenho de um monitor de OSNR *in-band* com extinção de polarização em uma rede real;
- ✓ Propor o uso de algoritmos de otimização de função simples baseados na observação de processos naturais no método de extinção de polarização para monitorar a OSNR do canal. Dois algoritmos foram testados e discutidos: PSO (*Particle Swarm Optimization*) e GA (*Genetic Algorithm*);
- ✓ Analisar numericamente o método de monitoramento multiparâmetro proposto em (SKÖLD et al., 2009) e sua capacidade de obter o equivalente aos estados de polarização de diversos canais por meio de uma calibração prévia. A partir desse ponto, é analisada uma calibração simplificada que reduz a complexidade matemática, limita a possibilidade de erros no processo e diminui o tempo necessário para a implementação prática do método;

2 REDES COM MÚLTIPLOS FORMATOS E MÚLTIPLAS TAXAS: FUNDAMENTOS

A migração de rede 10 Gbit/s para 40/100/400 Gbit/s é uma solução para aumentar a capacidade total das redes ópticas transparentes. Uma possível implementação dessa ideia é substituir o legado existente de taxas baixas por equipamentos que suportem a transmissão em taxas mais elevadas. Além disso, esses sistemas suportam, em um único comprimento de onda, volume maior de serviços que requerem taxas menores de bits, diminuindo o custo dos comutadores. Em termos econômicos, o custo de transmissores de 40 Gbit/s é três vezes maior que transmissores de 10 Gbit/s, o que proporciona uma economia no valor do bit transmitido por segundo: a capacidade de transmissão é quatro vezes maior e o custo apenas três (APARICIO-PARDO e PAVON-MARINO, 2011). A mesma economia no valor do bit é esperada para transmissões de 100 Gbit/s e além.

Nesse contexto, é desejável o emprego de taxas de transmissão elevadas no núcleo da rede. Porém existem dois fatores que torna essa estratégia menos interessante: heterogeneidade da rede e consumo energético. A heterogeneidade pode ser identificada em dois níveis diferentes, pelo menos. O primeiro é referente às grandes variações de demanda entre dois nós (origem e destino). Em segundo lugar, a degradação do sinal resultante de efeitos da camada física pode variar de um caminho para o outro, limitando a distância óptica sem regeneração de taxas mais altas de transmissão. Como consequência, surge um compromisso entre capacidade e alcance. Portanto, para usar 100 Gbit/s em toda rede de núcleo são requeridos equipamentos de custo elevado para garantir qualidade e longo alcance ao sinal.

Outro fator não menos importante é o consumo energético necessário para suprir o tráfego. Ao migrar de taxas mais baixas para 100 Gbit/s e além, aumenta-se o consumo de energia da rede, pois os equipamentos necessários para prover taxas mais altas requerem mais energia. Por exemplo, o alcance do sinal (sem regeneração eletrônica) para uma transmissão em 100 Gbit/s depende da complexidade do DSP utilizado, impactando no consumo.

A adaptação à heterogeneidade da rede e da demanda é alcançada pelo uso de redes que permitem utilizar múltiplas taxas de transmissão (MLR – *mixed-line-rate*) e múltiplos formatos

de modulação (MMF). A MLR-MMF é uma estratégia para melhorar a eficiência da rede tanto em termos de custo quanto em termos de consumo energético.

2.1 Redes com Múltiplas Taxas (MLR)

Com o rápido aumento da demanda por tráfego, a largura de banda disponível das redes de longo alcance é continuamente atualizada. Enquanto a indústria despende esforços para aumentar a capacidade da rede e substituir sistemas que operam em taxas de 10 Gbit/s, existe um número de questões tecnológicas que precisam ser abordadas. A qualidade da transmissão, o preço e o consumo de energia por bit tem que ser melhorado para justificar o uso de 40/100 /400 Gbit/s de transporte WDM como solução mais eficaz do que 10 Gbit/s.

Nesse cenário, em que a demanda por tráfego cresce a cada ano, a migração para taxas mais elevadas de transmissão é um processo natural. No entanto, o tráfego ao longo da rede nem sempre requer taxas de transmissão muito elevadas, como 100 Gbit/s e além. Diferentes tipos de aplicações requerem diferentes granularidades de largura de banda, exigindo que a rede se adapte a essa realidade (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a, 2010b). Além disso, a transmissão do sinal é significativamente afetada por limitações físicas das fibras e dos componentes ópticos. A distância percorrida por um sinal óptico antes que a sua qualidade (que pode ser medida pela taxa de erro de bit) degradar a um nível inaceitável é chamado de alcance da transmissão. Vários fatores afetam o alcance da transmissão: a potência lançada do sinal, o formato de modulação, a taxa de bits, o tipo de amplificação, interferências de outros sinais, etc. (CHRISTODOULOPOULOS; MANOUSAKIS; VARVARIGOS, 2011). Devido ao acúmulo desses efeitos degradantes, o alcance de alguns caminhos com altas taxas de bits pode ser limitado, resultando no bloqueio da conexão (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).

Com o aprimoramento da tecnologia, será possível incorporar aos sistemas 10 Gbit/s existentes, comprimentos de onda que suportam taxas mais elevadas de transmissão (CHRISTODOULOPOULOS; MANOUSAKIS; VARVARIGOS, 2011). Assim, o projeto de rede pode explorar a utilização de múltiplas taxas de transmissão. Esse tipo de configuração de rede é chamado normalmente de MLR (*Mixed Line Rate*) e tem sido tema de muitas pesquisas no campo das redes ópticas (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2009a, 2009b, 2010a 2010b; WUTH; CHBAT; KAMALOV, 2008).

As redes MLRs proporcionam versatilidade no provisionamento de largura de banda, uma vez que requisições de baixas taxas de dados podem ser multiplexadas em comprimentos de onda com alta capacidade (agregação de tráfego), e caminhos ópticos (*lightpath*) podem ser configurados em comprimentos de onda de alta capacidade quando altas taxas de dados são

solicitadas. Nos sistemas WDM legados, os canais operam tipicamente a 10 Gbit/s. A migração para taxas de 40 Gbit/s já estão sendo introduzidas, e a implantação de 100 Gbit/s é iminente. Essas diferentes taxas de transmissão podem coexistir na grade de canais dos sistemas existentes. Portanto, um sistema WDM de próxima geração precisa suportar MLRs (CHOWDHURY et al., 2012).

Figura 1: Esquema básico de uma rede MLR (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).

O esquema básico de uma rede MLR é ilustrado na Figura 1, em que diferentes taxas podem coexistir em uma mesma fibra (ou em fibras distintas) sobre diferentes comprimentos de onda. Nesse caso pode-se aplicar o conceito de disponibilidade das taxas de transmissão de acordo com restrição de qualidade (BER, OSNR). Rotas longas com tráfego intenso e sujeitas a degradação devido a não linearidades, por exemplo, serão forçadas a usar os canais com baixas taxas como ilustrado na Figura 2: do nó 2 até o nó 13 é permitido caminhos de 10, 40 ou 100 Gbit/s. No entanto, só é possível tráfego com taxa de 10 Gbit/s.

Figura 2: Representação da disponibilidade de taxas considerando restrições de qualidade (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).

Quando todos os comprimentos de onda da rede possuem a mesma taxa, adota-se a nomenclatura SLR (*Single-Line-Rate*). Nesse trabalho as redes SLR são utilizadas como

parâmetro de comparação. Feres, Rocha e Romero (2013), definem esse tipo de rede como um caso particular de MLR.

O espaçamento entre canais WDM é uma questão importante em redes MLR. Nesse trabalho, é considerado espaçamento fixo entre os canais, pois é mais adequado para o cenário analisado, em que a infraestrutura da camada física é uniforme e apenas o tipo de transponders se altera para prover diferentes taxas (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010a).

Outro conceito que pode ser explorado para atender ao tráfego heterogêneo são as redes elásticas. A EON (*Elastic Optical Network*) permite a reconfiguração da taxa de transmissão e/ou o formato de modulação de um canal para atender diferentes tipos de tráfego (RIVALE; MOREA, 2010; JINNO et al., 2011). A técnica CO-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing with coherent detection*) e a possibilidade de explorar diferentes formatos de modulação em diferentes subportadoras, fazem das redes EON uma solução promissora para as futuras redes ópticas. Os benefícios dessa técnica estão sendo estudado em termos de largura de banda ocupada, número de interfaces ocupadas, custo, entre outras características (LOPEZ et al., 2012; RIVALE; MOREA, 2012). Os exemplos de alocação de recursos em redes MLR e EON são ilustrados na Figura 3.

Figura 3: Exemplo de alocação de recursos em redes MLR e EON. (a) R_1 , R_2 e R_3 representam 10, 40 e 100 Gbit/s, respectivamente. (a) o espaçamento entre os canais é fixo igual a 100 GHz. (b) a taxa de transmissão é definida pela quantidade de janelas de 12,3GHz o canal alocou.

Nas redes ópticas WDM, a arquitetura mais comum para estabelecer a conexão na rede é a atribuição de comprimento de onda, em que a comunicação entre uma fonte e um destino é realizada através de caminhos ópticos (*lightpath*). Do ponto de vista da rede, estabelecer um

caminho óptico para uma nova conexão requer a seleção de uma rota (caminho) e um comprimento de onda livre nos enlaces que o compõem. O problema de seleção de caminhos e comprimentos de onda apropriados para um conjunto de conexões solicitadas é chamado roteamento e atribuição de comprimentos de onda (RWA), e seu objetivo é minimizar os recursos de rede utilizada, ou o custo da rede, ou para maximizar o tráfego servido para um determinado conjunto de recursos. No entanto, para estabelecer uma conexão em uma EON é necessário um algoritmo de roteamento e atribuição de comprimento de onda (RWA – *Routing Wavelength Assignment*) mais complexo em relação ao usado em redes WDM comuns, pois a alocação do espectro deve ser considerada. O novo algoritmo é nomeado RMLSA (*Routing, Modulation Level and Spectrum Allocation*) (LOPEZ et al., 2012) (KLEKAMP, GEBHARD e ILCHMANN, 2012).

2.2 Redes com Múltiplos Formatos de Modulação (MMF)

Uma opção para atender aos novos perfis de tráfego é aumentar a eficiência espectral (SE – *spectral efficiency*) da transmissão por meio do uso de formatos avançados de modulação tais como o chaveamento de fase (PSK – *phase-shift keying*) e a modulação em quadratura da amplitude (QAM – *quadrature amplitude modulation*) (WINZER; ESSIAMBRE, 2008a, 2008b). Sistemas de 10 Gbit/s típicos utilizam modulação de intensidade (OOK – *on/off keying*) cuja SE é igual a de 0,5 b/s/Hz. Empregando o chaveamento em quadratura de fase (QPSK – *quadrature phase-shift keying*) chega-se a uma eficiência espectral de 1 b/s/Hz. Para um formato de 16-QAM, a SE alcança o valor de 2 b/s/Hz. É possível, ainda, dobrar a eficiência espectral da transmissão utilizando dupla polarização (DP – *dual polarization*). Nesse caso, dois sinais distintos propagam em uma mesma banda de frequência, porém em modos de polarização diferentes. A OIF (*Optical Internetworking Forum*), por exemplo, sugere que a taxa de 100 Gbit/s seja modulada com DP-QPSK (*dual polarization quadrature phase-shift keying*) com detecção coerente.

No entanto, com o aumento do número de bits/símbolo faz-se necessário o uso de equipamentos sofisticados no receptor, envolvendo esquemas de detecção coerente. Além disso, o uso de tecnologias de processamento de sinais (DSP – *digital signal processing*) após a recepção exige requisitos de potência adicionais, tornando esta solução pouco atraente em situações em que altas taxas não são necessárias. Por isso, prevê-se que a rede legada 10 Gbit/s ainda permanecerá no cenário das comunicações ópticas nos próximos anos e vai coexistir com as implantações de equipamentos de 40 Gbit/s atuais, e consequentemente, os de 100 Gbit/s. (BOUGIOUKOS et al., 2012)

Para diminuir os efeitos degradantes do sinal, pode-se explorar a heterogeneidade dos sistemas de transmissão por meio do emprego de diferentes formatos de modulação. Sistemas de longa distância e altas taxas, por exemplo, podem usar a modulação DQPSK (*differential quadrature phase shift keying*), tolerante a dispersão e a diafonia (*crosstalk*) do WDM. O uso de formatos de modulação mais simples (OOK, por exemplo) iria tornar esse sistema de longa distância inviável devido às restrições de BER, como mostrado em (NAG; TORNATORE, 2009). Nesse contexto, os autores do trabalho citado exploram o uso de múltiplas taxas de transmissão com a possibilidade de múltiplos formatos de modulação (MLR-MMF) para avaliar a relação entre o custo e o alcance do sinal.

Em (SAMBO et al., 2011a) é proposto uma extensão para o plano de controle a fim de garantir a qualidade do sinal transmitido. O algoritmo prevê a ciência de efeitos degradantes da camada física, mais especificamente o XPM (*Cross Phase Modulation*) induzido por canais com modulação de intensidade sobre canais com modulação de fase. A taxa de transmissão com seu respectivo formato de modulação são escolhidos de acordo com as características no caminho óptico reduzindo a probabilidade de bloqueio da rede. Três combinações são usadas: 10 Gbit/s com OOK, 40 Gbit/s com DQPSK e 100 Gbit/s com DP-QPSK. Os autores também investigam em (SAMBO et al., 2011b) o estabelecimento de conexão considerando os efeitos da camada física em uma rede experimental com canais de 10 Gbit/s OOK e 100 Gbit/s DP-QPSK.

A incorporação de múltiplos formatos de modulação a redes MLR também auxilia na otimização do custo global da rede, comparado com a utilização de apenas um formato, como demonstrado em (NAG e TORNATORE, 2009). O projeto com uma rede desse tipo provê um balanceamento entre o custo (financeiro e energético) e a capacidade do canal. Por exemplo: utilizando os formatos de modulação duobinário e DQPSK diminui as restrições de viabilidade sobre os caminhos de altas taxas. A diminuição do custo vem com a premissa de que, mesmo o custo do transceptor para a modulação DQPSK ser aproximadamente 50% maior que para a modulação duobinário, o alcance da rede aumenta em duas vezes (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010). Além disso, canais com altas taxas aumentam a capacidade de transmissão, mas também consomem mais energia. Uma vez que nem todas as conexões necessitam de taxas elevadas, combinar diferentes taxas (MLR) para atender as diferentes demandas resulta em redução do consumo energético (NAG; TORNATORE; MUKHERJEE, 2010).

2.3 Consumo energético em redes ópticas

O consumo energético tem sido umas das principais considerações em redes de comunicação óptica. Em geral esse tema era mais comumente considerado em sistemas com restrições de energia, tais como submarinos e comunicação por satélite. No entanto, com o crescente aumento do tráfego nas redes ópticas, a eficiência energética tem sido largamente estudada no projeto da rede (KILPER et al., 2012). Lange et al., 2014 afirma que as redes de telecomunicações estão entre os maiores consumidores de energia. Na Alemanha, por exemplo, as redes Deutsche Telekom representam cerca de meio ponto percentual do consumo nacional de energia elétrica. Já o consumo do provedor de rede Italian Telecon é 1% do total de energia consumida na Itália (MURDOCK; RAPPAPORT, 2014). Esse crescente aumento do consumo é consequência da expansão da capacidade e cobertura geográfica das redes de comunicação (TUCKER, 2011). É estimado que o consumo energético das infraestruturas de backbone (roteadores, transmissores e receptores, comutadores, etc.) seja aproximadamente 12% do consumo total da Internet (CHOWDHURY et al., 2012).

Figura 4: Publicações IEEE contendo as frases, "consumo de energia", "eficiência energética" e "uso de energia" concatenadas (AND) às frases "rede óptica", "transmissão óptica" (KILPER et al., 2012).

Nesse contexto, a redução no consumo de energia tem sido alvo de grande interesse nos últimos anos. Há um crescente consenso sobre a necessidade de colocar a conservação de energia entre os principais tópicos para investigação (ZHANG et al., 2010; TUCKER, 2011a, 2011b; LANGE et al., 2014). Uma consulta aos metadados (título e resumo) do repositório IEEE Xplore sobre as frases, "consumo de energia", "eficiência energética" e "uso de energia" concatenada (AND) às frases "rede óptica", "transmissão óptica" e "WDM" revela que houve

poucas publicações anteriores a 2007. Após 2007, o número de publicações aumentou rapidamente. Essa pesquisa está ilustrada na Figura 4.

Minimizar o consumo energético em redes ópticas pode ser realizado em quatro níveis: componente, transmissão, rede e aplicação. No primeiro caso, componentes de processamento totalmente ópticos altamente integrados, como conversores de comprimento de onda estão sendo desenvolvidas com a proposta de reduzir significativamente o consumo de energia (TUCKER, 2011a). Ao nível da transmissão, estão sendo introduzidas fibras de baixa atenuação e dispersão, além de transmissores e receptores ópticos com eficiência energética. Alocação de recursos com mecanismos para aumentar a eficiência energética, roteamento, redes de acesso de longo alcance, etc estão sendo investigados no nível de rede para reduzir o consumo de energia de redes ópticas. No nível de aplicação, mecanismos de conectividade de rede com eficiência energética tais como "proxy" e abordagens sustentáveis para a computação em nuvem estão sendo propostas para reduzir o consumo de energia. A abordagem adotada nesse trabalho considera minimizar o consumo energético no nível de rede, investigando quão impactante são as escolhas de determinadas taxas (e por consequência *transponders*) para suprir uma determinada demanda de tráfego.

A eficiência energética pode ser aumentada adotando algumas abordagens tais como: projetar e desenvolver equipamentos e componentes que consomem menos energia, dispor apropriadamente os elementos da rede (considerar o consumo da rede como uma restrição para projetá-la), ajustar dinamicamente a capacidade da rede para atender a demanda corrente e assim poupar recursos energéticos. Diversas abordagens são propostas com essa finalidade. Em Shen e Tucker (2009) é proposto um modelo de otimização baseado em programação linear inteira mista (MILP - *mixed integer linear programming*) e na estratégia de evitar determinados caminhos ópticos para minimizar o consumo de energia de uma rede IP (*Internet Protocol*) sobre a camada física WDM. A economia de energia alcançada com essa técnica chega a 45%.

Para o mesmo tipo de arquitetura de rede (IP sobre WDM), Ahmad et al. (2013) investiga o problema da eficiência energética com foco na minimização do consumo utilizando o conceito de roteamento do tráfego em múltiplos caminhos. O intuito é demonstrar que é possível alcançar benefícios substanciais quando o tráfego entre um par de nós origem e destino é distribuído em mais de um caminho. O modelo proposto é baseado em MILP, no entanto, em alguns casos, em redes muito grandes, o tempo necessário para encontrar uma solução é inaceitável. Por esse motivo, os autores desenvolveram um algoritmo baseado no conceito de algoritmo genético para utilizar em redes com tamanho médio. O impacto no consumo é analisado nas camadas IP e WDM separadamente, e em seguida, em conjunto. A economia de

energia chega a 25% quando comparado com o uso de algoritmo de roteamento tradicional (seleção de apenas um caminho).

Em Rizzelli et al. (2013) é proposto um modelo analítico para computar o aumento do consumo energético em *transponders* para transmissão em 100 Gbit/s dependendo do alcance do sinal óptico em redes do tipo IP-sobre-WDM. O modelo de consumo do *transponder* é baseado na complexidade dos algoritmos de pós-processamento (DSP – *digital signal processing*) empregados. Os autores mostram que é possível reduzir o consumo energético encontrando o alcance ideal (sem regeneração do sinal), conceito introduzido por (SIMMONS, 2005) que define o alcance ideal do sistema baseado em uma métrica de custo. A técnica foi implementada utilizando MILP e testada em uma topologia semelhante a rede europeia. A partir dos testes, foi mostrado que as redes IP-sobre-WDM com taxa de bits igual a 100 Gbit/s podem conseguir economias significativas de energia.

Outra maneira de aumentar a eficiência energética das redes ópticas é explorando a heterogeneidade. Cenários que utilizam redes MLR-MMF tem sido alvo de pesquisas em relação à redução do consumo energético. A economia de energia é obtida devido à utilização de taxas de bits mais baixas em determinados caminhos ópticos, e consequentemente ao uso de transmissores que consomem menos. Na próxima seção são apresentados alguns trabalhos focados na minimização do consumo energético por meio de redes com múltiplas taxas.

2.3.1 Consumo energético em redes com múltiplas taxas e múltiplos formatos de modulação

Chowdhury, Tornatore e Mukherjee (2010) apresentam um modelo matemático para determinar a eficiência energética de redes com múltiplas taxas. O custo energético é minimizado considerando os equipamentos da rede (*transponders*, amplificadores, entre outros) e mostra a eficiência da rede MLR. Os custos de energia dos *transponders* de 10, 40 e 100 Gbit/s são, respectivamente, 35, 175 e 490 W, números que sugerem que taxas de bits mais altas introduzam uma “penalidade de volume”: o custo energético aumenta é maior que o aumento linear da taxa de bits. Os autores comparam o consumo de redes MLR e SLR e constatarem que a primeira apresenta menor consumo energético.

Em (CHOWDHURY et al., 2012) é proposto um modelo matemático para projetar redes MLR, visando eficiência de custo energético e monetário. O objetivo do modelo é encontrar uma combinação de taxas que reduza o consumo de energia em toda a rede. As arquiteturas de rede investigadas são as transparente, translúcida e opaca. O estudo de caso é realizado com a topologia da rede Pan-Americana, com valores realistas de consumo. Além

disso, é realizado um estudo comparativo entre a eficiência energética de redes MLR e SLR.. Diferentes cargas de tráfego são exploradas concluindo que redes MLR podem, na maior parte dos casos, prover maior eficiência energética. A desvantagem do modelo é em relação a complexidade de desenvolvimento, além disso, ele não contempla a possibilidade de usar outros diferentes formatos de modulação.

Do ponto de vista de um provedor de serviços, é desejado que a estratégia de migração para taxas de bits mais elevadas seja otimizada em relação aos custos energéticos e monetários, considerando o crescimento do tráfego. Nesse sentido, Nag, Tornatore e Mukherjee (2012) investigam o uso de redes com múltiplas taxas para prover essa otimização. Além disso, é apresentado um estudo sobre qual o efeito causado pela ocorrência de interrupção de conexões para acomodar o aumento do tráfego sobre o consumo energético da rede. Geralmente, o provedor de serviços almeja o menor número de interrupções possível durante a atualização da carga. Os resultados mostram que a quantidade de interrupções tem um efeito conflitante na eficiência energética e em termos de custo de atualização em redes MLR, justificando a importância de uma estratégia de atualização otimizada para que, tanto o custo quanto o consumo de energia sejam mantidos dentro de determinados limites.

Nag, Wang e Mukherjee (2013) propõem um modelo que minimiza o consumo de potência de uma rede com determinada demanda de tráfego. Primeiramente os autores assumem que o tráfego é determinístico e posteriormente consideram que o tráfego entre um par de nós (origem e destino) flutua aleatoriamente. O estudo tem foco na comparação da eficiência energética entre as redes com OFDM com grade elástica e MLR (com grade fixa). Outro trabalho que investiga o consumo energético de redes elásticas empregando OFDM e redes com múltiplas taxas é o apresentado em (KLEKAMP, GEBHARD e ILCHMANN, 2012). O estudo é realizado para um tráfego real e uma projeção de tráfego para o cenário de 2020.

2.4 Considerações finais

Os avanços tecnológicos apontam para uma renovação da infraestrutura atual, de modo a torná-la adequada à operação dentro dos novos paradigmas das redes, com a existência de tráfego heterogêneo e a necessidade de economia energética. Sob o ponto de vista do planejamento de uma operadora de telecomunicação, é desejável que a substituição de equipamentos ocorra de forma mais gradual e que a substituição da infraestrutura atual seja otimizada para acomodar a demanda por alta capacidade sem requerer a construção de uma infraestrutura completamente nova. Com a característica heterogênea da rede e a possibilidade de atender a diferentes demandas com diferentes taxas de transmissão, o projeto de rede pode

explorar a utilização redes MLR para reduzir o consumo energético. As operadoras de telecomunicações podem utilizar redes MLR para fornecerem diferentes rotas, taxas e formatos de modulação, constituindo um modelo de migração tecnológica adaptável a condições regionais.

3 METODOLOGIA PARA SIMULAÇÃO DE REDES COM MÚLTIPLAS TAXAS E MÚLTIPLOS FORMATOS

Para viabilizar a análise do desempenho de uma rede heterogênea, são utilizadas as ferramentas de simulação MatLab para definição da rota e o OptiSystem para simular a propagação do sinal óptico na fibra. A partir da definição da rota, os enlaces são submetidos à análise do *software* OptiSystem o qual fornece resultados de taxa de erro de bit (BER) e relação sinal ruído óptica (OSNR). Esses valores são armazenados em um banco de dados para uso posterior, quando da definição da rota. A integração entre os dois *softwares* e o banco de dados permite a simulação de enlaces de uma rede qualquer. Dessa forma diversas topologias podem ser analisadas.

O algoritmo de roteamento calcula o menor caminho para estabelecer conexão entre um dois nós (origem e destino). Caso exista uma rota, a mesma será monitorada para assegurar que a degradação do sinal causada por efeitos da camada física esteja em níveis aceitáveis. Encontram-se na literatura diversas técnicas de monitoramento de parâmetros da camada física (PAN; YU; WILLNER, 2010). Nesse trabalho, algumas dessas técnicas são investigadas experimentalmente e apresentadas no Capítulo V. No OptiSystem, o componente de fibra óptica simula a propagação de um campo óptico de uma fibra com dispersão e efeitos não lineares. Dessa forma é possível simular o monitoramento por meio do *software*.

3.1 Abordagem Adotada para Desenvolvimento de Redes MLR-MMF

A abordagem adotada para simular as redes MLR-MMF é dividida em três etapas:

1. Inicialmente, caminhos ópticos (*lighthpaths*) são montados e analisados separadamente, por meio do uso do *software* OptiSystem, apropriado para a análise de sistemas ópticos. O objetivo é computar o desempenho de cada caminho óptico em termos de uma determinada métrica (BER, OSNR, etc...), considerando os *impairments* (efeitos degradantes) do sistema, para cada uma das taxas de transmissão e formato de

modulação de interesse. Ao fim desta etapa, dispõe-se então de uma base de dados com as características dos caminhos simulados.

2. De posse desta base de dados, um simulador de redes (desenvolvido pela autora e descrito nas seções posteriores) calcula a rota apropriada para estabelecer a conexão solicitada. São computados a probabilidade total de bloqueio e o consumo energético da rede para diferentes demandas de tráfego, de acordo com o conjunto de taxas de transmissão e formatos de modulação em uso.
3. A repetição do procedimento anterior permitirá determinar empiricamente qual conjunto de formatos de modulação e taxas de transmissão (dentre os que foram escolhidos para análise) é mais adequado para uma determinada demanda. Essa análise é feita em termos do compromisso entre probabilidade de bloqueio e consumo energético.

Aqui, o principal desafio científico, reside no tratamento a ser dado aos efeitos não lineares, uma vez que, neste caso os enlaces não podem, em princípio, ser tratados de forma independente. Nag, Tornatore e Mukherjee (2010), desconsideram a influência de efeitos não-lineares, pois afirmam que, em alguns casos, a estimativa torna-se intratável. No entanto, a ferramenta OptiSystem simula a propagação do sinal na fibra considerando efeitos não-lineares tais como a modulação de fase cruzada (XPM – *cross-phase modulation*) e auto modulação de fase (SPM – *self-phase modulation*). Uma vez que o recurso de simulação desses efeitos não-lineares já está disponível na ferramenta utilizada, considera-se, no presente trabalho, um cenário de pior caso, em que para computar a qualidade do caminho óptico pelo OptiSystem, são utilizados todos os canais em operação.

3.2 Combinações MLR-MMF configuradas na ferramenta

Antes de colocar em prática a abordagem adotada e descrita anteriormente, é necessário definir qual o conjunto de taxas e formatos de modulação constituem a rede MLR-MMF. Oito comprimentos de onda por enlace são utilizados nas simulações e cada um pode assumir uma combinação MLR-MMF. As frequências (em THz) são espaçadas em 100 GHz (de acordo com a grade ITU-T G.694.1): 1552,52 nm, 1551,72 nm, 1550,92 nm, 1550,12 nm, 1549,32 nm, 1548,51 nm, 1547,72 nm e 1546,92 nm.

Em 10 Gbit/s, os sistemas de transmissão óptica são baseados em modulação de intensidade (OOK). Sinais *no-return-to-zero* (NRZ) e *return-to-zero* (RZ), e também com supressão da portadora (CSRZ), são os três formatos de modulação mais comumente usados nos sistemas comerciais de comunicação de fibra óptica (YAO et al., 2014). O formato RZ tem

melhor desempenho se comparado ao NRZ para transmissão de longa distância. Contudo, o formato NRZ é ideal para transmissão de curta distância em que o benefício de desempenho adicional proporcionado pelo RZ não justifica a complexidade e custo adicional. O cenário estudado no presente trabalho representa, na realidade da rede brasileira, o emprego do formato NRZ em canais de 10 Gbit/s.

Os formatos de modulação *Differential* e *Quadrature Phase-Shift-Keying* (DPSK e DQPSK) são os mais empregados para transmitir a 40 Gbit/s por garantirem uma eficiência espectral igual ou superior a 0,8 b/s/Hz, necessária para transmissão dessa taxa na grade padronizada pelo ITU-T de 50 GHz (OLIVEIRA et al., 2011). De fato, esses formatos já estão disponíveis comercialmente (por exemplo, a empresa Optoplex Corporation tem disponível para venda, receptores com modulação DPSK e DQPSK). Por outro lado, Da Silveira et al. (2011) afirma que esquemas de modulação mais simples, tais como a modulação duobinário, atendem aos requisitos de qualidade exigidos em alguns caminhos ópticos. Nesse sentido, considerando a grade de 100 GHz do ITU-T e a afirmação anterior, o presente trabalho contempla a modulação duobinário para transmissão em 40 Gbit/s, uma solução pouco estudada na literatura, porém com grande resistência á dispersão.

Os canais em 100 Gbit/s são modulados com DP-QPSK (*dual polarization quadrature phase-shift keying*), pois é o formato escolhido pela OIF como o padrão para essa taxa de transmissão. A utilização da modulação DP-QPSK induz os sistemas ópticos à necessidade de detecção coerente, devido à necessidade de recuperação da fase do sinal. Portanto, em canais com taxa igual a 100 Gbit/s é utilizado DP-QPSK com detecção coerente.

O número de combinações possíveis entre canais com taxas e formatos de modulação é vasto e por esse motivo foram adotadas as combinações listadas na Tabela 1. Em suma, os canais podem assumir três taxas distintas 10, 40 e 100 Gbit/s, cada uma associada a um formato de modulação específico: NRZ, duobinário e DP-QPSK respectivamente. Além disso, é considerado que canais 100 Gbit/s não estejam situados entre dois canais 10 Gbit/s, pois formatos com diferença de fase são prejudicados por efeitos de XPM (modulação de fase cruzada) induzidos por canais NRZ (ALFIAD et al., 2009; SAMBO et al., 2011; TAN; PINCEMIN, 2009).

Tabela 1: Combinações MLR-MMF utilizadas nas simulações

Nomenclatura	Taxa de transmissão	Formato de modulação
SLR-10G	8 canais 10 Gbit/s	NRZ
SLR-40G	8 canais 40 Gbit/s	Duobinário
SLR-100G	8 canais 100 Gbit/s	DP-QPSK
MLR-6-10G-2-40G	6 canais 10 Gbit/s	NRZ
	2 canais 40 Gbit/s	Duobinário
MLR-4-10G-4-40G	4 canais 10 Gbit/s	NRZ
	4 canais 40 Gbit/s	Duobinário
MLR-6-10G-2-100G	6 canais 10 Gbit/s	NRZ
	2 canais 100 Gbit/s	DP-QPSK
MLR-6-40G-2-100G	6 canais 40 Gbit/s	Duobinário
	2 canais 100 Gbit/s	DP-QPSK

Em condições ideais, a SLR-10G é a rede que apresenta menor custo de implementação (equipamentos e manutenção de menor valor) e menor consumo energético por equipamento, embora tenda a bloquear mais conexões. Já a SLR-100G é o oposto da apresentada anteriormente: maior custo e consumo, e menor probabilidade de bloqueio. Entre essas duas extremidades está a SLR-40G, com valores medianos de consumo e probabilidade de bloqueio.

As sete combinações apresentadas na Tabela 1 foram escolhidas com base no custo, consumo energético e probabilidade de bloqueio, de forma que seja possível analisar redes com custo e taxas de bloqueio diferentes. Por exemplo, a substituição de dois canais de 10 Gbit/s por 40 Gbit/s resulta na combinação MLR-6-10G-2-40G: custo maior que SLR-10G, mas menor probabilidade de bloqueio. Quando substituídos 4 canais de 10 por 40Gbit/s, resulta em MLR-4-10G-4-40G, com maior custo que a anterior e menor probabilidade de bloqueio. A utilização de 100 Gbit/s em todos os canais reduz a probabilidade de bloqueio, no entanto, tem a desvantagem de ser mais custoso tanto em termos de consumo energético quanto financeiro. Dependendo dos requisitos de probabilidade de bloqueio, não é necessário utilizar uma taxa como 100 Gbit/s em todos os canais.

3.2.1 Configuração dos canais 10 Gbit/s e modulação NRZ

O NRZ é o formato de modulação por intensidade mais simples de ser gerado (WINZER; ESSIAMBRE, 2006a). É utilizado, normalmente, em sistemas de transmissão óptica com taxas de transmissão até 10 Gbit/s. As principais vantagens do NRZ-OOK são a simplicidade e baixo custo de implementação (MORITA, 2007; SEIMETZ; FREUND, 2008). Por outro lado, apresenta baixa tolerância a efeitos não lineares devido ao intenso sinal da portadora.

Nas simulações, o transmissor para 10G-NRZ consiste em um gerador de sequências pseudo-aleatórias (PRBS), um gerador de pulsos NRZ e um modulador Mach-Zehnder (MZM). Um fotodetector do tipo PIN, um filtro passa baixas e um regenerador 3R constituem o receptor para 10G-NRZ. A configuração de cada componente do transmissor e do receptor é listada na Tabela 2. Essas configurações são utilizadas na ferramenta de simulação OptiSystem.

Tabela 2: Parâmetros dos componentes que constituem o transmissor para taxa de 10Gbit/s e modulação NRZ.

Componente	Parâmetro	Valor
Laser	Potência	-1 dBm
Gerador PRBS	Taxa de bits	10 Gbit/s
	Modo de operação	Ordem: ordem de k , utilizado para gerar uma sequência com período $2^k - 1$.
Gerador de pulsos NRZ	Amplitude pico a pico	1 u.a.
Modulador Mach-Zehnder	Razão de extinção	30 dB
Fotodetector	Responsividade	1 A/W
	Corrente de escuro	10 nA
Filtro passa baixas	Formato	Bessel de 4ª ordem
	Frequência de corte	$7,5 \times 10^9$ Hz
Regenerador 3R	Taxa de bits de referência	10 Gbit/s

3.2.2 Configuração dos canais 40 Gbit/s e modulação duobinária

Para operar a transmissão a 40 Gbit/s é utilizada a modulação duobinária. Normalmente, o deslocamento de fase nesse formato é de π entre dois grupos de “1” quando o número de “0”s entre esses grupos é ímpar. Essa mudança de fase resulta na interferência destrutiva entre as energias de pulsos com fases opostas, reduzindo a largura espectral. Algumas das vantagens do formato duobinário são (MAHMUD; KHAN; RAZZAK, 2010): alta tolerância a dispersão, reduzida largura espectral e fácil implementação.

Os componentes do transmissor são: gerador de sequências pseudo-aleatórias (PRBS), pré-codificador, modulador de amplitude de pulso, filtro do tipo Bessel passa-baixa e modulador Mach-Zehnder. A potência do laser é igual a 2 dBm e o filtro possui frequência de corte igual a 10 GHz. Os demais componentes são configurados como na Tabela 2. A pré-codificação é requerida para evitar erros de propagação, garantindo que o sinal de dados recebido seja igual ao enviado. A sequência de dados resultante é convertida em sinal elétrico de três níveis usando filtros passa-baixa. A Figura 5 ilustra o transmissor duobinário.

Figura 5: Transmissor duobinário. Após precodificar os dados, o sinal elétrico passa por um filtro passa-baixas com banda igual a $\frac{1}{4}$ da taxa de transmissão. Após a filtragem, o sinal segue para um modulador Mach-Zehnder para gerar o sinal óptico de saída.

A detecção utilizada é direta e as configurações do receptor são listadas na Tabela 2, com alterações apenas na frequência de corte do filtro (nesse caso 10 GHz) e na taxa de bits de referência (40 Gbit/s).

As combinações MLR-6-10G-2-40G e MLR-4-10G-4-40G são configuradas com os valores da Tabela 2 e as alterações feitas para a transmissão de 40 Gbit/s com modulação duobinária.

3.2.3 Configuração dos canais 100 Gbit/s e modulação DP-QPSK

A modulação DP-QPSK (*dual polarization quadrature phase-shift keying*) foi escolhida pela OIF (*Optical Internetworking Forum*) como o padrão para transmissão em 100 Gbit/s (OIF, 2009). O termo *dual polarization* (duas polarizações) refere-se à combinação de dois sinais ópticos independentes de mesma frequência, mas com polarizações ortogonais como ilustrado na Figura 6 (a). Os sinais são obtidos do mesmo laser transmissor e modulados independentemente em fase e quadratura para carregar metade da carga de dados. O módulo de cada sinal mantém-se constante e a fase varia entre os símbolos $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ e $7\pi/4$, dessa forma é possível transmitir dois bits de informação em cada polarização totalizando 4 bits por símbolo. As constelações da modulação DP-QPSK no eixo x e no eixo y foram geradas na ferramenta de simulação OptiSystem e são ilustradas na Figura 6 (b) e (c), respectivamente.

Figura 6: Modulação DP-QPSK. (a) Polarizações ortogonais. (b) Constelação em x . (c) Constelação em y . (b) e (c) foram geradas na ferramenta OptiSystem a partir de um sistema *back-to-back*.

Para modular o sinal em fase e quadratura utiliza-se um modulador IQ (*In-phase and Quadrature*) composto por dois MZM com a tensão de operação configurada no ponto mínimo de transmitância. Isso significa que dois pulsos adjacentes possuem fases opostas, pois no ponto de nulo da transmissão, a fase do campo óptico é alterada. Em seguida, os feixes são recombinados com uma rotação de fase relativa igual a $\pi/2$ é aplicada entre I e Q, gerando a constelação QPSK ilustrada na Figura 6 (b) e (c).

Para gerar o sinal DP-QPSK são utilizados dois moduladores IQ e um PBSs (*polarization beam-splitter*). O PBS seleciona o componente de polarização do sinal de entrada e direciona cada uma das duas componentes de polarização para uma porta de saída. Em uma das saídas, a polarização é rotacionada em 90° . Cada estado de polarização é submetido ao processo de modulação QPSK descrito anteriormente.

Após serem submetidos ao processo de modulação QPSK, os sinais com polarizações ortogonais são combinados por um PBC (*polarization beam-combiner*) para produzir um único sinal de saída. A Figura 7 ilustra o esquema de modulação DP-QPSK e a constelação resultante da modulação de cada polarização e após combiná-las. Esse esquema consiste em quatro fluxos de bits paralelos, ou seja, são transmitidos 2 bits/símbolo/polarização, em um total de 4 bits/símbolo como mencionado anteriormente.

Figura 7: Modulador DP-QPSK e constelações nas fases de modulação em fase quadratura e após combinar as polarizações.

O sinal óptico é detectado de forma coerente por meio da combinação entre o sinal transmitido e outro proveniente de um oscilador local. Ambos os sinais são submetidos a um divisor de polarização (PBS) antes que a interferência entre eles ocorra. As polarizações (do

sinal e do oscilador local) são entradas para o dispositivo que realiza a interferência, que nesse caso é a híbrida de 90° . As saídas são defasadas em 90° uma em relação à outra, o que permite manter as componentes de fase e quadratura. Os sinais de saída (no caso quatro) são entradas para um fotodetector balanceado que produz duas linhas de saída. Esse procedimento é realizado para as duas polarizações, resultando em quatro saídas. O receptor coerente com diversidade de fase e polarização é ilustrado na Figura 8.

Figura 8: Receptor coerente para o formato DP-QPSK.

Nos receptores coerentes todas as características do sinal óptico (amplitude, polarização, frequência e fase) são convertidas para o domínio elétrico. No entanto, a fase e a frequência dos lasers (fonte e oscilador local) não são exatamente as mesmas e por esse motivo, é necessário obter coerência no domínio digital. A estimação de fase e frequência é feita com o auxílio de algoritmos de processamento digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processing*). Essa técnica também é utilizada para compensar efeitos degradantes impostos pela propagação do sinal, tais como a dispersão cromática e a dispersão dos modos de polarização.

A sequência de algoritmos mais frequentemente utilizada em transmissões DP-QPSK é ilustrada na Figura 9. Cada bloco representa uma funcionalidade dentro do algoritmo. A normalização e ortogonalização compensam diferenças de potência em fase e quadratura. O equalizador estático compensa a dispersão cromática. A recuperação de tempo garante recuperar o tempo de símbolo. O bloco de equalização dinâmica é responsável por separar as componentes de polarização e equalizar variações no canal. Logo após, no estimador de frequência, estima-se o desvio de frequência entre o sinal e o oscilador local. O mesmo procedimento é feito em relação a fase, no estimador de fase. Para cada bloco encontra-se na literatura diversas implementações (SAVORY, 2010). Os parâmetros usados para simular canais com DP-QPSK (transmissor e receptor) com uma taxa de 100 Gbit/s estão listados na Tabela 3.

Figura 9: Sequência de algoritmos para processamento do sinal em sistemas coerentes com diversidade de fase e polarização (PATACA et al., 2012).

Tabela 3: Parâmetros dos componentes que constituem o transmissor para taxa de 100 Gbit/s e modulação DP-QPSK

Componente	Parâmetro	Valor
Laser sinal	Potência	0 dBm
	Frequência	193,1 a 193,8 THz
Laser LO	Potência	10 dBm
	Frequência	193,1 a 193,8 THz
Gerador PRBS	Taxa de bits	100 Gbit/s
	Modo de operação	Ordem: ordem de k , utilizado para gerar uma sequência com período $2^k - 1$.
Modulador Mach-Zehnder	Razão de extinção	30 dB
Receptor	Responsividade	1 A/W
	Corrente de escuro	10 nA
Filtro passa baixas	Frequência de corte	25×10^9 Hz

3.3 Processo de simulação

Para tornar o processo de simulação mais simples e rápido é proposto o esquema ilustrado na Figura 10. O início da simulação compreende a definição da rede e geração do

tráfego no **Matlab**. A cada conexão gerada utiliza-se o algoritmo Dijkstra (vide Apêndice II) para encontrar o caminho mais curto entre um par de nós origem-destino. Definido o caminho, utiliza-se o **OptiSystem** para simular a propagação do sinal na fibra. Os resultados dessa simulação são coletados pelo **Matlab** e armazenados em um **banco de dados**. Por fim, os dados armazenados são utilizados para calcular a probabilidade de bloqueio e o consumo energético da rede.

Figura 10: Ciclo de execução das simulações.

As redes simuladas seguem uma arquitetura transparente, ou seja, não há regeneradores. Nessas redes, não acontece conversão eletro-óptica em nós intermediários do caminho óptico (*lightpath*), limitando o alcance do sinal, mas reduzindo o custo da rede. Para o simulador, a rede é representada como uma matriz de pesos, cujo valor de a_{ij} indica a distâncias entre os nós i e j como exemplificado na Figura 11. Caso não exista um enlace entre dois nós, o valor adotado para representação é o INF, como mostrado na matriz da Figura 11. Essa matriz é a base para o algoritmo Dijkstra calcular o menor caminho entre um par origem-destino que se deseja estabelecer conexão.

Figura 11: Topologia e sua representação. Matriz *transmat* representa a rede ilustrada. A distância entre os nós *i* e *j* é indicada por a_{ij} . INF representa a ausência de enlace entre dois nós

Definida a rede, são geradas as conexões. A modelagem do tráfego é realizada por meio da distribuição de Poisson: as chamadas são independentes e a geração de solicitações é exponencialmente distribuída tal como (1) (primeira coluna da Tabela 4 para eventos alocação):

$$t_g = \frac{-\log_{10}(1-w)}{\lambda} \quad (1)$$

w é uma variável aleatória com valores entre 0 e 1, enquanto que λ representa a taxa de chegada das conexões e é definida em (2):

$$\lambda = E \cdot \mu \quad (2)$$

E é a carga em Erlangs e μ a taxa de serviço. O tempo de duração de cada conexão é dado por (3) com f sendo uma variável aleatória entre 0 e 1:

$$c_d = \frac{-\log_{10}(1-f)}{\mu} \quad (3)$$

A Tabela 4 contém exemplos de pedidos de conexão com seus respectivos eventos. Existem oito registros, porque para cada conexão (representado pela coluna *Número da conexão*) são atribuídos dois eventos: alocação e desalocação, representados respectivamente pelos valores '0' e '1' na coluna *Tipo de evento*. Quando o evento é alocação, significa que a conexão ainda não foi processada, já o desalocação indica que os recursos consumidos (tais como banda) podem ser liberados. Os eventos são identificados por números inteiros (coluna

identificador do evento) e para cada um existe um tempo de início diferente (coluna *Tempo de início dos eventos*). Essa distinção permite a simulação do tempo de chegada e de término de uma conexão. Os valores das colunas *Nó origem*, *Nó destino* e *Banda alocada* permanecem os mesmos para os eventos de uma mesma conexão.

Tabela 4: Exemplo de eventos alocação e desalocação.

Tempo de início dos eventos	Número da conexão	Identificador do evento	Tipo de evento	Nó origem	Nó destino	Banda alocada
0.298	986	29	0	3	7	2.04×10^9
3.177	986	30	1	3	7	2.04×10^9
0.310	985	31	0	4	8	5.25×10^9
8.090	985	32	1	4	8	5.25×10^9
1.315	984	33	0	7	2	7.13×10^9
21.344	984	34	1	7	2	7.13×10^9
0.325	983	35	0	5	7	8.71×10^8
1.031	983	36	1	5	7	8.71×10^8

Os eventos são ordenados por seu tempo de início. Seguindo esse critério, os mesmos eventos da Tabela 4 ficam ordenados como na Figura 12. Nota-se que pode haver um evento desalocação em qualquer instante, desde que o evento alocação correspondente já tenha sido processado.

Figura 12: Exemplo de geração de tráfego. O tempo de simulação é representado por uma variável aleatória na implementação.

O algoritmo para calcular a rota (Dijkstra) é iniciado no processamento dos eventos de alocação. O resultado do cálculo é o comprimento do caminho (em quilômetros) e quais nós são percorridos. Por exemplo, para estabelecer a conexão de número 986 e evento 29 na topologia

ilustrada na Figura 11 é necessário percorrer uma distância de 491 km e os nós 2 e 5 (Figura 13).

Figura 13: Caminho calculado para estabelecer a conexão de número 986 entre os nós 3 e 7.

3.3.1 Simulação da rede

Mesmo evitando as conversões do meio óptico para o elétrico, os caminhos ópticos podem percorrer centenas de quilômetros sem regeneração elétrica do sinal. Para isso precisam da instalação de amplificadores e compensadores de dispersão. No entanto, pode haver o acúmulo de distorções lineares e não lineares causando degradação do sinal óptico e tornando o caminho inutilizável (HE; BRANDT-PEARCE; SUBRAMANIAM, 2008; SALVADORI et al., 2007). Para estabelecer um caminho com boa qualidade de transmissão é preciso considerar as restrições impostas pelo meio físico. A partir da definição da rota, a ferramenta OptiSystem é inicializada para verificar se as penalidades inseridas por determinados efeitos da camada física não degradam a qualidade do sinal na recepção. Esse mecanismo de integração entre as duas simulações é descrita na Seção 3.3.2.

Em redes DWDM, múltiplos canais independentes e diferenciados por seus comprimentos de onda são transmitidos sobre a fibra operando em suas taxas máximas de transmissão. A identificação dos comprimentos de onda é essencial para o bom funcionamento da rede, pois as conexões são representadas por eles. Sobre cada ligação entre um par origem/destino é formado um caminho óptico com um comprimento de onda associado, chamado de *lightpath*. Dado um conjunto de requisições de conexão, a forma como serão estabelecidos seus *lightpaths* (roteamento e atribuição de um comprimento de onda) é chamado de problema RWA (*Routing and Wavelength Assignment*). De uma maneira simplificada, o objetivo de um algoritmo RWA é montar *lightpaths* e nomear comprimentos de onda de forma a minimizar, em média, o bloqueio para os pedidos atuais e futuros (CIEUTAT; BINH, 2003).

Originalmente, os algoritmos RWA assumiam que, se a rota e o comprimento de onda forem identificados, a conexão é possível de ser estabelecida. No entanto essa afirmação pode

não ser verdadeira em redes totalmente ópticas (MAS; VOGIATZIS; TOMKOS, 2004). Em decorrência da ausência de regeneração do sinal por cada nó nessas redes, ocorre o acúmulo de efeitos gerados pelos equipamentos que penalizam a qualidade do sinal. Dessa forma, é necessário considerar as restrições físicas nos algoritmos RWA, os quais passam a serem chamados IA-RWA (*Impairment-aware* RWA). Nesse trabalho foi utilizado um IRWA assumindo que as informações sobre a camada física são fornecidas por equipamentos que a monitoram. Algumas dessas técnicas de monitoramento (OPMs) foram investigadas experimentalmente e os resultados estão descritos no Capítulo 5. Na simulação da rede, a ferramenta OptiSystem funciona como um monitor da camada física.

No fluxograma da Figura 14 são mostradas as etapas da simulação da rede. Após a geração do tráfego descrita na seção anterior, inicia-se o estabelecimento das conexões. As conexões são submetidas ao algoritmo de roteamento de acordo com o tempo de chegada. Caso não haja um caminho possível entre a origem e o destino (comprimento do caminho igual a infinito, representado por INF) a conexão é bloqueada. Quando acontece a situação contrária, verifica-se se as informações sobre caminho estão disponíveis na base de dados. Se o caminho não estiver registrado, o OptiSystem é chamado para calcular a qualidade do sinal que trafega no caminho e bloquear a conexão se a BER for menor que 10^{-3} . Por último é necessário atribuir um comprimento de onda à conexão, que será bloqueada caso não exista um disponível. Esse processo apenas cessa quando as requisições de conexão criadas na geração do tráfego acabam. Os componentes destacados representam a integração entre o banco de dados (simbolizado por BD no fluxograma) e o simulador da camada física.

O valor de BER 10^{-3} é escolhido considerando o emprego de algoritmo de correção de erro (FEC – *Forward-error correction*). Existe um grande número de algoritmos de FEC, que variam em complexidade e desempenho (CAI, 2006; CHANG; ONOHARA; MIZUOCHI, 2010). Um dos mais comuns é o Reed-Solomon (KEANG-PO e CHINLON, 1997) que adiciona 7% de sobrecarga na transmissão para carregar os bytes referentes à FEC e provê aproximadamente 6 dB de ganho de codificação.

Figura 14: Passos para realizar a simulação da rede. Os componentes destacados representam a integração entre o banco de dados (BD) e a ferramenta OptiSystem.

3.3.2 Simulação dos enlaces: integração das ferramentas

OptiSystem é uma ferramenta poderosa que permite aos usuários planejar, testar e simular diversos tipos de enlaces ópticos na camada de transmissão de redes ópticas modernas; permite o projeto de sistemas de comunicação óptica e planejamento de componentes para o nível de sistema, além de apresentar visualmente análises e cenários. Foi desenvolvida pela empresa canadense Optiwave e encontra-se na versão 12.0 (disponível em junho de 2013). A versão utilizada para esse trabalho foi a 9.0 de 64bits.

A integração consiste no acesso aos parâmetros de todos os componentes utilizados na montagem dos enlaces (feitos no OptiSystem) por meio de uma aplicação desenvolvida em Matlab. Isso é possível, pois o OptiSystem permite a manipulação e controle dos projetos via *scripts* Visual Basic: criação, alteração de valores, acesso a resultados, dentre outras funcionalidades.

Por meio de um servidor COM² (*Component Object Model*), representado pelo Passo 1 da Figura 15, é possível estabelecer uma comunicação entre os componentes de *software* das ferramentas, e assim, acessar suas funcionalidades a partir de linhas de programação.

Figura 15: Mecanismo de integração entre o Matlab e o OptiSystem.

No Matlab, a criação do servidor COM, a abertura de um arquivo e a representação de um analisador de BER são expressas pelas seguintes linhas de programação, respectivamente:

²Tecnologia Microsoft que permite a comunicação entre componentes de *softwares* (processos). Mais detalhes em: <http://www.microsoft.com/com/default.mspx>.

```

optsys = actxserver('optisystem.application');
optsys.Open('D:\NRZ-OOK.osd');
Visualizer1 = Canvas.GetComponentByName('BER Analyzer');

```

A variável *optsys* é usada para abrir qualquer arquivo com extensão *osd* e manipular os parâmetros dos componentes que estão especificados nele. Além disso, podem-se executar as simulações e coletar informações dos componentes de monitoramento (analisador de BER, OSNR, potência). Essas ações são representadas pelos passos 2 e 3 da Figura 15.

Todos os enlaces têm como base um arquivo pré-configurado (Figura 16) que consiste nos componentes: TX (transmissor), atenuador variável e RX (receptor). Os transmissores e receptores de cada arquivo são montados de acordo com a modulação utilizada: no caso de redes MLR, utiliza-se o modulador de acordo com a taxa de transmissão que o canal oferece (como abordado na Seção 3.2). Os parâmetros são manipulados de acordo com as características dos caminhos da rede (comprimento do caminho e número de amplificadores).

Figura 16: Modelo do arquivo pré-configurado para simulação dos enlaces.

A fonte óptica é um vetor com 8 comprimentos de onda espaçados na grade da ITU-T de 100 GHz. Os transmissores e receptores são inseridos de acordo com a taxa e modulação desejada, como mencionado anteriormente. Os multiplexadores e demultiplexadores WDM são configurados em concordância com a fonte de laser (espaçamento e quantidade de comprimentos de onda) e possuem uma largura de banda igual a 85 GHz.

Informações como potência óptica, ruído, OSNR, frequência e comprimento de onda para cada canal WDM são exibidas por meio dos componentes *WDM Analyzers*, localizados após o TX e antes do RX. A resolução de 0.1 nm e *offset* de interpolação (usado para calcular OSNR) igual a 0.5nm. Para realizar o cálculo da taxa de erro utiliza-se o componente *BER Analyser* com FEC habilitada, exceto para os canais que possuem detecção coerente, pois assumimos que para esses casos existe um elemento de pós-processamento realizando as compensações necessárias para melhorar a qualidade do sinal.

3.3.3 Montagem dos enlaces

Carregado o arquivo base, inicia-se a montagem do enlace de acordo com as características solicitadas (a simulação dos enlaces depende da rede a qual se deseja analisar: são montados enlaces específicos). O algoritmo Dijkstra retorna dois parâmetros: custo e nós pertencentes ao caminho. A partir dessas informações, são criados os componentes necessários para a montagem do novo caminho e realizada a conexão entre eles. Um amplificador de linha é adicionado a cada 80 km com figura de ruído igual a 5 dB. Outros parâmetros do enlace são listados na tabela abaixo.

Tabela 5: Parâmetros de simulação

Parâmetros		Valores
Laser	Largura de linha	0.5 MHz
Modulador MZM	Razão de extinção	30 dB
Fibra	Dispersão	17 ps/nm.km
	Atenuação	0.2 dB/km
	Área efetiva	80 μm^2
DCF	Atenuação	0.6 dB/km
	Área efetiva	19 μm^2
Booster	Potência de saída	0 dBm
	Figura de ruído	5dB
Pre-amplificador	Potência de saída	0 dBm
	Figura de ruído.	4 dB
PIN Photodetector	Corrente de escuro	10 mA
	Responsividade	0.8 A/W
	Ruído térmico	1×10^{-22} W/Hz

Por exemplo, suponha que o caminho escolhido para estabelecer uma conexão entre os nós 1 e 6 seja 1-4-5-6 (de acordo com a Figura 11). O custo para esse caminho é 550 km, com enlaces de 301 km, 120 km e 129 km. Determinado o número de nós no caminho, o algoritmo implementado carrega o arquivo base e adiciona a quantidade necessária de *boosters*, pré-

amplificadores, ROADMs e amplificadores de linha. Na Figura 17 é ilustrada a montagem do enlace entre os nós 1 e 4: com o comprimento de 301 km e seguindo a premissa um amplificador a cada 80 km, o resultado é um enlace com 3 amplificadores de linha. Além da adição dos amplificadores de linha, para cada nó no meio do caminho são adicionados um *booster* e um pré-amplificador.

Figura 17: Ampliação do enlace entre os nós 1 e 4. Um amplificador de linha é inserido a cada 80 km.

3.3.4 Modelagem e População da Base de Dados

A utilização de um banco de dados para registrar os caminhos solicitados pelas conexões evita que o mesmo caminho seja simulado mais de uma vez, reduzindo o tempo total de simulação da rede. Além disso, permite que os dados fiquem organizados, facilitando a manipulação pelo simulador de rede no Matlab.

O primeiro passo é definir o sistema gerenciador de banco de dados. Nesse caso foi empregado o PostgreSQL³, considerando complexidade de modelagem, documentação e disponibilidade (acesso gratuito). Atualmente essa ferramenta encontra-se na versão 1.18. Para esse trabalho foi utilizada a Versão 1.12.1 de 2010.

Definido o gestor de banco de dados, o próximo passo é criar as tabelas. Os parâmetros a serem manipulados no OptiSystem e os resultados coletados nas simulações devem estar adequadamente definidos. Cada combinação MLR-MMF é representada por uma tabela no banco de dados e todas possuem os mesmos atributos (listados na Tabela 6). Além disso, são armazenados os valores de BER e OSNR para determinar se o canal pode ser estabelecido.

³ Disponível em <http://www.postgresql.org/>

Tabela 6: Atributos das tabelas.

Coluna	Descrição
Id	Identificação do registro
Canal	Canal utilizado
Modulação	Modulação utilizada no canal
Fibra	Comprimento do caminho (custo no djkstra)
Filtro	Número de ROADMs no caminho
EDFA	Número de EDFAs no caminho
OSNR	Relação sinal ruído óptica
BER	Taxa de erro de bit
Caminho	Definição dos nós que pertencem ao caminho em uma dada sequência

Em redes SLR a coluna *modulação* recebe o mesmo valor para todos os canais como ilustrado na Figura 18(a). Quando a rede comporta múltiplas taxas, essa mesma coluna recebe o nome da modulação utilizada pelo canal como ilustrado na Figura 18(b): os canais 1, 2, 3 e 4 de um determinado caminho têm como modulação o NRZ e os demais canais, duobinário.

	id [PK] integer	canal integer	modulacao text	fibra double precis	filtro integer	edfa integer	osnr double precis	ber double precis	caminho text
9	18	1	db	60	1	0	15.9533335215	8.56807754703	7-1
10	19	2	db	60	1	0	16.0105049396	0.00011433550	7-1
11	20	3	db	60	1	0	16.6099552702	3.09193485847	7-1
12	21	4	db	60	1	0	16.1143371668	0.00016945449	7-1
13	22	5	db	60	1	0	16.6573570095	4.11874432722	7-1
14	23	6	db	60	1	0	16.0021543916	0.00011577943	7-1
15	24	7	db	60	1	0	15.8893662318	4.40849461365	7-1
16	25	8	db	60	1	0	16.5986848319	4.21213115676	7-1
17	26	1	db	180	3	0	15.7230312303	7.24758884067	1-7-8-3
18	27	2	db	180	3	0	15.7730209488	2.19441598808	1-7-8-3
19	28	3	db	180	3	0	17.3984926558	9.19921538371	1-7-8-3
20	29	4	db	180	3	0	16.3045773792	2.78793245113	1-7-8-3
21	30	5	db	180	3	0	17.4434981058	5.95124098480	1-7-8-3
22	31	6	db	180	3	0	15.7669144604	1.94978186469	1-7-8-3
23	32	7	db	180	3	0	15.6555350723	1.47024971594	1-7-8-3
24	33	8	db	180	3	0	17.3885671782	1.25050428433	1-7-8-3
25	34	1	db	45	1	0	16.4535141952	6.40685630486	2-7
26	35	2	db	45	1	0	16.5106995659	1.24755841718	2-7
27	36	3	db	45	1	0	17.1101826085	2.73287698186	2-7
28	37	4	db	45	1	0	16.6144188174	3.67797974017	2-7

(a)

	id [PK] integer	canal integer	modulacao text	fibra double precis	filtro integer	edfa integer	osnr double precis	ber double precis	caminho text
1	1	1	nrz	170	1	0	14.1488208192	2.90439453466	5-4
2	2	2	nrz	170	1	0	14.1447046463	2.56880921938	5-4
3	3	3	nrz	170	1	0	15.1344484823	7.58359998139	5-4
4	4	4	nrz	170	1	0	14.4527364472	8.06479314665	5-4
5	5	5	db	170	1	0	16.2368348256	0.00019448054	5-4
6	6	6	db	170	1	0	15.2992879733	0.00039851550	5-4
7	7	7	db	170	1	0	15.1879713576	0.00034146013	5-4
8	8	8	db	170	1	0	16.1776555004	0.00010224047	5-4
9	9	1	nrz	220	2	0	13.1632946192	3.47540075154	6-5-8
10	10	2	nrz	220	2	0	13.1687587732	2.21674080704	6-5-8
11	11	3	nrz	220	2	0	14.1883767131	2.67822082522	6-5-8
12	12	4	nrz	220	2	0	13.5269170442	1.35717487695	6-5-8
13	13	5	db	220	2	0	15.3004511809	8.38851567525	6-5-8
14	14	6	db	220	2	0	14.3313620025	0.00011116226	6-5-8
15	15	7	db	220	2	0	14.2208923282	0.00015385100	6-5-8
16	16	8	db	220	2	0	15.2407693348	9.71044630027	6-5-8
17	17	1	nrz	90	1	0	13.7299358831	7.38657139679	5-8
18	18	2	nrz	90	1	0	13.7264460524	2.80095490234	5-8
19	19	3	nrz	90	1	0	14.7181766450	9.15463297482	5-8
20	20	4	nrz	90	1	0	14.0328891262	4.58634781453	5-8

(b)

Figura 18: Tabelas criadas no PostgreSQL. (a) Tabela com os registros da combinação SLR-40G. (b) Tabela com os registros da combinação MLR-4-10-4-40.

A montagem do banco de dados acontece juntamente com a simulação da rede: primeiro verifica se o caminho está registrado, caso o resultado seja negativo o OptiSystem é chamado. Sendo assim, com uma base de dados vasta, o tempo de simulação da rede é reduzido e o diagrama da Figura 10 passa a ser como ilustrado na Figura 19. A interação, agora, é apenas entre os pedidos de requisição e o banco de dados. Eventualmente pode ser que o OptiSystem seja chamado para simular um caminho que não está presente no banco.

Figura 19: Redução das etapas para simulação da rede. Com o acréscimo de um banco de dados o OptiSystem é chamado eventualmente.

3.4 Consumo energético da rede

Vários componentes contribuem para o consumo energético da rede. Alguns trabalhos consideram o consumo de equipamentos da camada de rede como em (GARROPPO et al., 2012) e outros se concentram na potência consumida para processamento do sinal após a detecção (RIZZELLI et al., 2013). O consumo energético de dispositivos usados em cenários WDMs tradicionais (MLR ou não) também é foco de muitos trabalhos de pesquisa (IDZIKOWSKI, 2009; ZHANG et al., 2010; CHOWDHURY et al., 2010, 2012; LOPÉZ et al., 2012; VIZCAINO et al., 2012; RIZZELLI, et al., 2013).

Para López et al. (2012), transponders, ROADMs e amplificadores são os principais responsáveis pelo consumo energético em redes transparentes. Já Chowdhury et al. (2012) assume que o processamento eletrônico é um dos principais contribuintes para o consumo e despreza a energia consumida por OXCs. Nesse mesmo trabalho, os equipamentos da camada óptica considerados para estimar o consumo energético da rede são: *transponders*, ROADMs e amplificadores. No caso do sistema de 100 Gbit/s é considerado, também, o custo energético gerado pelo DSP.

Transponders para transmissão a 10 Gbit/s consomem por volta de 35 W, como módulo F-10 da empresa Ciena. Já transponders 40 Gbit/s esse consumo pode variar de 73 a 130 W (IDZIKOWSKI, 2009; ZHANG et al., 2009). A estimativa do consumo de transponders 100 Gbit/s é mais complexa devido ao custo de energia gasto com processamento eletrônico após a detecção. Aparicio-Pard, Pavon-Marino e Zsigmond (2011) estimam que nessa taxa o consumo seja aproximadamente igual a 199.5 W, de acordo com informações de profissionais do setor. Já RIZZELLI et al. (2013) afirma que consumo de energia do transponder 100 Gbit/s depende da complexidade do DSP.

Amplificadores de fibra dopada com érbio (EDFA) consomem 8 W, valor inferior aos consumos dos *boosters* e pré-amplificadores, dessa forma, o valor 35 W é considerado, tal como (APARICIO-PARD; PAVON-MARINO; ZSIGMOND, 2011; LOPÉZ et al., 2012).

O consumo energético total (E_T) da rede é calculado em (4). $E_{ij\lambda}$ representa o consumo do transponder associado ao comprimento de onda λ no caminho ij e assume um valor de acordo com a taxa utilizada. O consumo do *transponder* apenas será computado se pelo menos um caminho óptico utilizar canal, caso contrário, assumimos que o λ permanece apagado. A_{mn} é o número de amplificadores na ligação mn , e E_a o consumo do amplificador.

$$E_T = \sum_{ij} \sum_{\lambda} E_{ij\lambda} + \sum_{mn} A_{mn} E_a \quad (4)$$

Os valores de $E_{ij\lambda}$ e E_a são normalizados em relação ao consumo de 35 W do transponder de 10 Gbit/s, assumindo os valores 1x, 2.5x, 5.7x para os transponders de 10, 40 e 100 Gbit/s e 1x para o custo do amplificador de linha, respectivamente. Resumidamente os valores de consumo utilizados para as três taxas e para os amplificadores assumidos neste trabalho são: 35, 73, 200 W e 35W para o amplificador, respectivamente.

3.5 Considerações finais

A ferramenta desenvolvida para simular redes MLR-MMF consiste na integração de dois simuladores diferentes, um para simular a propagação do sinal nos enlaces de fibra e outra pra rotear e atribuir comprimento de onda para as requisições de conexão. Além disso, a ferramenta prevê o cálculo do consumo energético da rede quando utilizado uma determinada combinação de taxas e formatos de modulação. É uma abordagem nova que permite analisar diversos cenários e determinar qual a combinação de taxas e formatos é mais adequada as condições de tráfego em termos de probabilidade de bloqueio e consumo energético. A definição dos cenários e os resultados obtidos estão descritos no capítulo IV.

4 ESTUDOS DE CASO E RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesse capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos a partir das simulações computacionais descritas anteriormente. O principal parâmetro de comparação é o compromisso entre o consumo energético e a probabilidade de bloqueio da rede. São analisadas as redes SLR e MLR. Para diferentes cenários de volume total de tráfego, o objetivo em comparar diferentes esquemas de alocação de canais é identificar qual a melhor combinação de taxas de transmissão e formatos de modulação que reduza o consumo energético sem penalizar excessivamente a probabilidade de bloqueio. Em termos deste compromisso entre consumo e probabilidade de bloqueio, a questão de fundo é determinar se o uso de taxas elevadas e formatos avançados em todos os canais é sempre a melhor opção do ponto de vista de operação da rede. Como esperado, em volumes mais baixos não é necessário uso de taxas de bits muito elevadas para suprir a demanda. No outro extremo, volume de tráfego elevado, a taxa de 100 Gbit/s é mais adequada. Contudo, na situação intermediária, o uso de MLR-MMF é a melhor opção. Portanto, a apresentação dos resultados segue a seguinte ordem: volume de tráfego baixo, alto e intermediário.

4.1 Premissas da modelagem de rede

Duas topologias são utilizadas como estudo de caso para investigar o desempenho de redes SLRs e MLRs. A primeira é referenciada como **Topologia 1** (Figura 20) ao longo do texto. É uma topologia com oito nós e distâncias que variam entre 45 e 200 km.

Figura 20: Topologia 1, 8 nós com enlaces de 45 a 200 km.

A segunda topologia utilizada é baseada na rede brasileira Kyatera e chamada **Topologia 2** ao longo do texto. O projeto Kyatera⁴ é um *testbed* óptico implementado entre universidades do estado de São Paulo. Surgiu com o intuito de reunir recursos e competências no desenvolvimento de pesquisas nos domínios da ciência, tecnologia e Internet. Os pesquisadores participantes são interligados por cabos de fibra óptica diretamente conectados aos laboratórios (FTTL – *Fiber To-The-Lab*). Para a realização desse trabalho foi utilizada a topologia ilustrada na Figura 21, constituída dos principais nós na rede Kyatera.

Figura 21: Topologia 2 correspondendo à rede Kyatera. O quadro no canto superior direito associa os nós às cidades/universidades que participam do projeto.

⁴ <http://kyatera.incubadora.fapesp.br/portal>

Cada topologia foi simulada considerando as combinações MLR-MMF da Tabela 1. Isso significa que todos os nós da rede são configurados com a combinação escolhida. Por exemplo, quando a combinação em questão for a SLR-10G, todos os comprimentos de onda de cada nó da rede possui um transmissor NRZ com taxa de 10 Gbit/s. Se for a MLR-6-10G-2-40G, seis comprimentos de onda são configurados com transmissor NRZ de 10 Gbit/s e os outros dois com um transmissor duobinário de 40 Gbit/s.

As duas topologias foram submetidas a diferentes cargas, variando de 0.01 a 4 Tbit/s e analisadas nos intervalos: 0.02 a 0.2, 0.2 a 2 e 2 a 4 Tbit/s. Esses valores correspondem ao tráfego agregado da rede. A largura de banda média requerida por conexão é de 1 Gbit/s permitindo largura de banda máxima de 10 Gbit/s como ilustrado na Figura 22. Para todas as combinações em um determinado intervalo de carga, é utilizado o mesmo conjunto de conexões.

Figura 22: Média da largura da banda requerida.

4.2 Resultados das Topologias 1 e 2 para cargas 0,02 a 0,2 Tbit/s

Em cargas inferiores a 0.1 Tbit/s, SLR-100G apresenta maior custo energético (CE) e menor probabilidade de bloqueio nas duas topologias (Figura 23 e Figura 24). Entretanto, quando a carga é próxima de 0.2 Tbit/s, o consumo de MLR-6-10G-2-100G passa a ser tão elevado quanto de SLR-100G. Isso acontece devido à quantidade de *transponders* utilizados: os comprimentos de onda de 10 Gbit/s não são suficientes para suprir a demanda, sendo necessário empregar os de 100 Gbit/s. Na Topologia 2 esse crescimento fica mais visível, pois esta possui menor conectividade entre os nós, fazendo com que a largura de banda disponível seja rapidamente alocada. É observado, ainda, que SLR-40G e MLR-6-40G-2-100G possuem o mesmo CE para todas as cargas: o número de *transponders* de 40 Gbit/s utilizados pelas duas

combinações é igual, pois não é necessário fazer uso de nenhum comprimento de onda de 100 Gbit/s na combinação MLR-6-40G-2-100G. O CE é normalizado considerando o valor de consumo do *transponder* de 10 Gbit/s (35 W) como explicado na Seção 3.4.

Figura 23: CE para cargas de até 0,2 Tbit/s na Topologia 1.

Figura 24: CE para cargas de até 0,2 Tbit/s na Topologia 2.

A probabilidade de bloqueio é zero para todas as combinações em ambas as topologias, exceto para SLR-10G e MLR-6-10G-2-40G. Em cargas próximas a 0.1 Tbit/s a primeira combinação bloqueia 1 e 10% das conexões para as Topologias 1 e 2 respectivamente, enquanto a segunda combinação tem os valores 0,1 e 3% para a mesma carga.

Sendo assim, analisando em termos de consumo energético, as combinações SLR-40G e MLR-6-40G-2-100G consomem menos energia para manter a PB em zero. À primeira vista, o

esperado era que SLR-10G tivesse o menor CE, no entanto, à medida que a carga da rede aumenta, é necessário um número maior de *transponders* como ilustrado na Figura 25, consumindo mais energia.

(a)

(b)

Figura 25: Número de *transponders* utilizados por SLR-10G, 40G e 100G em cargas de até 0,2 Tbit/s. (a) Topologia 1 e (b) Topologia 2.

4.3 Resultados das Topologias 1 e 2 para cargas 2 a 4 Tbit/s

Em cargas superiores a 2 Tbit/s todas as combinações atingem a capacidade máxima em ambas as topologias. Devido a esse fato, não há grandes variações em relação a PB e CE. O consumo praticamente se mantém constante (Figura 26), pois a maioria (ou mesmo todos) os comprimentos de onda da rede são alocados. O bloqueio das conexões pode chegar a 90% para SLR-10G, e mesmo utilizando SLR-100G, quase metade das requisições não é atendida.

(a)

(b)

Figura 26: Consumo energético (CE) em cargas de 2 a 4 Tbit/s. (a) Topologia 1. (a) Topologia 2.

Um número menor de conexões são bloqueadas na Topologia1 em comparação a Topologia 2 (Figura 27). Esse fato está em concordância com o que acontece em outros

intervalos de carga analisados (seções anteriores) devido à disposição dos nós nas topologias. A quantidade de bloqueios torna-se semelhante entre as duas topologias a partir de cargas superiores a 4 Tbit/s.

(a)

(b)

Figura 27: Probabilidade de bloqueio (PB) em cargas de 2 a 4 Tbit/s. (a) Topologia 1. (a) Topologia 2.

Analisando os gráficos das Figura 26 e Figura 27, conclui-se que, em cargas acima de 2,0 Tbit/s a melhor opção de taxa é 100 Gbit/s. As demais taxas apresentam, no mínimo, PB duas vezes maior que SLR-100G, justificando assim sua escolha. Dessa forma, mesmo consumindo até 5 vezes mais que as demais, uma taxa de bits mais elevada é necessária para manter a probabilidade de bloqueio da rede em um nível aceitável.

4.4 Resultados das topologias 1 e 2 para cargas de 0.2 a 2 Tbit/s

O intervalo de cargas de 0,2 a 2 Tbit/s é bem próximo da realidade brasileira. A Figura 28 ilustra o tráfego agregado medido durante 24 horas no projeto PTTMetros⁵ do Comitê Gestor da Internet no Brasil. O valor máximo, medido por volta das 22h, é de aproximadamente 550 Gbit/s, e a média diária fica em torno de 350 Gbit/s.

Figura 28: Tráfego agregado diário no projeto PTTMetros. Medido em novembro de 2014.

Na Topologia 1, em cargas superiores a 0,2 Tbit/s, a PB começa a aumentar para MLR-4-10G-4-40G. Nesse caso o bloqueio é causado por falta de recursos (banda disponível): à medida que a carga da rede aumenta a quantidade de *transponders* de 10 Gbit/s não é suficiente para garantir o estabelecimento de todas as conexões solicitadas. Esse fato resulta no aumento do CE, pois todos os comprimentos de onda são alocados.

Como esperado, à medida que a carga da rede cresce, o CE aumenta até chegar ao máximo de consumo da rede: quando todos os comprimentos de onda estão alocados. Nesse caso, a probabilidade de bloqueio permanece ascendente. A partir de 0,6 Tbit/s, SLR-40G e MLR-6-10G-2-100G começam a ter solicitações de conexão não atendidas como ilustrado na Figura 29 (a). Comparando com o gráfico da Figura 23, presume-se que essas combinações tenham atingido CE máximo, pois permanecem com CE aproximadamente iguais nas cargas seguintes. MLR-6-40G-2-100G e SLR-100G atingem CE máximo em cargas superiores a 1,2 e 2 Tbit/s, respectivamente.

⁵ Projeto que promove e cria a infraestrutura necessária para a interconexão direta entre as redes que compõem a Internet Brasileira. Mais informações disponíveis em <http://ptt.br/intro>

(a)

(b)

Figura 29: Topologia 1 em cargas de 0,2 a 2 Tbps. (a) Probabilidade de bloqueio (PB). (a) Consumo energético (CE) normalizado.

Na Topologia 1, SLR-100G tem, obviamente, o melhor desempenho em relação à probabilidade de bloqueio, pois não há conexões bloqueadas em cargas abaixo de 1,6 Tbit/s (Figura 29 (a)). Porém, quanto maior o tráfego, maior é o consumo energético para suprir a demanda, como ilustrado na Figura 29 (b). Nesse ponto, é válido analisar qual a PB desejável. Se a provedora de serviços permite uma PB de 10%, por exemplo, e a carga da rede mantém-se próximo de 0,6 Tbit/s, ela pode utilizar a combinação MLR-4-10G-4-40G.

Do ponto de vista da PB, a melhor opção é a SLR-100G. No entanto, ao implementar uma rede SLR-100G, todos os comprimentos de onda transmitem a 100Gbit/s, como já definido anteriormente, e o consumo energético pode ser até seis vezes mais alto que uma combinação de taxas de 10 e 100 Gbit/s (Figura 23 e Figura 24). Tomando como base o CE e a PB de SLR-100G, verifica-se que, combinando taxas de 10 e 40 Gbit/s (MLR-4-10G-4-40G), tem-se uma economia de 25% de energia para um aumento de aproximadamente 10% da probabilidade bloqueio em cargas de 0,6 Tbit/s como ilustrado na Figura 34. Vale ressaltar que a PB de SLR-100G é zero para a carga em questão.

Com aumento da carga, a combinação MLR-6-40G-2-100G tem melhor desempenho: em cargas de 2 Tbit/s, obtém-se economia energética de 50% para um aumento da PB de 30%. Em relação às outras combinações, MLR-6-40G-2-100G tem aumento da PB até duas vezes menor que as demais. Em cargas mais baixas, como em 1,2 Tbit/s, o desempenho dessa mesma combinação torna-se ainda melhor em relação as demais, com aumento de 10% da PB para uma economia energética de 40%.

Figura 30: Topologia 1. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLR-6-10G-2-40G, MLR-4-10G-4-40G, MLR-6-10G-2-100G e MLR-6-40G-2-100G em comparação com SLR-100G.

Se a base de comparação for alterada de SLR-100G para SLR-40G, as combinações MLR-6-10G-2-40G e MLR-4-10G-4-40G apresentam economia de energia e aumento da PB para todas as cargas apresentadas nessa seção (Figura 31). A combinação MLR-6-10G-2-100G tem um comportamento diferente das demais combinações citadas, pois além de não economizar energia, aumenta a PB. Esse fato é atribuído à necessidade de utilizar comprimentos de onda com taxas de 100 Gbit/s. Em cargas de 0,6 Tbit/s (cuja PB de SLR-40G é igual à zero),

observa-se uma economia de energia de aproximadamente 12% e um aumento da PB de 10% para a MLR-4-10G-4-40G.

Figura 31: Topologia 1. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLRs em comparação com SLR-40G.

O equilíbrio entre a CE e o PB depende das exigências impostas pelos provedores de rede. A economia de energia, e consequentemente de custo, é um fator desejado e decisivo no projeto e implementação da rede. Mas como definir quanto uma arquitetura de rede é equilibrada ou não?

Para avaliar a relação entre consumo energético e probabilidade de bloqueio, é medido o CE por conexão estabelecida. Nesse caso, é possível ter um indicativo de consumo médio por conexão (alguns caminhos consomem menos que outros, devido ao seu tamanho e ao comprimento de onda escolhido, que pode ter maior capacidade).

Os CE/conexão de todas sete combinações estudadas nesse trabalho são ilustrados na Figura 32. Na primeira carga analisada, as conexões mais custosas são as estabelecidas com SLR-10G, pois é a combinação que tem maior PB e elevado número de *transponders* utilizados (Figura 35). Em contrapartida, as conexões de SLR-40G e MLR-6-40G-2-100G são as de menor consumo. Apresentam o mesmo valor, pois, na carga em questão, a combinação MLR-6-40G-2-100G utiliza apenas os comprimentos de onda de 40 Gbit/s para suprir a demanda e manter a PB em zero.

Figura 32: Custo energético por conexão em cargas de 0.2 Tbit/s a 2 Tbit/s na Topologia 1.

A combinação SLR-40G tem o menor CE/conexão ao longo de todas as cargas usadas nessa seção seguidas pelas conexões de MLR-4-10G-4-40G. Voltando a analisar o gráfico de PB (Figura 29 (a)) conclui-se que SLR-40G é uma opção adequada para redes com cargas próximas de 0.8 Tbit/s, pois bloqueia apenas 10% das conexões e mantém o menor custo energético. Ao pensar no custo financeiro de implementação, a melhor opção para a carga em questão é MLR-4-10G-4-40G, pois é constituída de um número maior de *transponders* de 10 Gbit/s, os quais tem valor inferior aos de 40 Gbit/s. Além disso, essa combinação mantém valores de PB e CE próximos aos obtidos por SLR-40G. Em cargas superiores a 0.6 Tbit/s, SLR-100G apresenta maior CE/conexão, pois tem o maior consumo por *transponder*. Cada conexão chega a consumir duas vezes mais energia que as de SLR-40G.

Figura 33: Caminhos ópticos na Topologia 2. As cores das linhas indicam conexões diferentes.

Na Topologia 2, o comportamento das combinações é semelhante ao que ocorre na Topologia 1, porém com algumas diferenças: o bloqueio de conexões para MLR-6-10G-2-100G

e SLR-40G inicia-se em cargas acima de 0,2 Tbit/s (diferente da Topologia 1, cujo bloqueio inicia-se em 0,6 Tbit/s para essas combinações); SLR-100G tem o melhor desempenho em relação à probabilidade de bloqueio, mas conexões começam a ser bloqueadas a partir da carga de 1 Tbit/s (ver Figura 34 (a) e (b)). Esse comportamento é atribuído a disposições dos nós da Topologia 2. O anel central que interliga os nós 1, 2, 3, 4 e 14 contém a maior parte do tráfego, pois é o único caminho a ser seguido a partir da maioria dos nós, como ilustrado na Figura 33. Dessa forma, se a capacidade dos enlaces do anel central for atingida, a probabilidade de bloquear conexões cujos caminhos atravessam mais de três nós aumenta.

(a)

(b)

Figura 34: Topologia 2 em cargas de 0.2 a 2 Tbit/s. (a) Probabilidade de bloqueio (PB). (a) Consumo energético (CE) normalizado.

(a)

(b)

Figura 35: Número de *transponders* utilizados por SLR-10G, 40G e 100G em cargas de 0.2 a 2 Tbit/s. (a) Topologia 1 e (b) Topologia 2.

Outra diferença entre o desempenho das combinações nas duas topologias testadas é relativa ao consumo energético (CE). Enquanto que na Topologia 1 o máximo consumo para MLR-6-10G-2-100G e SLR-100G é atingido em cargas acima de 1.2 e 2.0 Tbit/s, respectivamente, na Topologia 2 essas cargas diminuem para 0.6 e 1.0 Tbit/s. Esse fato é novamente atribuído à disposições dos nós na Topologia 2 e pode ser verificado por meio da

análise da Figura 35 (a) e (b). Embora a Topologia 2 tenha mais nós que a Topologia 1, o grau⁶ médio de conexão é menor, limitando os caminhos ópticos possíveis de serem estabelecidos. Dessa forma, como mencionado anteriormente, os nós centrais são sobrecarregados e utilizam mais *transponders* se comparado com a Topologia 1.

Como consequência dessa sobrecarga na Topologia 2, a capacidade total das rede, ou seja, alocação de todos (ou quase todos) os comprimentos de onda disponíveis, não é atingida. As conexões são bloqueadas mesmo com *transponders* não alocados em alguns nós, mas como não há rotas que suportem mais conexões, ocorre o bloqueio. Para a carga de 1,2 Tbit/s são necessários aproximadamente, 90 e 80 *transponders* para as topologias 1 e 2, respectivamente, como ilustrado na Figura 35. Esse fato reforça a afirmação anterior, pois para a mesma carga a Topologia 2 bloqueia um maior número de conexões (Figura 34 (a)) utilizando menos *transponders* se comparada com a Topologia 1.

A economia de energia e o aumento da PB das combinações MLR-6-10G-2-40G, MLR-4-10G-4-40G, MLR-6-10G-2-100G e MLR-6-40G-2-100G em relação à SLR-100G foram calculados para a Topologia 2 (assim como para a Topologia1). Os valores são ilustrados na Figura 36. Em cargas iguais ou inferiores a 0,2 Tbit/s é possível garantir probabilidade de bloqueio nula para a rede economizando cerca de 20% do consumo energético. Nesse caso, o uso de SLR-100G não é justificado. Por outro lado, em cargas próximas de 2 Tbit/s todas as combinações MLRs apresentam aumento da PB superiores a 40%. Mesmo garantindo uma economia energética alta, o bloqueio de quase metade das conexões solicitadas é inaceitável.

Figura 36: Topologia 2. Economia de energia (%) e aumento da PB (%) das combinações MLR-6-10G-2-40G, MLR-4-10G-4-40G, MLR-6-10G-2-100G e MLR-6-40G-2-100G em comparação com SLR-100G.

⁶ Utiliza-se a grau para expressar quantas ligações cada nó possui.

A Figura 37 ilustra o custo energético médio por conexão das combinações para a Topologia 2. Como esperado, SLR-100G consome mais por conexão que as demais. Até aproximadamente 1 Tbit/s de carga, a combinação com menor CE/conexão é SLR-40G (como acontece na Topologia 1). Acima dessa carga, as conexões estabelecidas têm menor custo quando a combinação MLR-4-10G-4-40G é utilizada. Embora os valores sejam próximos para SLR-40G e MLR-4-10G-4-40G, o uso da segunda combinação pode ser mais vantajoso em termos de custo econômico por empregar *transponders* de 10 Gbit/s.

Figura 37: Custo energético por conexão em cargas de 0.2 Tbit/s a 2 Tbit/s na Topologia 2.

4.5 Considerações finais

No presente capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos a partir de simulações computacionais. O principal parâmetro de comparação é o compromisso entre o consumo energético e a probabilidade de bloqueio da rede.

As análises sugerem que redes MLR é uma alternativa para equilibrar o consumo energético e a probabilidade de bloqueio. A opção por esse tipo de rede ajuda na economia energética e a manter a PB em níveis aceitáveis. Em cargas próximas as vistas no cenário brasileiro, a economia de energia pode chegar a 50% com aumento de 30% na PB se comparado com o desempenho de uma SLR de 100 Gbit/s. Em cargas mais baixas, para um aumento de 10% da PB a economia energética chega a 40%. Já em cargas iguais ou inferiores a 0.2 Tbit/s é possível garantir probabilidade de bloqueio nula para a rede, economizando cerca de 20% do consumo energético. Nesse caso, o uso de SLR-100G não é justificado.

5 TÉCNICAS DE MONITORAMENTO EM REDES DE FIBRA ÓPTICA

Com o aumento do tráfego e a demanda por largura de banda, decisões como escolha de rota, recursos e equipamentos são essenciais para um bom desempenho da rede. Essas decisões devem ser tomadas com um conhecimento apropriado do estado corrente da rede. Em redes totalmente ópticas, não há regeneração do sinal ao longo do caminho. Dessa forma, técnicas para monitorar a qualidade da transmissão e a condição do tráfego devem ser desenvolvidas e integradas à rede.

Em redes de próxima geração, dinamicamente reconfiguráveis, cada canal individual pode percorrer caminhos diferentes (devido à habilidade de reconfiguração dos ROADMs) e, portanto, acumular quantidades diferentes de efeitos degradantes. Além de dinâmica, a rede óptica de próxima geração também é prevista para ser de natureza heterogênea, incorporando vários formatos de modulação, bem como as taxas de dados diferentes, a fim de cumprir as exigências versáteis de taxa de dados dos usuários finais. Dessa maneira, é imperativo ter informação contínua e em tempo real sobre a qualidade da transmissão de cada canal, de acordo com sua taxa de formato de modulação.

Neste sentido, o presente capítulo aborda técnicas de baixo custo para monitoramento do desempenho da rede conhecidas na literatura por *Optical Performance Monitoring* (OPM). Dois métodos são investigados e testados experimentalmente: anulamento da polarização para obter OSNR e monitor multiparâmetro baseado em modulação da polarização em baixa frequência.

5.1 Necessidade por monitoramento óptico

Muitos problemas no estabelecimento de conexão óptica são investigados sob a perspectiva de um meio óptico ideal em que se pode transportar o sinal de dados sem considerar efeitos da camada física. No entanto, efeitos degradantes, tanto da fibra quanto dos componentes ópticos, podem afetar a qualidade do caminho óptico e devem ser considerados no provisionamento da conexão.

Em redes ópticas transparentes (sem conversão elétrico-óptica) ocorre o acúmulo de efeitos degradantes, pois sem regeneração do sinal ao longo do caminho esses efeitos não são eliminados. Nesse caso, a qualidade da recepção pode chegar a níveis muito baixos, com taxas de erro inaceitáveis, resultando no bloqueio da conexão. Portanto, sem a ciência de efeitos degradantes da camada física, o provisionamento de conexões torna-se menos eficiente (HUANG; HERITAGE; MUKHERJEE, 2005; SKÖLD et al., 2009).

Outro aspecto que deve ser considerado é a perspectiva por um cenário de redes heterogêneas com equipamentos reconfiguráveis. Esse aumento da heterogeneidade das redes ópticas traz a tona outra questão chave: como controlar e gerenciar eficientemente recursos de rede cumprindo os requisitos de qualidade de serviço (QoS). Uma possível solução para prover esse controle são as redes cognitivas. Esse tipo de rede é definido como um processo que monitora as condições da rede com a finalidade de planejar, decidir e agir sobre essas condições (DE MIGUEL et al., 2013). Para manter ciência das condições da rede são necessários elementos de monitoramento. Essas novas redes são dinâmicas e o caminho óptico seguido pelos diversos comprimentos de onda pode variar de acordo com a alocação de banda de transmissão (alteram-se constantemente) e seu monitoramento auxilia no desempenho da rede WDM (BERTHOLD et al., 2008).

Em canais com detecção direta, a OSNR mínima requerida para garantir a qualidade na detecção varia de acordo com o formato de modulação empregado (WINZER; ESSIAMBRE, 2006a). Nos canais com detecção coerente, compensações de efeitos da camada física podem ser realizadas após a detecção, por meio de processamento digital. Mas para que a correção seja efetiva, uma determinada OSNR deve ser garantida no receptor. Em (SAMBO et al., 2011b), por exemplo, para uma BER próxima a 10^{-3} é necessário uma OSNR de 16 dB em canais 100 Gbit/s com modulação DP-QPSK. Uma maneira de garantir o estabelecimento de caminhos ópticos satisfazendo essas condições de qualidade é por meio do monitoramento do canal.

5.2 Técnicas de monitoramento óptico

As informações da camada física podem ser monitoradas em tempo real ou por meio de modelos analíticos. São encontrados na literatura modelos para estimar as penalidades inseridas por restrições físicas da fibra. Em (HUANG, HERITAGE E MUKHERJEE, 2005) e (FERES; TREVELIN, 2008) é proposto um modelo em camadas que verifica o valor da PMD (*Polarization Mode Dispersion*) e OSNR para um determinado caminho e assim manter a qualidade no estabelecimento da conexão. Dessa forma, apenas haverá estabelecimento de conexão se as penalidades introduzidas satisfizerem aos requisitos de qualidade de serviço. A

capacidade de monitorar a qualidade do sinal em tempo real oferece uma potencial economia de custo por proporcionar uma melhoria na utilização dos recursos (SKÖLD et al., 2009).

Para obter o estado da rede com precisão, tanto em termos das propriedades de transmissão quanto das condições dos equipamentos, é necessário monitorar uma grande quantidade de parâmetros: potência, comprimento de onda, OSNR, dispersão, DGD (*differential group delay*), efeitos não lineares, etc. Diversas abordagens consideram esses parâmetros (ou um conjunto deles) e utilizam diversas técnicas para monitorá-los, tais como, extinção de polarização para OSNR (FLORIDIA; MORAES, 2008; FLORIDIA et al., 2010) e modulação polarização em baixa frequência para DGD, comprimento de onda e potência (FLORIDIA; FERES; ROMERO, 2010; SKÖLD et al., 2009).

Tipicamente, a medida da relação sinal ruído óptica é obtida com o auxílio de um analisador de espectro óptico (OSA – *Optical Spectrum Analyzer*) por meio da interpolação do nível de ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) em um determinado comprimento de onda. No entanto, em redes dinamicamente reconfiguráveis, a determinação online da relação sinal/ruído torna-se virtualmente impossível, pois cada canal pode passar por diferentes números de amplificadores e filtros; níveis diferentes de OSNR podem dificultar a distinção do que é ruído e canal (ASE filtrada confundida com canal). Para evitar esse tipo de equivoco são empregadas técnicas para medir a relação sinal/ruído dentro da banda (*in-band* OSNR) tais como as utilizadas em (LEE et al., 2006).

No cenário brasileiro, redes com detecção coerente estão sendo introduzida há pouco tempo. O maior legado trata-se de redes com 10 Gbit/s (com modulação OOK) que estão migrando para 40 Gbit/s (com modulação QPSK) e posteriormente para 100 Gbit/s (com modulação DP-QPSK). Considerando esse cenário e a necessidade de monitoramento da rede legada para prover qualidade nos serviços oferecidos e estimar o momento adequado para migrar para 100 Gbit/s, duas técnicas de monitoramento são apresentadas nas seções seguintes.

A primeira técnica faz uso das propriedades de polarização do sinal (altamente polarizado) e do ruído ASE (totalmente despolarizado) para estimar o valor da OSNR. Enquanto que a segunda técnica utiliza modulação em baixa frequência da polarização para monitorar vários parâmetros como a PMD, comprimento de onda, potência e OSNR de cada canal.

As técnicas analisadas nesse trabalho são soluções para monitorar canais com modulação em intensidade ou em fase. Ambas foram implementadas em trabalhos experimentais realizados no Centro de Pesquisas e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD). Para monitorar transmissões em 100 e 400 Gbit/s com detecção coerente e

processamento digital do sinal são utilizadas técnicas de OPM baseadas em DSP (DE MIGUEL et al., 2013). Essas técnicas são tópicos para trabalhos futuros.

5.3 Monitoramento da Relação Sinal/Ruído Óptica: Técnica da extinção da polarização

O monitoramento preciso da relação sinal-ruído óptico é essencial para um gerenciamento apropriado de redes WDM. É um parâmetro importante a ser monitorado para obter a estimativa de qualidade do sinal na camada óptica. Além disso, a OSNR pode ser utilizada para estabelecimento de enlace e otimização, análise da fonte de problemas de um sistema, localização e detecção de falhas, ativação do mecanismo de resiliência, etc.

Diversas técnicas para monitorar OSNR baseiam-se no padrão 61280-2-9 definido pela IEC (*International Electrotechnical Commission*). A medida é realizada por meio da diferença entre a potência do sinal e a potência média do ruído na metade da distância espectral entre dois canais. Esse método é chamado de medida de OSNR fora da banda (*out-of-band OSNR*). O ruído ASE é medido entre dois canais e, assim, interpolado no comprimento de onda do sinal como ilustrado na Figura 39.

Figura 38: Técnica tradicional de medição da OSNR, também conhecida como cálculo da OSNR fora da banda. P_1 e N_1 representam a potência do sinal e do ruído, respectivamente. λ_1 é o comprimento de onda do canal de referência.

Em redes dinamicamente reconfiguráveis, os comprimentos de onda são inseridos/retirados ou trocados na camada óptica, passando por diferentes caminhos e número de amplificadores. Devido à filtragem óptica que ocorre em diversos elementos (tais como em multiplexadores e demultiplexadores), o espectro do ruído pode não ser uniforme e o nível de ruído acumulado pode variar de canal para canal. Dessa forma, a medida da OSNR na largura de banda do sinal não pode ser realizada pela técnica convencional da interpolação linear (PAN; YU; WILLNER, 2010; ZHANG et al., 2013). Para superar essa limitação, é necessário medir a potência do ruído no interior do canal óptico da banda passante e, assim, obter uma medida OSNR confiável. Essa medida é referenciada como OSNR dentro da banda (*in-band OSNR*). A diferença entre as medidas *in* e *out-of-band* são ilustradas na Figura 39.

Figura 39: representação das medidas de OSNR dentro e fora da banda do canal. A faixa mais escura representa o ruído do sinal (JDSU, 2005).

Para realizar a medida da OSNR dentro da banda do canal, Rasztovits-Wiech, Danner e Leeb (1998) propuseram um método que faz uso das propriedades de polarização do sinal (altamente polarizado) e do ruído ASE (totalmente despolarizado) para estimar o valor da OSNR. Esse método é chamado de anulamento da polarização (*polarization nulling*). O sinal recebido (junto com a ASE) é dividido em duas componentes de polarização ortogonais: uma corresponde a sinal e ASE polarizada, enquanto a outra componente possui somente o ruído ASE.

Figura 40: Princípio de operação da técnica do anulamento da polarização. Após o polarizador linear a ASE perde 3dB em relação ao valor original.

A Figura 40 ilustra o princípio de operação da técnica de anulamento da polarização: ruído ASE e sinal passam por um controlador de polarização tornando-se linearmente polarizados e, ao atravessarem um polarizador linear horizontal, o sinal é totalmente extinto. Assim, é possível medir a potência do sinal e do ruído no comprimento de onda, desde que a

potência do ruído polarizada medido nesses componentes de polarização deve ser o mesmo. A ASE é totalmente despolarizada antes e depois do controlador de polarização, por esse motivo perde 3 dB de potência ao ser submetida ao polarizador linear. De posse dos valores de potência da ASE e do sinal somado a ASE é possível calcular a OSNR.

Melhorias na técnica citada foram sugeridas por (LEE et al., 2001) e (CHEUNG; CHEN; CHAN, 2004) para corrigir os erros de medição, devido à dispersão dos modos de polarização (PMD) ou extinção incompleta do sinal. Floridia e Moraes, (2008) implementaram uma variação do método de anulamento da polarização, utilizando o algoritmo de otimização de função para extinguir o sinal. Outra melhoria foi proposta em Floridia et al., (2010), estabelecendo um compromisso entre precisão e tempo de aquisição ao longo de um intervalo de medição de 21 dB: para os tempos de convergência iguais a 390 e 320 ms a precisão alcançada é 0,72 e 0,98 dB, respectivamente.

Baseado nas melhorias propostas por Floridia e Moraes, (2008) e Floridia et al. (2010), esse trabalho apresenta a avaliação de desempenho de um monitor de OSNR *in band* com extinção de polarização em uma rede real. Testes foram realizados na rede experimental GIGA e comprovaram a eficiência da técnica. A partir dos resultados obtidos, outra melhoria pode ser proposta: a utilização de outros algoritmos de otimização de função.

5.3.1 Teste experimental na rede GIGA

A técnica para monitorar a OSNR na rede GIGA é baseada no anulamento da polarização para monitorar OSNR (descrita anteriormente), utilizando algoritmos de otimização para encontrar o ajuste de polarização mais preciso para extinguir totalmente o sinal. O algoritmo Downhill Simplex (FLANNERY et al., 1992) foi adicionado à técnica com o auxílio de um computador como ilustrado na Figura 41. Mais detalhes sobre o funcionamento do algoritmo estão descritos no Apêndice II.

Figura 41: Experimento utilizado para calibrar o monitor de OSNR.

A Figura 41 ilustra o experimento para calibrar o monitor de OSNR utilizado no teste de campo. A OSNR desejada é alcançada ajustando o atenuador (ATT) e o ganho do amplificador (EDFA). Após o amplificador, a potência do sinal é dividida em dois caminhos: o primeiro é a entrada para uma chave óptica (SW) na qual define qual sinal será visualizada no OSA (*Optical Spectrum Analyzer*), enquanto que no segundo um filtro passa-banda (BPF) controlado pelo computador é usado para definir a largura de banda a ser analisada, no caso 0,5 nm (para conter o canal analisado e parte do ruído). A saída do BPF é novamente dividida em dois ramos que são entradas para o fotodetector PD1 e para o controlador de polarização, na qual um sinal com polarização arbitrária é alterado para um sinal polarizado. Esse sinal polarizado e a ASE (despolarizada) são separados em duas polarizações ortogonais pelo PBS.

A potência óptica detectada no PD1 consiste no sinal somado à ASE, enquanto que o PD2 é alimentado apenas com a ASE, pois o sinal polarizado foi extinto após passar pelo PBS. Para que a potência que chega no PD2 seja mínima, o estado de polarização definido pelo controlador deve ser escolhido de tal forma que, ao passar pelo polarizador, o sinal seja quase totalmente extinto. A potência detectada em cada fotodiodo (PD1 e PD2) pode ser descrita como (LEE; CHUNG, 2001):

$$P_1 = P_S + S_{ASE} \quad (5)$$

$$P_2 = \frac{S_{ASE}}{2} \quad (6)$$

P_1 e P_2 representam os valores detectados nos fotodetectores PD₁, PD₂, respectivamente. P_s é a potência do sinal e S_{ASE} é a densidade espectral de potência da ASE. A relação sinal ruído óptica pode ser obtida por meio de (7):

$$OSNR = \frac{P_S}{S_{ASE}} \quad (7)$$

B_r é a largura de banda de referência para converter a OSNR medida em uma resolução desejada. A partir de (5) e (6), é possível definir S_{ASE} e P_s em função das potências detectadas em PD₁ e PD₂:

$$P_S = P_S - S_{ASE} \quad (8)$$

$$S_{ASE} = 2P_2 \quad (9)$$

A OSNR *in-band* pode ser obtida, então, substituindo os valores de (8) e (9) em (7).

$$OSNR_{in-band} = \frac{P_1 - 2P_2}{2P_2} \quad (10)$$

Qualquer estado de polarização pode ser obtido no controlador de polarização manipulando o valor de duas tensões de entrada. Portanto, existe um par de tensões que aplicados no controlador resultaram na extinção do sinal e por consequência na obtenção da ASE no PD₂. O algoritmo de otimização de função é utilizado após a conversão eletro-óptica para encontrar um par de tensões que resulte na minimização do sinal em PD₂.

O experimento foi submetido a diferentes níveis de OSNR por meio do ajuste do atenuador. Os valores obtidos pelo monitor de OSNR dentro da banda foram comparados com a medição de um osciloscópio tradicional e ambos são ilustrados na Figura 42. A divergência entre as duas medições é de aproximadamente 0,4 dB para mais o ou para menos (Figura 43), considerando o valor de OSNR medido pelo OSA como referência. Além disso, o método mostrou-se estável perante variações de temperatura do ambiente em um teste de oito horas de duração.

Figura 42: valores obtidos com OSA convencional e com a técnica de anulamento do sinal.

Figura 43: Diferença entre valores obtidos com OSA convencional e com a técnica de anulamento do sinal descrita.

Para demonstrar a aplicabilidade da técnica em um ambiente real, testes foram realizados na rede experimental de alta velocidade GIGA⁷ ilustrada na Figura 45. Nesse experimento, sete canais são testados (Figura 44): cinco com taxa igual a 2,5 Gbit/s (1547,21 nm, 1548,83 nm, 1552,07 nm, 1553,63 nm, 1555,19 nm) e dois com 10 Gbit/s (1556,81 nm, 1558,46 nm); todos com modulação NRZ. Além dos canais reais, um canal falso é avaliado em 1554.14. Para cada um é realizado a comparação entre o valor medido por um OSA e pela

⁷ Projeto multi-institucional e multidisciplinar financiado pelo governo Brasileiro (SCARABUCCI, 2004).

técnica de medição da OSNR dentro da banda. As medições usando o OSA devem ser realizadas com cautela, a fim de considerar o nível correto do ruído ASE.

Figura 44: Canais da rede Giga analisados.

Figura 45: Cidades conectadas pela rede experimental GIGA.

Em relação aos canais modulados em 2,5 Gbit/s em 1547,21 nm , 1548,83 nm e 1552,07 nm, as diferenças entre valores obtidos pela técnica *in-band* OSNR e no OSA permanecem dentro de 1 dB, demonstrando que o método proposto mede corretamente o OSNR. No canal em 1553,63 nm as medições apresentam uma discrepância na ordem de 2,4 dB (a maior dentre todos os canais testados). A razão para um valor fora do intervalo observado nos outros canais é, provavelmente, atribuída à interferências sofridas pela PMD, uma vez que a técnica utilizada para os testes não compensa completamente esse fenômeno. Para isso são necessários dois filtros ópticos como descrito em (LEE; CHUNG, 2001; FLORIDIA et al., 2010).

Os resultados dos testes executados nos canais 10 Gbit/s ressaltam outra vantagem da técnica *in-band*: medir a OSNR quando o nível de ruído não está bem definido, como pode ser observado nos canais 1556,81 nm e 1558,46 nm ilustrados na Figura 44.

Em 1554,14 nm surge um sinal com aproximadamente 4,3 dB de OSNR ilustrado na Figura 44. No entanto, esse sinal é resultante da filtragem do ruído ASE e constitui um canal falso. Os testes realizados para esse comprimento de onda tem a finalidade de demonstrar a capacidade da técnica em distinguir canais falsos de verdadeiros.

Figura 46: Sinal dos canais em 1556,81 nm e 1558,46 nm (azul) e os mesmos canais parcialmente extintos (vermelho).

Realizando uma anulação incompleto do canal e uma compensação de 3 dB (devido ao uso do polarizador), é possível calcular o valor da verdadeira OSNR. O comutador (SW da figura) é reposicionado para enviar ao analisador de espectro o sinal parcialmente extinto. Sobrepondo o sinal que não foi submetido ao método e o parcialmente extinto é possível visualizar o nível do ruído e assim calcular a OSNR (Figura 46). As características e as medições realizadas para cada canal (inclusive o falso) são listadas na Tabela 7.

Tabela 7: Canais reais e canal falso utilizado para teste.

Características	Canais testados	OSNR real	OSNR in-band
2,5 Gbit/s com modulação NRZ	1547.21	15,1	14,7
	1548.83	14,3	13,8
	1552.07	21,9	22,2
	1553.63	13,2	15,6
	1555.19	24,2	23,9
10 Gbit/s com modulação NRZ	1556.81	17	17,3
	1558.46	30,7	29,3
Canal falso com OSNR de aproximadamente 4,3 dB	1554.14	0	1,6

O método pode ser utilizado em redes ópticas reconfiguráveis, em que cada canal óptico é transmitido por rotas diferentes, passando por um número diferente de amplificadores ópticos e filtros em cascata. Além disso, o método *in-band* é automático e não requer ajustes adicionais (como ajustar o nível de ASE no OSA convencional) para realizar as medições.

Uma das razões para obter sucesso na aplicação da técnica é o uso do algoritmo de otimização para definir as tensões que direcionam o controlador de polarização em um estado de polarização. Uma vez que a definição do estado de polarização vai influenciar na extinção do sinal (e por consequência no cálculo da OSNR), é desejado que algoritmo utilizado encontre as tensões necessárias para minimizar o valor detectado do fotodetector. Como mencionado anteriormente, o algoritmo utilizado nos experimentos foi o Downhill Simplex que apresenta rápida convergência, porém limita-se a encontrar uma solução local (próxima ao espaço que iniciou a busca). Nesse sentido, a utilização de outros algoritmos é uma opção para melhorar o desempenho da técnica de medição da OSNR com anulamento de polarização, provendo melhor extinção do sinal e até mesmo a redução do tempo de operação.

5.3.2 Substituição do Algoritmo de Otimização

Existem diversas categorias de algoritmos para otimizar funções (HAUPT e HAUPT, 2004). A categoria em que o algoritmo Downhill Simplex (a partir de agora chamado de DS) é classificado tenta minimizar o custo a partir de um conjunto inicial de variáveis. Apesar de serem algoritmos com alta velocidade de convergência, os mínimos encontrados tendem a ficar em mínimos locais.

Outros métodos tem como base processos presentes na natureza que são extremamente bem sucedido em otimizar os fenômenos naturais. Diferente da categoria anterior, esses algoritmos são capazes de encontrar mínimos globais, ou seja, não ficam limitados a uma pequena área no espaço de busca. Nessa categoria encontram-se o algoritmo de enxame de partículas (PSO – *particle swarm optimization*) e os algoritmos genéticos (AG), ambos com baixa complexidade de implementação. Tanto o algoritmo PSO quanto o GA são capazes de encontrar um mínimo global. De frente à essa vantagem sobre o já testado algoritmo DS, ambos são cotados para substituí-lo no monitor de OSNR com anulamento de polarização descrito anteriormente.

O PSO (KENNEDY; EBERHART, 1995) é inspirado no comportamento social dos pássaros e cardume de peixes. Uma matriz de partículas (o enxame) é gerada aleatoriamente dentro de um espaço de busca. A posição de cada partícula representa uma solução possível para o problema e está sob a ação de três vetores: inércia, memória e comparação. A velocidade de cada partícula se altera de acordo com a soma dos vetores de influência e a faz deslocar dentro do espaço. A inércia tenta manter a partícula na mesma direção à que seguia, a memória indica a melhor posição ocupada até o momento (mínimo local) e a comparação atrai a partícula para a melhor posição encontrada pelo enxame (mínimo global). Detalhes sobre a implementação do PSO estão disponíveis no Apêndice B.

A técnica de busca e otimização conhecida como Algoritmo Genético (GA) é baseada na ideia de que utilizando regras de seleção, uma população de indivíduos pode evoluir suas habilidades. As etapas para implementar um GA são: definir uma função de custo (função *fitness*), gerar a população inicial, decodificar os cromossomos, avaliar a habilidade dos indivíduos da população, realizar o cruzamentos de indivíduos determinados por meio de alguma técnica de seleção e, por fim, aplicar a mutação gênica. Mais detalhes sobre as etapas mencionadas estão disponíveis no Apêndice B.

Uma vez que o uso da técnica de monitoramento da OSNR *in-band* com algoritmo de otimização foi bem sucedido no experimento, o comportamento dos algoritmos PSO e GA pode ser analisado por meio de simulações. Para viabilizar essas análises, o controlador de polarização foi submetido a diferentes tensões de controle (V_1 e V_2) para alcançar diferentes estados de polarização. A partir disso, o valor detectado no fotodetector PD2 (Figura 41) e o par de tensões responsáveis pelo nível de potência detectado são armazenados em um arquivo.

Para simular o comportamento do módulo de monitoramento é utilizada uma função de interpolação linear disponível na ferramenta Matlab. Para realizar a estimação da potência do sinal em PD2 é necessário fornecer à função o arquivo contendo as tensões de controle e os

respectivos valores detectados em PD2. Além disso, são necessários também os novos valores de V_1 e V_2 . Um exemplo das entradas da função é:

$$PD2_{novo} = \text{interpolação}(V_{1ex}, V_{2ex}, PD2_{ex}, V_{1novo}, V_{2novo})$$

Os valores obtidos em PD2 no experimento são representados por $PD2_{ex}$, assim como conjunto de valores das tensões V_1 , V_2 são dados respectivamente por V_{1ex} e V_{2ex} . V_{1novo} e V_{2novo} são as tensões fornecidas pelo algoritmo de otimização e $PD2_{novo}$ o valor resultante da interpolação.

Figura 47: Mapa experimental do conjunto de 15876 elementos.

Dois conjuntos de dados (V_{1ex} , V_{2ex} e $PD2_{ex}$) são utilizados para as análises. Ambos foram adquiridos variando as tensões de controle do controlador de polarização do experimento da figura. O primeiro conjunto de dados é representado pela matriz M_1 126x126 com um total de 15876 elementos. Cada elemento m_{ij} corresponde a um par de tensões V_1 e V_2 que variam de 0 a 2,5V. Para cada valor de m_{ij} existe um valor correspondente de valor detectado no fotodetector. Dessa forma é possível construir o mapa experimental (espaço de busca do algoritmo), tal como ilustrado na Figura 47. Os eixos x e y correspondem às tensões V_1 e V_2 , enquanto que o eixo z o valor medido no fotodetector. As regiões com tonalidade azul representam os mínimos valores em z, enquanto que os máximos são identificados pela cor vermelha. Quanto mais escuro, mais próximo do mínimo.

O segundo conjunto de dados é representado pela matriz M_2 251 x 251 com 63001 elementos. Nesse caso, as tensões V_1 e V_2 variam de 0 a 5 V. O mapa experimental desse conjunto é ilustrado na Figura 48. O mesmo esquema de cores representa os mínimos e máximos.

Figura 48: Mapa experimental do conjunto de 63001 elementos.

O comportamento dos algoritmos PSO e GA é simulado sobre o conjunto de dados M_1 e M_2 . Os resultados são descritos na seção seguinte.

5.3.3 Resultados Numéricos

O critério de parada utilizado é o número de iterações para os algoritmos Downhill e PSO e a número de gerações para o GA. A alteração desses parâmetros resulta em diferentes tempos de execução e potência detectada. As análises são realizadas com número de iterações/gerações que variam de 10 a 50 com passo igual a 10. Acima desse valor não há alteração significativa no resultado.

Na Figura 49(a) é ilustrado o tempo que cada algoritmo consome para encontrar um valor de potência executando uma quantidade determinada de iterações no espaço de busca com 63001 elementos. O melhor desempenho é apresentado pelo algoritmo PSO, que chega a ser 16 vezes mais rápido que o GA. Embora o GA apresente-se como um método eficaz, possui custo computacional mais alto por ser mais complexo.

A potência resultante da aplicação dos algoritmos para diferentes números de iterações máximas é ilustrada na Figura 49(b). Entre 10 e 20 iterações, o PSO e o GA obtêm resultados de potência similares, enquanto o Downhill destoa. A partir de 30 iterações, os algoritmos tendem a permanecer na faixa de potência de 0,1634 a 0,1648.

(a)

(b)

Figura 49: Resultados obtidos utilizando algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 63001 elementos. (a) Tempo de execução de cada algoritmo para determinada quantidade de iteração/geração (critério de parada). (b) Valor provável detectado pelo fotodetector (inferido pela função interpolação).

Os resultados expostos na Figura 49 são os possíveis valores detectados pelo PD do experimento quando as duas tensões arbitram o controlador de polarização. Essas tensões, para cada quantidade de iterações, são listadas na Tabela 8.

Tabela 8: Resultados obtidos utilizando os algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 63001 elementos. V1 e V2 representam as tensões utilizadas no controlador de polarização e PD o valor detectado.

	PSO			Downhill Simplex			AG		
Iterações	V1	V2	PD	V1	V2	PD	V1	V2	PD
10	1,0974	2,5331	0,1685	1,1250	0,7500	0,2500	1,1288	0,6495	0,1687
20	3,8977	1,4603	0,1641	1,1187	0,6511	0,1661	1,1199	0,6425	0,1644
30	1,1203	0,6399	0,1642	1,1205	0,6399	0,1643	1,1193	0,6422	0,1646
40	1,1200	0,6401	0,1639	1,1200	0,6400	0,1640	1,1206	0,6421	0,1646
50	2,0601	1,4599	0,1635	1,1200	0,6400	0,1639	1,1198	0,6391	0,1648

No conjunto de dados menor (15876), ilustrado pela Figura 50 (a) e (b), o algoritmo GA mantém uniformidade no valor (em torno de 0,1642) de potência para os diferentes números de gerações. No entanto, o custo computacional é superior aos dos demais algoritmos. Com 40 iterações, o PSO atinge um mínimo melhor que o GA com 0,4s aproximadamente, enquanto o segundo algoritmo consome 0.8s. Sendo assim, não há justificativa para utilizar o algoritmo GA.

(a)

(b)

Figura 50: Resultados obtidos utilizando algoritmos Downhill, PSO e GA no conjunto de dados com 15876 elementos. (a) Tempo de execução de cada algoritmo para determinada quantidade de iteração/geração (critério de parada). (b) Valor provável detectado pelo fotodetector (inferido pela função interpolação).

O algoritmo Downhill apresenta melhor desempenho em relação ao tempo de execução dos demais em 10 iterações. É nesse momento, também, que o mínimo encontrado é melhor que o encontrado pelo PSO. No entanto, a vantagem do Downhill sobre os outros algoritmos é limitada a alguns episódios apenas. A partir de 30 iterações, o algoritmo PSO atinge mínimos melhores consumindo menos recursos computacionais. A Tabela 9 lista as tensões necessárias para obter os valores de potência ilustrados na Figura 50 (b).

Tabela 9: Resultados obtidos utilizando o algoritmo Downhill e PSO no conjunto de dados com 15876 elementos. V1 e V2 representam as tensões utilizadas no controlador de polarização e PD o valor detectado.

	PSO			Downhill Simplex			AG		
Iterações	V1	V2	PD	V1	V2	PD	V1	V2	PD
10	2,9621	0,6098	0,1906	0,0550	1,8920	1,6885	0,1833	0,0329	1,3028
20	3,6253	2,7664	0,1770	0,0273	1,8913	1,6585	0,1696	0,0448	1,3000
30	2,9510	2,7019	0,1708	0,0292	1,8946	1,6600	0,1692	0,0642	1,3004
40	1,3000	0,8600	0,1635	0,0358	1,8999	1,6600	0,1691	0,0855	1,3003
50	1,3000	0,8599	0,1635	0,0431	1,9000	1,6600	0,1691	0,1037	1,3023

A Figura 51 ilustra o desempenho dos algoritmos em relação ao tempo de convergência para uma solução. Em ambos os conjunto de dados, o algoritmo PSO apresenta maior eficiência. Isso significa que fornece um resultado de potência menor em menos tempo.

(a)

(b)

Figura 51: Desempenho dos algoritmos Downhill, PSO e GA nos conjunto de dados: (a) 15876 elementos
(b) 63001 elementos.

O desempenho inferior do algoritmo Downhill pode ser explicado pelo fato de ele sempre convergir para o mínimo local mais próximo do ponto de inicialização. Além disso, o tamanho do simplex também influencia em seu desempenho. A Figura 52 ilustra a evolução do Downhill em duas execuções diferentes, partindo de um mesmo ponto. Ambas convergem para a mesma região.

Figura 52: Execução do algoritmo Downhill com 10 e 20 interações respectivamente. Não há diferença significativa, o algoritmo sempre converge para uma mesma região.

De frente aos resultados apresentados, conclui-se que é possível aprimorar a técnica de anulamento da polarização alterando o algoritmo de otimização utilizado. Mesmo o Downhill Simplex sendo um algoritmo de baixa complexidade e rápida conversão, não atinge o

desempenho de outros algoritmos como o PSO e o GA. Portanto, sua substituição é válida e garante mais precisão à técnica. Além disso, o desempenho dos algoritmos apresentados pode ser aprimorado: para o PSO, a modificação da distribuição das partículas pode levar a resultados melhores, para o Downhill pode-se utilizar diversos simplexes iniciando em partes diferentes do espaço amostral a fim de alcançar um mínimo global e para o GA pode-se alterar método de seleção dos indivíduos.

5.4 Monitoramento Multiparâmetro: PMD, comprimento de onda e potência.

Atraso diferencial de grupo (DGD) ou dispersão de modos de polarização (PMD), a potência óptica e o fator Q são parâmetros da rede que podem ser monitorados (KILPER et al., 2004), preferencialmente por canal. Varias técnicas têm sido propostas para monitorar um ou outro parâmetro. Por exemplo, o monitoramento da OSNR intra-banda por meio da extinção da polarização foi um tópico abordado no presente trabalho e em (FLORIDIA; MORAES, 2008; FLORIDIA et al., 2010; FLORIDIA et al., 2011).

Técnicas para monitorar PMD são investigadas em (LIZE et al., 2007; FLORIDIA et al., 2012a; FLORIDIA et al., 2012b). SKÖLD et al. (2009) propõem uma técnica para monitorar multiparâmetros (PMD, comprimento de onda, potência e OSNR de cada canal) baseada na modulação em baixa frequência da polarização dos canais ópticos. Essa técnica utiliza monitores de baixo custo que podem ser facilmente replicados em pontos diferentes da rede óptica, viabilizando a identificação geográfica de erros. Cada canal permanece com seus respectivos formatos de modulação e taxas de transmissão de bits e é modulado em polarização cada qual com sua frequência (algumas dezenas de hertz). Dessa forma, a informação transmitida não sofre alteração.

O presente trabalho analisa numericamente o método proposto em (SKÖLD et al., 2009) e sua capacidade de obter o equivalente aos estados de polarização de diversos canais por meio de uma calibração prévia. É proposta, a partir desse ponto, uma calibração simplificada que reduz a complexidade matemática, limita a possibilidade de erros no processo e diminui o tempo necessário para a implementação prática do método.

5.4.1 Modelagem Matemática

O monitor consiste, basicamente, em um polarizador, um detector e um conversor analógico digital de sinais. Como os módulos de monitoração são de baixo custo, essa técnica

permite que vários monitores sejam distribuídos ao longo da rede (Figura 53). Nestes pontos, a modulação de cada canal é convertida em variação de amplitude e sua transformada rápida de Fourier é calculada. As informações de cada canal estão confinadas em um único sinal detectado pelo monitor, pois cada canal fornece frequências harmônicas em $w_i, 2w_i, 3w_i, \dots$, para a FFT, i variando de 1 a n (número de canais ópticos).

Figura 53: Método de monitoração multiparâmetro baseado na modulação da polarização dos canais ópticos. Indicados na figura o sistema de calibração e o monitor.

O sistema de monitoramento multiparâmetro é matematicamente descrito por meio do formalismo de Stokes (um vetor com valores de potência óptica em que cada elemento descreve a potência óptica referente a um determinado estado de polarização, descrito no apêndice C). A partir de uma expressão analítica (11), é possível obter os estados de polarização nos diferentes canais ópticos. No entanto, é necessária a realização de uma calibração antes do monitoramento efetivo.

$$S_{out} = M_p \cdot M_{fiber} \cdot M_{mod} \cdot S_{in} \quad (11)$$

Os estados de polarização de entrada e saída são representados pelos vetores de Stokes S_{in} e S_{out} . M_p , M_{fiber} e M_{mod} são as matrizes de Mueller (método utilizado para manipular os vetores de Stokes) que descrevem, respectivamente, o polarizador, a fibra óptica e a modulação de polarização. Sköld et al. (2009) sugere que a modulação da polarização ocorra ao redor de dois eixos da esfera de Poincaré. Por exemplo, considerando $S_{in} = (1100)^t$, a variação da SOP acontecerá ao longo do tempo de acordo com a expressão (12):

$$S_{\text{mod}(t)} = M_{\text{mod}} \cdot S_{\text{in}} = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos(A \sin(\omega t)) \\ -\sin(B \sin(\omega t)) \sin(A \sin(\omega t)) \\ -\cos(B \sin(\omega t)) \sin(A \sin(\omega t)) \end{pmatrix} \quad (12)$$

A propagação do sinal na fibra pode ser modelada como um controlador de polarização, pois a SOP é alterada aleatoriamente com o tempo. Deste modo, a combinação de um polarizador horizontal com a matriz de Mueller M_{fiber} gera o vetor $P = (p_0 \ p_1 \ p_2 \ p_3)$ que pode apontar para qualquer direção no espaço de Stokes. A potência do sinal detectado após o polarizador é descrito como a seguir:

$$D(t) = P \cdot S_{\text{mod}}(t) = p_0 + p_1 \cos(A \sin(\omega t)) - p_2 \sin(B \sin(\omega t)) \sin(A \sin(\omega t)) - p_3 \cos(B \sin(\omega t)) \sin(A \sin(\omega t)) \quad (13)$$

O espectro do sinal detectado contém infinitos harmônicos múltiplos de w e com amplitudes linearmente dependentes do vetor P . A equação (12) mostra que, uma vez que o SOP de entrada é fixo (definido na entrada da modulação) e considerando que não há alteração na orientação do polarizador, os harmônicos da FFT dependem unicamente das propriedades de polarização da fibra. A relação entre o vetor de polarização, P , e as amplitudes da FFT é dada pela expressão (14).

$$\tilde{D} = M \cdot D \quad (14)$$

As primeiras harmônicas da transformada rápida de Fourier do sinal estão contidas no vetor complexo $\tilde{D}$, ou seja, $\tilde{D} = (dw, d2w, \dots, dnw)$, enquanto que a matriz M , é uma matriz $n \times 4$ que relaciona o vetor P ao $\tilde{D}$. Em outras palavras, conhecida a matriz M e as harmônicas do sinal (obtidas pela FFT), pode-se obter o vetor P pela solução do sistema de Equações (14). O vetor P se comporta do mesmo modo que uma SOP ordinária (vetor de Stokes), uma vez que sua direção é afetada da mesma forma pela fibra óptica. Por esse motivo, o P pode ser usado para determinar as propriedades de polarização, como PMD, PDL, potência óptica, etc., como discutido em (SKÖLD et al., 2009; FLORIDIA; FERES; ROMERO, 2010).

Cada canal é modulado em polarização com uma frequência característica. Por exemplo, dois canais com frequências de modulação w_1 e w_2 , os harmônicos $w_1, 2w_1, 3w_1, \dots$, etc. trazem informação do primeiro canal, e os harmônicos $w_2, 2w_2, 3w_2, \dots$, etc. a informação do segundo canal. A componente DC, entretanto, mistura as informações e não pode ser utilizada para obter informação do p_0 do vetor P .

5.4.2 Calibração

A calibração do sistema consiste em determinar a matriz M de (14) em função do vetor de harmônicos do sinal. Em outras palavras deve-se determinar a m_{ij} do sistema de equações lineares (15). A matriz M , na descrição matemática, pode ser teoricamente derivada sob o pressuposto de estados de polarização de entrada fixos, um polarizador ideal e tensões de forma de onda senoidal ideais. No entanto, para diminuir esses requisitos, Sköld et al. (2009) mostra que M pode ser determinado experimentalmente inserindo um controlador de polarização após a modulação da polarização.

O objetivo é colocar o polarizador do monitor em várias orientações e obter $\tilde{D} = (dw, d2w, \dots, dnw)$ correspondente. Entretanto, devido à correspondência entre o vetor P e um vetor de Stokes ordinário, a rotação do polarizador é obtida, de forma completamente análoga, fazendo com que o controlador de polarização gire o sinal de entrada para 6 estados diferentes e equidistantes, o que equivale a posicionar o vetor P em 6 estados equidistantes. Por simplicidade matemática, pode-se colocar o vetor P no que corresponde aos estados: polarização horizontal, vertical, linear a +45, linear a -45, circular esquerda e circular direita (LHP, LVP, L+45, L-45, LCP e RCP) e registrar os vetores $\tilde{D} = (dw, d2w, \dots, dnw)$ correspondentes, conforme Tabela 10.

$$\begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} & m_{24} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & m_{34} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & m_{n3} & m_{n4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_w \\ d_{2w} \\ d_{3w} \\ \vdots \\ d_{nw} \end{pmatrix} \quad (15)$$

Tabela 10: Estados utilizados para a obtenção da matriz de calibração M.

Estado	Vetor P	Coefficientes
LHP	$(p_0 \quad +p_0 \quad 0 \quad 0)$	$d_{\omega}^1, d_{2\omega}^1, \dots, d_{n\omega}^1$
LVP	$(p_0 \quad -p_0 \quad 0 \quad 0)$	$d_{\omega}^2, d_{2\omega}^2, \dots, d_{n\omega}^2$
L+45	$(p_0 \quad 0 \quad +p_0 \quad 0)$	$d_{\omega}^3, d_{2\omega}^3, \dots, d_{n\omega}^3$
L-45	$(p_0 \quad 0 \quad -p_0 \quad 0)$	$d_{\omega}^4, d_{2\omega}^4, \dots, d_{n\omega}^4$
LCP	$(p_0 \quad 0 \quad 0 \quad +p_0)$	$d_{\omega}^5, d_{2\omega}^5, \dots, d_{n\omega}^5$
RCP	$(p_0 \quad 0 \quad 0 \quad -p_0)$	$d_{\omega}^6, d_{2\omega}^6, \dots, d_{n\omega}^6$

Substituindo os vetores P da Tabela 1 em (15) e após alguma manipulação algébrica, obtém-se a matriz de calibração M (16):

$$\begin{pmatrix} \frac{(d_{\omega}^1 + d_{\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{\omega}^1 - d_{\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{\omega}^3 - d_{\omega}^4)}{2p_0} & \frac{(d_{\omega}^5 - d_{\omega}^6)}{2p_0} \\ \frac{(d_{2\omega}^1 + d_{2\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{2\omega}^1 - d_{2\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{2\omega}^3 - d_{2\omega}^4)}{2p_0} & \frac{(d_{2\omega}^5 - d_{2\omega}^6)}{2p_0} \\ \frac{(d_{3\omega}^1 + d_{3\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{3\omega}^1 - d_{3\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{3\omega}^3 - d_{3\omega}^4)}{2p_0} & \frac{(d_{3\omega}^5 - d_{3\omega}^6)}{2p_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{(d_{n\omega}^1 + d_{n\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{n\omega}^1 - d_{n\omega}^2)}{2p_0} & \frac{(d_{n\omega}^3 - d_{n\omega}^4)}{2p_0} & \frac{(d_{n\omega}^5 - d_{n\omega}^6)}{2p_0} \end{pmatrix} \quad (16)$$

O procedimento de calibração simplificado proposto baseia-se no fato de que o valor de p_0 não pode ser obtido por qualquer que seja o número de harmônicas utilizadas, uma vez que corresponde ao sinal DC de (13). Deste modo, não são necessários 6 estados para a calibração, mas apenas 3. Observa-se nas simulações que há dois estados ortogonais para o vetor P , correspondem FFT de sinal oposto um ao outro, conforme ilustrado na Figura 2.

Figura 54: Representação dos estados ortogonais L +45 e L -45. Observa-se a inversão de sinais, o que possibilita a simplificação do procedimento de calibração.

Neste caso então o sistema a ser resolvido reduz-se à (17):

$$\begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{32} & m_{32} & m_{33} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n2} & m_{n2} & m_{n3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{\omega} \\ d_{2\omega} \\ d_{3\omega} \\ \vdots \\ d_{n\omega} \end{pmatrix} \quad (17)$$

Os estados necessários para a calibração estão indicados na Tabela 11, (consideramos o vetor normalizado, uma vez que a informação de potência é obtida separadamente).

Tabela 11: Estados utilizados para a obtenção da matriz de calibração M. Procedimento Simplificado.

Estado	Vetor P	Coefficientes
LHP	$(1 \ 0 \ 0)$	$d_{\omega}^1, d_{2\omega}^1, \dots, d_{n\omega}^1$
L+45	$(0 \ 1 \ 0)$	$d_{\omega}^2, d_{2\omega}^2, \dots, d_{n\omega}^2$
LCP	$(0 \ 0 \ 1)$	$d_{\omega}^3, d_{2\omega}^3, \dots, d_{n\omega}^3$

Neste caso, M assume a forma simplificada (18):

$$\begin{pmatrix} d_{\omega}^1 & d_{\omega}^2 & d_{\omega}^3 \\ d_{2\omega}^1 & d_{2\omega}^2 & d_{2\omega}^3 \\ d_{3\omega}^1 & d_{3\omega}^2 & d_{3\omega}^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ d_{n\omega}^1 & d_{n\omega}^2 & d_{n\omega}^3 \end{pmatrix} \quad (18)$$

A maior vantagem da simplificação da técnica de (SKÖLD et al., 2009) é a diminuição do número de operações necessárias para realizar o monitoramento. Em um caso de aplicação real com 40 canais serão necessárias 120 medições espectrais para obter a matriz M com o novo procedimento, enquanto que, se fosse utilizada a técnica de (SKÖLD et al., 2009) seriam realizadas 240 medições. Esse fato limita a possibilidade de erros e diminui o tempo necessário para que o sistema de monitoração multiparâmetro entre em funcionamento.

5.4.3 Resultados Experimentais

No experimento realizado, a polarização é modulada pela função senoidal (19), em que $V(t)$ é a tensão aplicada no controlador de polarização (PC), A é a amplitude do sinal (na ordem de 2.5V) e f a frequência de modulação.

$$V(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (19)$$

A potência foi o primeiro parâmetros a ser medido utilizando as características descritas na Tabela 12. O primeiro canal foi atenuado enquanto os outros dois permaneceram inalterados. A partir do vetor de polarização P recuperado, a potência óptica pode ser obtida pela equação (20).

$$P = \sqrt{p_1^2 + p_2^2 + p_3^2} \quad (20)$$

Tabela 12: Descrição dos canais monitorados.

	Ch1	Ch2	Ch3
Tensão (amplitude)	2.5V	2.5V	2.5V
Comprimento de onda	1547.9 nm	1548.7 nm	1550.3 nm
Frequência de modulação	53 Hz	70 Hz	89 Hz

Pode-se observar no resultado ilustrado na Figura 55, que para um intervalo de 10 dB de atenuação no canal 1, os outros canais permanecem com as potências praticamente inalteradas.

Figura 55: Atenuação do canal 1. Com a técnica de monitoramento multiparâmetro, as potências dos outros canais permanecem inalteradas. É necessária calibração prévia.

Outros parâmetros que podem ser medidos por essa técnica são a DGD e o comprimento de onda do canal. O processo de calibração alinhara todos os vetores P , cada um associado a um comprimento de onda para uma posição inicial (SKÖLD et al., 2009). Mudanças na posição dos vetores P surgirão após a propagação pela fibra óptica, pois as propriedades da fibra são dependentes do comprimento de onda. Como esses vetores giram na esfera de Poincaré, a DGD é determinada pela equação (21):

$$\alpha = \Delta\tau\Delta\omega \quad (21)$$

Em que, α é o ângulo entre as projeções dos vetores P sobre um plano de rotação, $\Delta\omega$ é o espaçamento dos canais e $\Delta\tau$ é a DGD. Se a DGD é conhecida, a separação dos comprimentos de onda de dois canais WDM pode ser monitorada assumindo o valor do ângulo α . Essa separação é usada para determinar a DGD (Figura 56).

Figura 56: Determinação da DGD. A separação dos canais na esfera de Poincaré é utilizada para determinar a DGD.

Por meio da equação (21) os ângulos medidos podem ser convertidos nos valores de comprimento de onda como ilustrado na Figura 57: a região em que os comprimentos de onda podem ser determinados são 1550.3 nm, 1548.7 nm e 1547.9 nm (região linear).

Figura 57: Regiões em que os comprimentos de onda podem ser determinados.

No caso do monitoramento da DGD os quatro canais são fixos e separados por 100 GHz (0.8 nm). Para variar a DGD foi utilizado um módulo DGD sintonizável variando de 0 a 10 ps. A Figura 56 ilustra o resultado da medida da DGD entre os canais.

Figura 58: Medidas da DGD entre os canais. Os valores de DGD1, DGD2 e DGD3 correspondem à DGD entre os canais 1548.3 nm, 1549.1 nm e 1549.9 nm, respectivamente.

Pode ser observado que a maior eficiência da técnica se mostra entre os valores de DGD 1 e 5 ps como mencionado em (SKÖLD et al., 2009), no entanto, o limite superior pode ser aumentado diminuindo o espaçamento entre os canais (se fosse usado 50 GHz o limite aumentaria para 10 ps). A inconsistência para valores pequenos (menores que 1) ocorre devido a colinearidade dos vetores tornando o cálculo do plano de rotação menos preciso.

5.5 Considerações Finais

Para obter o estado da rede com precisão, tanto em termos das propriedades de transmissão quanto das condições dos equipamentos, é necessário monitorar uma grande quantidade de parâmetros: potência, comprimento de onda, OSNR, dispersão, DGD (*differential group delay*), efeitos não lineares, etc. Dessa forma, técnicas apropriadas de monitoramento relativas à qualidade da transmissão e a condição do tráfego devem ser desenvolvidas e integradas à rede.

Nesse sentido, duas técnicas foram analisadas e testadas experimentalmente: i) monitoramento da relação sinal/ruído óptica utilizando a técnica da extinção da polarização e, ii) monitoramento de multiparâmetros empregando modulação de polarização de canais ópticos. Além disso, é proposto o aprimoramento da primeira técnica (extinção da polarização) com o uso de algoritmos de otimização.

6 CONCLUSÕES

O presente trabalho investigou os benefícios proporcionados pelo uso de esquemas MLR-MMF em comparação com o emprego de apenas uma taxa (SLR – *single line rate*) em um cenário condizente com a realidade brasileira: taxa de transmissão de 10 Gbit/s modulados com NRZ, migrando para taxa de 40 Gbit/s. A infraestrutura da camada física considerada é uniforme e pode transportar sinais de 10/40/100 Gbit/s, ou seja, apenas os tipos de transponders são diferentes. Para analisar o desempenho da rede descrita é proposto um modelo de integração entre as ferramentas MatLab e OptiSystem. A primeira é utilizada para definir a rota e a segunda para simular a propagação do sinal óptico na fibra ao longo da rota escolhida. Os valores de BER e OSNR são armazenados em um banco de dados para uso posterior. A integração entre os dois *softwares* e o banco de dados permite a simulação de enlaces de uma rede qualquer. Dessa forma diversas topologias podem ser analisadas.

As análises sugerem que redes MLR (*mixed line rate*) pode ser uma alternativa para equilibrar o consumo energético e a probabilidade de bloqueio. A opção por esse tipo de rede ajuda na economia energética e mantém a PB em níveis aceitáveis. Em cargas de 0.6 Tbit/s, MLR-4-10G-4-40G apresenta uma economia de 25% de energia para um aumento de aproximadamente 10% da probabilidade bloqueio em relação à SLR-100G. Com aumento da carga, a combinação MLR-6-40G-2-100G tem melhor desempenho: em cargas de 2 Tbit/s, obtém-se economia energética de 50% para um aumento da PB de 30%. Em relação às outras combinações, MLR-6-40G-2-100G tem aumento da PB até duas vezes menores que as demais. Em cargas mais baixas, como em 1.2 Tbit/s, o desempenho dessa mesma combinação torna-se ainda melhor em relação às demais, com aumento de 10% da PB para uma economia energética de 40%.

No modelo de simulação utilizado para analisar as rede MLR, a ferramenta OptiSystem atua como um monitor da qualidade no caminho óptico. Em uma rede real esse tipo de informação pode ser obtido por meio de técnicas de monitoramento óptico. Nesse trabalho são investigados e testados experimentalmente dois métodos de monitoramento da OSNR: anulamento da polarização e monitor multiparâmetro baseado em modulação da polarização em baixa frequência. A primeira técnica foi avaliada em uma rede real e forneceu resultados satisfatórios. Validada a técnica, o próximo passo foi substituir o algoritmo de otimização

Downhill Simplex utilizado inicialmente pelas alternativas PSO (*Particle Swarm Optimization*) e GA (*Genetic Algorithm*). O PSO apresentou melhor tempo de convergência para valores resultantes aproximados. Portanto, a substituição do algoritmo empregado no teste na rede é válida e garante mais precisão a técnica.

A segunda técnica é baseada no método proposto em (SKÖLD et al., 2009) e propõe uma calibração simplificada que reduz a complexidade matemática, limita a possibilidade de erros no processo e diminui o tempo necessário para a implementação prática do método. Os resultados obtidos apontam que a maior eficiência da técnica se mostra entre os valores de DGD (*differential group delay*) 1 e 5 ps como mencionado em (SKÖLD et al., 2009), no entanto, o limite superior pode ser aumentado diminuindo o espaçamento entre os canais (caso fosse utilizado a 50 GHz o limite aumentaria para 10 ps).

6.1 Trabalhos futuros

A partir do trabalho desenvolvido, duas linhas de pesquisa podem ser seguidas:

6.1.1 Redes heterogêneas

Para simular uma determinada combinação MLR, um arquivo deve ser pré-configurado na ferramenta OptiSystem. Para alguns usuários essa função poderia ser desempenhada de maneira incorreta. Dessa forma, um próximo passo a partir do trabalho apresentado é a inserção de um módulo para criação da combinação sem a necessidade do usuário ter conhecimento prévio das funcionalidades da ferramenta de simulação dos enlaces. Isso é possível por meio do script que descreve o arquivo a ser simulado.

Explorar as possibilidades das redes elásticas por meio do uso da multiplexação OFDM. A técnica CO-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing with coherent detection*) e a possibilidade de explorar diferentes formatos de modulação em diferentes subportadoras, fazem das redes EON uma solução promissora para as futuras redes ópticas. No entanto, para estabelecer uma conexão em uma EON é necessário um algoritmo de roteamento e atribuição de comprimento de onda (RWA – *Routing Wavelength Assignment*) mais complexo em relação ao usado em redes WDM comuns: a alocação do espectro deve ser considerada. O novo algoritmo é nomeado RMLSA (*Routing, Modulation Level and Spectrum Allocation*). Nesse sentido, é interessante adicionar à ferramenta de simulação proposta um módulo que prevê a alocação de espectro por meio de um algoritmo RMLSA.

6.1.2 Técnicas de monitoramento óptico

Já existe na literatura, aprimoramento dos algoritmos de otimização (LI; LIU; DUAN e, WANG, 2009) usados nos experimentos realizados com a técnica de monitoramento da OSNR por meio da extinção da polarização. Nesse sentido, o desempenho dos algoritmos apresentados pode ser melhorado: para o PSO, a modificação da distribuição das partículas pode levar a resultados melhores, para o Downhill pode-se utilizar diversos simplexes iniciando em partes diferentes do espaço amostral a fim de alcançar um mínimo global e para o GA pode-se alterar método de seleção dos indivíduos.

6.2 Artigos publicados em periódicos

FLORIDIA, C. ; FLORIDIA, CLAUDIO ; SIMÕES, G.C.P ; ROMERO, M. A. ; BEZERRA, E. W. ; FERES, M. M. ; SIMÕES, G.C. C. P. . Simplified approach to low-cost multiparameter monitoring based on low frequency polarization modulation. Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 54, p. 1820-1824, 2012.

FLORIDIA, Claudio ; Simões, G.C.P ; FERES, M. M. ; ROMERO, M. A. . Simultaneous OSNR and DGD Monitoring Based on DOP Measurements in Optical Communications Systems. Applied Optics (Cessou em 1989. Foi desdobrado em três: ISSN 1540-8973 Applied Optics. Information Processing, Applied Optics. Optical Technology e Ap, v. 51, p. 3957-3965, 2012.

6.3 Artigos publicados em congressos e conferências

FERES, M. M. ; ROCHA, M. L. ; ROMERO, M. A. . Power Consumption and Blocking Probability Tradeoffs in Mixed-Line-Rate and Mixed-Formats (MLR-MF) Optical Networks. In: Optical Networks e participação no evento International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2013, Rio de Janeiro. Optical Networks e participação no evento International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC).

TRONCO, T. R. ; FERES, M. M. ; CESAR, A. C. ; ROCHA, M. L. . Cognitive Optical Network Architectures. In: International Workshop on Telecommunications 2013 (IWT 2013),

2013, Santa Rita do Sapucaí. International Workshop on Telecommunications 2013 (IWT 2013), 2013.

TRONCO, T. R. ; FERES, M. M. ; ROMERO, MURILO A. ; ROCHA, M. L. . Aplicação de Lógica Nebulosa em Plano de Controle GMPLS para Redes Ópticas Cognitivas. In: MOMAG, 2012, João Pessoa. 15º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2012.

FLORIDIA, C.; SIMÕES, G. C. C. P.; BEZERRA, E. W. ; FERES, M. M. ; ROMERO, M. A. Field Trial of an Inband OSNR Monitor Based on Polarization Extinction. In: SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011), 2011, Natal / RN - Brasil.. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011), 2011.

FLORIDIA, C.; FERES, M. M. ; ROMERO, M. A. Avaliação computacional de técnica de monitoração multiparâmetro empregando modulação de polarização de canais ópticos. In: 14º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2010, Vila Velha. Momag 2010, 2010.

Referências

AHMAD, A. et al. Energy-Aware Design of Multilayer Core Networks [Invited]. **Journal of Optical Communications and Networking**, v. 5, n. 10, p. A127-A143, 2013. ISSN 1943-0639.

ALFIAD, M. S. et al. 111-Gbit/s transmission over 1040-km field-deployed fiber with 10G/40G neighbors. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 21, n. 10, p. 615-617, 2009. ISSN 1041-1135.

APARICIO-PARDO, R.; PAVON-MARINO, P.; ZSIGMOND, S. Mixed line rate virtual topology design considering nonlinear interferences between amplitude and phase modulated channels. **Photonic Network Communications**, v. 22, n. 3, p. 230-239, 2011a. ISSN 1387-974X.

_____. Mixed line rate virtual topology design considering nonlinear interferences between amplitude and phase modulated channels. **Photonic Network Communications**, v. 22, n. 3, p. 230-239, 2011b. ISSN 1387-974X.

BERTHOLD, J. et al. Optical networking: Past, present, and future. **Journal of Lightwave Technology**, v. 26, n. 9, p. 1104-1118, 2008.

BOUGIOUKOS, M. et al. Transmission performance of mixed line-rate and format DWDM traffic using a 10x10Gbit/s photonic integrated transceiver array for low-cost metro networks. Optical Fiber Communication Conference, 2012, Optical Society of America. p.OTu1G. 2.

CAI, Y. Performance limits of FEC and modulation formats in optical fiber communications. Lasers and Electro-Optics Society, 2006. LEOS 2006. 19th Annual Meeting of the IEEE, 2006, IEEE. p.488-489.

CHANG, F.; ONOHARA, K.; MIZUOCHI, T. Forward error correction for 100 G transport networks. **Communications Magazine, IEEE**, v. 48, n. 3, p. S48-S55, 2010. ISSN 0163-6804.

CHARLET, G.; BIGO, S. Upgrade of 10Gbit/s network to 40Gbit/s, challenges and enabling technologies. Optical Communications, 2006. ECOC 2006. European Conference on, 2006, IEEE. p.1-4.

CHEUNG, M.-H.; CHEN, L.-K.; CHAN, C.-K. PMD-insensitive OSNR monitoring based on polarization-nulling with off-center narrow-band filtering. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 16, n. 11, p. 2562-2564, 2004. ISSN 1041-1135.

CHOWDHURY, P.; TORNATORE, M.; MUKHERJEE, B. On the energy efficiency of mixed-line-rate networks. Optical Fiber Communication Conference, 2010, Optical Society of America. p.OWY3.

CHOWDHURY, P. et al. On the design of energy-efficient mixed-line-rate (MLR) optical networks. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 30, n. 1, p. 130-139, 2012.

ISSN 0733-8724.

CIEUTAT, L.; BINH, L. Technical Report MECSE-20-2003. 2003.

DA SILVEIRA, C. R. et al. A Cost-Benefit Analysis on Modulation Formats for 40-Gbit/s Optical Communication Systems. **Fiber and Integrated Optics**, v. 30, n. 2, p. 87-101, 2011. ISSN 0146-8030.

DE MIGUEL, I. et al. Cognitive dynamic optical networks [invited]. **Journal of Optical Communications and Networking**, v. 5, n. 10, p. A107-A118, 2013. ISSN 1943-0639.

FERES, M. M.; TREVELIN, L. C. Impairment-aware based routing and wavelength assignment for all-optical networks. Performance Evaluation of Computer & Telecommunication Systems, 2009. SPECTS 2009. International Symposium on, 2009, IEEE. p.246-251.

FLANNERY, B. P. et al. Numerical recipes in C. **Press Syndicate of the University of Cambridge, New York**, 1992.

FLORIDIA, C. et al. High accuracy and fast acquisition time of polarisation nulling-based OSNR monitor. **Electronics letters**, v. 46, n. 2, p. 152-153, 2010. ISSN 0013-5194.

FLORIDIA, C.; DE MORAES, J. Fast on-line OSNR measurements based on polarisation-nulling method with downhill simplex algorithm. **Electronics Letters**, v. 44, n. 15, p. 926-927, 2008. ISSN 1350-911X.

FLORIDIA, C.; FERES, M. M.; ROMERO, M. A. **Avaliação computacional de técnica de monitoração multiparâmetro empregando modulação de polarização de canais ópticos. 14º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo.** Vila Velha 2010.

FLORIDIA, C. et al. Field trial of an inband OSNR monitor based on polarization extinction. Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International, 2011, Oct. 29 2011-Nov. 1 2011. p.444-448.

_____. Simplified approach to low-cost multiparameter monitoring based on low frequency polarization modulation. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 54, n. 8, p. 1820-1824, 2012. ISSN 1098-2760.

GARROPPO, R. G. et al. Energy saving heuristics in backbone networks. Sustainable Internet and ICT for Sustainability (SustainIT), 2012, 2012, IEEE. p.1-9.

HAUPT, R. L.; HAUPT, S. E. **Practical genetic algorithms.** John Wiley & Sons, 2004. ISBN 0471671754.

HE, J.; BRANDT-PEARCE, M.; SUBRAMANIAM, S. Optimal RWA for static traffic in transmission-impaired wavelength-routed networks. **Communications Letters, IEEE**, v. 12, n. 9, p. 693-695, 2008. ISSN 1089-7798.

HUANG, Y. G.; HERITAGE, J. P.; MUKHERJEE, B. Connection provisioning with transmission impairment consideration in optical WDM networks with high-speed channels. **Journal of lightwave technology**, v. 23, n. 3, p. 982, 2005.

IDZIKOWSKI, F. Power consumption of network elements in IP over WDM networks. **Tech. Rep. TKN-09-006, Telecommunication Networks Group, Technical University of Berlin**, 2009.

IGIC, I. **Fiber Optic Test & Measurement**. Information Gatekeepers Inc, 1994. ISBN 1568510535.

JINNO, M. et al. Elastic and adaptive optical networks: possible adoption scenarios and future standardization aspects. **Communications Magazine, IEEE**, v. 49, n. 10, p. 164-172, 2011. ISSN 0163-6804.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. **Neural Networks, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on**, 1995, Nov/Dec 1995. p.1942-1948 vol.4.

KILPER, D. et al. Optical performance monitoring. **Journal of Lightwave Technology**, v. 22, n. 1, p. 294, 2004.

_____. Energy challenges in current and future optical transmission networks. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 5, p. 1168-1187, 2012. ISSN 0018-9219.

KLEKAMP, A.; GEBHARD, U.; ILCHMANN, F. Energy and cost efficiency of adaptive and mixed-line-rate IP over DWDM networks. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 30, n. 2, p. 215-221, 2012. ISSN 0733-8724.

LANGE, C. et al. Energy efficiency of load-adaptively operated telecommunication networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 32, n. 4, p. 571-590, 2014.

LEE, J. et al. A review of the polarization-nulling technique for monitoring optical-signal-to-noise ratio in dynamic WDM networks. **Journal of lightwave technology**, v. 24, n. 11, p. 4162-4171, 2006.

_____. OSNR monitoring technique using polarization-nulling method. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 13, n. 1, p. 88-90, 2001. ISSN 1041-1135.

LIZE, Y. K. et al. Independent and simultaneous monitoring of chromatic and polarization-mode dispersion in OOK and DPSK transmission. **Photonics Technology Letters, IEEE**, v. 19, n. 1, p. 3-5, 2007. ISSN 1041-1135.

LOPEZ, J. et al. Traffic and power-aware protection scheme in Elastic Optical Networks. **Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium (NETWORKS)**, 2012 XVth International, 2012, 15-18 Oct. 2012. p.1-6.

MAHMUD, R.; KHAN, M.; RAZZAK, S. Design of a Duobinary encoder and decoder circuits for communication systems. **Electrical and Computer Engineering (ICECE)**,

2010 International Conference on, 2010, IEEE. p.49-52.

MAS, C.; VOGIATZIS, D.; TOMKOS, I. Impairment aware routing in metropolitan area optical networks. Transparent Optical Networks, 2004. Proceedings of 2004 6th International Conference on, 2004, IEEE. p.91-96.

MOREA, A.; RIVAL, O. Advantages of elasticity versus fixed data-rate schemes for restorable optical networks. Proceedings of 36th European Conference on Optical Communication (ECOC), 2010.

MORITA, I. Advanced Modulation Format for 100-Gbit/s Transmission. IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2007 Digest of the, 2007, IEEE. p.252-253.

MURDOCK, J.; RAPPAPORT, T. Consumption Factor and Power-Efficiency Factor: A Theory for Evaluating the Energy Efficiency of Cascaded Communication Systems. 2014. ISSN 0733-8716.

NAG, A.; TORNATORE, M. Optical network design with mixed line rates. **Optical Switching and Networking**, v. 6, n. 4, p. 227-234, 2009. ISSN 1573-4277.

OIF. 100G Ultra Long Haul DWDM Framework Document. <http://www.oiforum.com/public/documents/OIF-FD-100GDWDM-01.0.pdf>, 2009.

OLIVEIRA, J. C. et al. Transmissão de 32 x 112 Gbit/s com Modulação NRZ-DP-QPSK por 4050 km em Redes WDM com Alta Eficiência Espectral.

OLIVEIRA, J. R. et al. Advanced modulation formats and receiver filtering analysis of optical WDM systems with optimized distributed Raman amplifiers. Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International, 2011, IEEE. p.705-709.

PAN, Z.; YU, C.; WILLNER, A. E. Optical performance monitoring for the next generation optical communication networks. **Optical Fiber Technology**, v. 16, n. 1, p. 20-45, 2010. ISSN 1068-5200.

PATACA, D. M. et al. Transmissão de um supercanal OFDM de 1, 12 Tbit/s por 452 km com eficiência espectral de 4 b/s/Hz. **proceedings of SBrT 2012**, 2012.

PETERSON, L. L.; DAVIE, B. S. **Computer networks: a systems approach**. Elsevier, 2007. ISBN 0080476678.

RASZTOVITS-WIECH, M.; DANNER, M.; LEEB, W. R. Optical signal-to-noise ratio measurement in WDM networks using polarization extinction. Optical Communication, 1998. 24th European Conference on, 1998, 20-24 Sep 1998. p.549-550 vol.1.

RIVAL, O.; MOREA, A. Resource requirements in mixed-line rate and elastic dynamic optical networks. Optical Fiber Communication Conference, 2012, Optical Society of America. p.OTh3B. 4.

RIZZELLI, G. et al. Reach-related energy consumption in IP-over-WDM 100G

translucent networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 31, n. 11, p. 1828-1834, 2013.

SALEH, A. A.; SIMMONS, J. M. Technology and architecture to enable the explosive growth of the Internet. **IEEE Communications Magazine**, v. 49, n. 1, p. 126-132, 2011. ISSN 0163-6804.

SALVADORI, E. et al. Signalling-based architectures for impairment-aware lightpath set-up in GMPLS networks. Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM'07. IEEE, 2007, IEEE. p.2263-2268.

SAMBO, N. et al. Candidate paths for impairment-aware PCE in 10-100 Gbit/s optical networks. **IEEE Communications Letters**, v. 15, n. 8, p. 881-883, 2011.

_____. Modeling and distributed provisioning in 10–40–100-Gbit/s multirate wavelength switched optical networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 29, n. 9, p. 1248-1257, 2011.

SAVORY, S. J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems. **Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of**, v. 16, n. 5, p. 1164-1179, 2010. ISSN 1077-260X.

SEIMETZ, M.; FREUND, R. Next generation optical networks based on higher-order modulation formats, coherent receivers and electronic distortion equalization. **e & i Elektrotechnik und Informationstechnik**, v. 125, n. 7-8, p. 284-289, 2008. ISSN 0932-383X.

SHEN, G.; TUCKER, R. Energy-minimized design for IP over WDM networks. **Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of**, v. 1, n. 1, p. 176-186, 2009. ISSN 1943-0620.

SIMMONS, J. M. On determining the optimal optical reach for a long-haul network. **Journal of Lightwave Technology**, v. 23, n. 3, p. 1039, 2005.

SKOLD, M. et al. Low-cost multiparameter optical performance monitoring based on polarization modulation. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 27, n. 2, p. 128-138, 2009a. ISSN 0733-8724.

_____. Low-cost multiparameter optical performance monitoring based on polarization modulation. **Lightwave Technology, Journal of**, v. 27, n. 2, p. 128-138, 2009b. ISSN 0733-8724.

TAN, A.; PINCEMIN, E. Performance comparison of duobinary formats for 40-Gbit/s and mixed 10/40-Gbit/s long-haul WDM transmission on SSMF and LEAF fibers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 4, p. 396-408, 2009.

TANENBAUM, A. S. **Redes de computadoras**. Pearson Educación, 2003. ISBN 9702601622.

TUCKER, R. Green optical communications—Part I: Energy limitations in transport.

Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, v. 17, n. 2, p. 245-260, 2011a. ISSN 1077-260X.

_____. Green optical communications—Part II: Energy limitations in networks. **Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of**, v. 17, n. 2, p. 261-274, 2011b. ISSN 1077-260X.

VIZCAÍNO, J. L. et al. Cost evaluation for flexible-grid optical networks. *Globecom Workshops*, 2012. p.358-363.

WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R. Advanced optical modulation formats. **Proceedings of the IEEE**, v. 94, n. 5, p. 952-985, 2006. ISSN 0018-9219.

WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R.-J. Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 12, p. 4711-4728, 2006.

WUTH, T.; CHBAT, M. W.; KAMALOV, V. F. Multi-rate (100G/40G/10G) transport over deployed optical networks. *Proceedings, Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference 2008*, 2008. p.1-9.

YAO, S. et al. Performance comparison for NRZ, RZ, and CSRZ modulation formats in RS-DBS Nyquist WDM system. **Journal of Optical Communications and Networking**, v. 6, n. 4, p. 355-361, 2014. ISSN 1943-0639.

ZHANG, Y. et al. Energy efficiency in telecom optical networks. **Communications Surveys & Tutorials, IEEE**, v. 12, n. 4, p. 441-458, 2010. ISSN 1553-877X.

Apêndice A - Algoritmo de roteamento

O algoritmo de roteamento é parte constituinte do *software* que implementa a camada de rede (considerando um sistema baseado no modelo de referência OSI – *Open Systems Intercommunication*). É responsável por escolher qual caminho será utilizado para transmissão da informação.

Uma vez que cada nó da rede possui uma cópia do estado dos enlaces, é possível calcular um mapa completo para a topologia da rede e, assim, definir a melhor rota para cada destino. Portanto, a principal questão é como calcular a rota a partir dessa informação. Uma solução possível baseia-se no algoritmo para cálculo do caminho mais curto de Dijkstra.

Esse algoritmo pode ser explicado em termos da teoria dos grafos: N é o conjunto de nós do grafo analisado, $l(i,j)$ o custo ou peso associado ao par de nós $i, j \in N$ e $l(i,j) = \infty$ a nomenclatura usada para representar a inexistência de conexão entre os nós i e j . O nó que executa o algoritmo para encontrar o caminho mais curto é $s \in N$. A partir dessas premissas, o algoritmo é definido como (PETERSON; DAVIE, 2007):

$$M = \{s\}$$

Para cada n em $N - \{s\}$

$$C(n) = l(s,n)$$

Enquanto $(N \neq M)$

$$M = M \cup \{w\} \text{ tal que } C(w) \text{ é o valor mínimo para todos os } w \text{ em } (N - M)$$

Para cada n em $(N - M)$

$$C(n) = \min (C(n), C(w) + l(w,n))$$

No algoritmo acima, M é o conjunto de nós incorporados até o instante pelo algoritmo e $C(n)$ o custo do caminho de s para cada nó n . O algoritmo funciona como se segue. No início, M contém s e então inicializa a tabela de custo ($C(n)$) para outros nós usando os custos conhecidos dos nós adjacentes a ele. O nó alcançável com menor custo é adicionado em M . A tabela de custos é atualizada considerando o custo necessário para atingir os nós por meio de w . Ao final do algoritmo é possível escolher uma nova rota para o nó n que atravessa o nó w caso o custo total da origem até w e desse até a n for menor que a rota anteriormente calculada. Este procedimento é repetido até todos os nós estarem incorporados a M . Um exemplo do mecanismo descrito é ilustrado na figura.

Figura 59: Cálculo do caminho mais curto entre os nós A e B. As setas indicam o nó sob análise. (TANENBAUM, 2003).

Baseado no algoritmo anteriormente descrito, o algoritmo de roteamento utilizado no desenvolvimento desse trabalho é descrito a seguir:

Algoritmo de roteamento

Entrada: grafo G não dirigido e ponderado, nós s de G

Início

$N \leftarrow$ total de nós do grafo G

$D[v] \leftarrow 0$

Para todo $u \neq v$ faça

$D[u] \leftarrow +\infty$

Criar estrutura para armazenar os nós que irão compor o trajeto iniciando em s (Q)

Inicializa Q com os vizinhos de s

Enquanto Q não estiver vazia faça

$u \leftarrow Q[1]$

$Q \leftarrow Q$ menos primeira posição

Para **todo** v **pertencente a** N faça

Se $D[v] > D[u] + G(u,z)$ então

$D[z] \leftarrow D[u] + G(u,z)$

$Q \leftarrow Q \cup v$

Retorne $D[u]$ de cada vértice u em G

Apêndice B - Algoritmos de Otimização

B.1. Algoritmo Simplex

O método Downhill Simplex não requer derivadas, apenas uma estimativa de função. Utiliza o conceito de simplex: figura geométrica com $N+1$ vértices em N dimensões (um segmento em uma linha, triângulo no plano, tetraedro no espaço 3D, e assim por diante). O método começa com $N+1$ pontos que formam um simplex inicial. Apenas um ponto é especificado pelo usuário (P_0), enquanto os outros são encontrados por meio da fórmula (2):

$$P_n = P_0 + c_s e_n \quad (22)$$

Onde, e_n são vetores unitários de N e c_s é uma constante de dimensionamento. O objetivo principal do método é mover o simplex ao redor do mínimo e assim contraí-lo em torno desse mínimo até alcançar um erro aceitável. Os passos para interceptar um mínimo em um simplex são (HAUPT; HAUPT, 2004):

Criação de um triângulo inicial com os vértices $A = (x_1, y_1)$, $B = (x_2, y_2)$ e $C = (x_3, y_3)$.

Reflexão: um novo ponto, $D = (x_4, y_4)$, é encontrado como uma reflexão do menor mínimo por meio do cálculo do ponto médio da conexão entre os outros dois pontos. O ponto D é encontrado por:

$$D = B + C - A \quad (23)$$

Expansão: se o custo de D é menor que de A , então o movimento estava na direção correta e outro passo é feito na mesma direção. Nesse caso, tem-se que:

$$E = 3(B+C)/(2-2A) \quad (24)$$

Contração: se o novo ponto, D , tem o mesmo custo que A , então dois novos pontos são encontrados e o menor custo entre os dois é mantido:

$$F = (2A + B + C)/4 \quad (25)$$

$$G = 3(B + C)/(2 - 2A) \quad (26)$$

Contração: caso F ou G não tenha custo menor que A , então o lado conectando A e C deve mover-se através de B para contrair o simplex e os novos vértices são dados por:

$$H = (A + B)/2 \quad (27)$$

$$I = (B + C)/2 \quad (28)$$

A Figura 60 ilustra o método Downhill Simplex para o caso 2D. Com duas tensões DC é possível alcançar qualquer estado de polarização. Um triângulo inicial é escolhido, correspondendo à leitura da potência óptica do sinal para 3 estados de polarização (que é definido, neste caso, por duas tensões elétricas: eixos X e Y). O algoritmo escolhe qual dos pontos é substituído. O passo mais simples é substituir o ponto de potência mais alta por um ponto refletido pela aresta que liga os outros dois pontos.

Caso o novo ponto seja melhor (potência menor) que o ponto em análise, pode-se expandir o triângulo. Se o ponto novo não é melhor encolhe-se o triângulo. Resumindo, através de reflexões, contrações e expansões do triângulo inicial o método permite extinguir o canal óptico, determinar a ASE e conseqüentemente a OSNR.

Figura 60: Funcionamento do algoritmo Downhill Simplex aplicado a um conjunto de dados extraídos do OSNR *in band*.

B.2. Algoritmo PSO

Introduzido por (KENNEDY; EBERHART, 1995) o PSO (*Particle Swarm Optimization*) é inspirado no comportamento social dos animais tais como bando de pássaros e cardume de peixes. Uma matriz de partículas (o enxame) é gerada aleatoriamente dentro de um espaço de busca. A posição de cada partícula representa uma solução possível para o problema e está sob a ação de três vetores: inércia, memória e comparação. A velocidade de cada partícula se altera de acordo com a soma dos vetores de influência e a faz deslocar dentro do espaço. A inércia tenta manter a partícula na mesma direção à que seguia, a memória indica a melhor posição ocupada até o momento (mínimo local) e a comparação atrai a partícula para a melhor posição encontrada pelo enxame (mínimo global).

A primeira etapa para implementar o PSO é gerar o enxame com N partículas e suas posições iniciais. A partir disso, a velocidade e posição das partículas serão atualizadas até que

o critério de parada seja satisfeito. A atualização da velocidade e do posicionamento de cada partícula j em uma iteração i é realizada, respectivamente, pelas equações (9) e (10). w é a inércia da partícula, c_1 e c_2 são parâmetros de confiança (na própria partícula e no enxame, respectivamente). Após atualizar a velocidade a partícula muda de posição.

$$v_{i,j} = w v_j + c_1 (iBest_j - x_{i,j}) + c_2 (gBest_j - x_{i,j}) \quad (29)$$

$$x_{i,j} = x_{i,j} + v_{i,j} \quad (30)$$

$X_{ij} = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{in})$ é a posição da i -ésima partícula visitada na iteração j . $iBest$ é a melhor posição local encontrada até o momento pela i -ésima partícula (mínimo local) e $gBest$ (mínimo global) é a melhor posição global encontrada por qualquer partícula do enxame. Cada partícula possui uma velocidade $V_{ij} = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{in})$ e durante cada interação elas aceleram em direção ao $iBest$, assim como na direção do $gBest$. A atualização das velocidades segue a equação (2). O fenômeno da convergência acontece quando as partículas se movem próximas do mínimo global sem realizarem pesquisas no espaço restante, tal como ilustrado na Figura 61.

Figura 61: Comportamento do algoritmo PSO aplicado a um conjunto de dados extraídos do OSNR *in band*. O espaço de busca é o conjunto de duas tensões variando de 0 a 5V que arbitram um controlador de polarização.

B.3. Algoritmo Genético

Baseado nos princípios da genética e da seleção natural, John Holland desenvolveu, em 1975, a técnica de busca e otimização conhecida como Algoritmo Genético (GA). A partir de regras de seleção, uma população de indivíduos pode evoluir suas habilidades.

As etapas para implementar um GA são: definir uma função de custo (função *fitness*), gerar a população inicial, decodificar os cromossomos, avaliar a habilidade dos indivíduos da população, realizar o cruzamentos de indivíduos determinados por meio de alguma técnica de seleção e, por fim, aplicar a mutação gênica.

Assim como nos outros algoritmos apresentados, o objetivo é encontrar o par de tensões que acionam o controlador de polarização de forma a minimizar a potência que o fotodetector detecta. Baseado nessa premissa, as etapas para implementar o GA são descritas abaixo.

A. Geração da população

Cada indivíduo é definido por dois cromossomos de 16 bits (cada bit representando um gene). Cada cromossomo representa uma tensão do controlador de polarização. A população possui 100 indivíduos e a probabilidade de mutação (por bit) é de 5%.

B. Função fitness (cálculo da aptidão)

Para avaliar os indivíduos é utilizada uma função de interpolação para estimar pontos intermediários do intervalo fornecido (mapas experimentais). Assim como nos outros algoritmos analisados, método de interpolação utilizado é o linear.

C. Seleção dos pais

Com o resultado da etapa anterior, os indivíduos mais aptos da geração atual são selecionados para gerar uma nova população por cruzamento. A cada indivíduo é vinculada uma probabilidade proporcional à sua aptidão. Dessa forma, os indivíduos com maior aptidão tem maior probabilidade de permanecerem na população por várias gerações, enquanto outros podem desaparecer. Esse método é conhecido como amostragem universal estocástica.

D. Cruzamento

O mecanismo de cruzamento é uniforme e aleatório, aplicado para todas as gerações. Na lista de indivíduos selecionados na etapa anterior, são escolhidos dois que dão origem a outros dois indivíduos. Um ponto de cruzamento é escolhido aleatoriamente (ponto de corte). Assim,

os cromossomos de cada par de indivíduos a serem cruzados são particionados nesse ponto. A permuta da metade inicial de um cromossomo com a metade final do outro gera um novo indivíduo. O ponto de corte pode incidir em qualquer posição (bit) no interior de um cromossomo, não importando os limites do gene.

Apêndice C - Polarização e PMD

Um sinal de onda luminosa propagando na fibra ou em um espaço livre é representado pelos vetores do campo magnéticos e elétrico separados por um ângulo reto em um plano transversal (perpendicular à propagação). A polarização é definida em termos do padrão traçado no plano transversal pelo vetor campo elétrico em função do tempo (DERICKSON, 1998). Basicamente os três estados de polarização existentes são: linear, circular e elíptico.

O estado de polarização é representado pelo caminho traçado pela ponta do vetor campo elétrico que se propaga no espaço de um sinal de onda e tem efeitos significativos no desempenho de um sistema. A luz de saída do laser é altamente polarizada, isto é, consiste quase inteiramente de uma polarização linear. Por outro lado, luz não polarizada, tais como a luz proveniente de uma lâmpada, um LED ou o sol, é uma superposição de todos os possíveis estados de polarização. A Figura 62 ilustra uma onda linearmente polarizada. O espaçamento em que o campo elétrico E se repete é um comprimento de onda.

Figura 62: Onda polarizada linearmente (NEW FOCUS, 1993).

Embora o campo elétrico altere a sua direção (sinal), ele continua confinado a um único plano. A onda vista de um ponto fixo (z) revela a ponta das flechas oscilando ao longo da linha. O ângulo dessa linha com respeito a algum conjunto de referência dos eixos completamente especifica esse estado de polarização linear. Além disso, é possível decompor a essa onda em duas componentes lineares:

Em uma onda circularmente polarizada as pontas do vetor campo elétrico formam uma hélice. Se vetor campo elétrico for observado de um ponto fixo, $z = 0$, por exemplo, é possível observar o vetor com rotação no tempo.

Figura 63: Onda polarizada circularmente (NEW FOCUS, 1993).

A utilidade de uma onda em uma aplicação particular pode depender do seu grau de polarização. A luz proveniente de uma lâmpada comum é totalmente despolarizada e é geralmente utilizada no cotidiano. Já a luz de um laser diodo é quase completamente polarizada apresentando oportunidades e desafios para aplicação de telecomunicações e sensoriamento.

Um sinal óptico pode não ser totalmente polarizado: luz parcialmente polarizada. Esse tipo de polarização pode ser modelado como uma superposição de uma luz totalmente polarizada e uma completamente despolarizada. O grau de polarização (DOP – *Degree of Polarization*) é utilizado para descrever as características de polarização de um feixe luz parcialmente polarizado. A potência das componentes polarizada e não polarizada da luz são consideradas na DOP:

$$DOP = \frac{P_{\text{polarizada}}}{P_{\text{polarizada}} + P_{\text{despolarizada}}}$$

Para representar fenômenos de polarização são utilizados os formalismos de Jones ou Stokes .

C.1. Formalismo de Jones

A luz polarizada pode ser representada por um vetor complexo de dois elementos (os elementos que especificam a magnitude e fase das componentes do vetor campo elétrico). A forma do vetor de Jones é como se segue:

$$E = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{0x}e^{i\delta_x} \\ E_{0y}e^{i\delta_y} \end{pmatrix}$$

As quantidades reais E_{0x} e E_{0y} representam a amplitude máxima, enquanto δ_x e δ_y representam as fases. É comum utilizar o vetor de Jones na forma normalizada e facilitar a representação da fase.

C.2. Formalismo de Stokes

Medir o campo elétrico de uma onda luminosa não é conveniente e em alguns casos é problemático lidar com luz parcialmente polarizada. Por essa razão, os métodos estão sendo desenvolvidos para caracterizar a polarização em termos de potência óptica facilmente obtida. Uma ferramenta usada em grande escala é o vetor de Stokes, um vetor com valores de potência óptica em que cada elemento descreve a potência óptica referente a um determinado estado de polarização. Os parâmetros de Stokes representam exclusivamente o estado de polarização do sinal. A forma do vetor de Stokes está representada a seguir:

$$\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

Cada elemento tem seu significado como se segue:

S_0 representa a potência total (polarizada e não polarizada).

S_1 corresponde à diferença de intensidade de polarização linear na direção x e na direção ortogonal y, ou seja, linear horizontal e linear vertical.

S_2 corresponde à diferença de intensidade de polarização linear com ângulo de 45° e sua ortogonal com ângulo de -45° .

S_3 diferença de intensidade nas polarizações circulares a direita e a esquerda.

$$P_{\text{polarizada}} = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}$$

Os parâmetros S_1 , S_2 e S_3 podem ser atribuídos a um sistema de coordenadas xyz como ilustrado na

Figura 64. A potência da parte polarizada da onda luminosa é representada por $P_{\text{polarizada}}$.

A representação de luz totalmente polarizada é feita sobre a superfície da esfera. No caso de luz parcialmente polarizada pode-se considerar a superposição das componentes polarizada e não polarizada da luz e, assim, a representação passa a ser no interior do volume da esfera. A distância do ponto central da esfera dado o grau de polarização do sinal, variando do zero na origem (luz não polarizada) até na superfície da esfera (luz totalmente polarizada).

Polarizações ortogonais com contraste interferométrico são dispostas diametralmente opostas na esfera como ilustrado na Figura 66. Pontos localizados na mesma posição possuem polarizações similares, no sentido de que o contraste interferométrico entre duas polarizações é relativo à distância entre dois pontos correspondentes da esfera.

Figura 66: Representação na esfera de Poincaré de polarizações ortogonais. A esfera em azul está na parte posterior da esfera e a em roxo na parte inferior.

C.4. Polarization Mode Dispersion (PMD)

PMD é uma propriedade fundamental em fibra monomodo e componentes em que a energia do sinal em determinado comprimento de onda é caracterizado em dois modos de polarização ortogonais. A diferença resultante no tempo de propagação entre os modos de polarização é chamada de atraso diferencial de grupo (DGD – differential group delay) e é representada como $\Delta\tau$.

A PMD causa efeitos de degradação do sinal tais como o alargamento do pulso. Esse efeito assemelha-se a dispersão cromática, no entanto não pode ser tão facilmente calculado. Para calcular a PMD de uma fibra dado um determinado comprimento de onda do sinal são necessários métodos estatísticos, por não ser um efeito estável. O modelo estatístico para prever

a PDM é baseado na hipótese que a fibra corresponde a uma concatenação de elementos birrefringentes com seus eixos orientados de maneira aleatória.

Componentes ópticos e fibras possuem diferenças nos índices de refração para um determinado par de estados de polarização, fenômeno chamado de birrefringência. A diferença de índice de refração resulta em uma diferença de tempo de propagação (DGD) para ondas viajando nesses modos de polarização. Em fibras monomodo a birrefringência é originada da não circularidade do núcleo da fibra (um guia de onda oval é inerentemente birrefringente e o estresse mecânico configurado pelo núcleo oval induz a uma birrefringência adicional). O acoplamento de modos faz do atraso diferencial de grupo uma função do comprimento de onda e do ambiente.

Figura 67: Entrada e saída dos principais estados de polarização em uma fibra monomodo.

A birrefringência em materiais cristalinos pode ser a causa da ocorrência de PMD nos componentes ópticos que utilizam elementos de quartzo ou segmentos de fibra assimétricos.

Fibras que mantêm a polarização é um exemplo da birrefringência induzida por estresse da fibra. Diferenças na sílica incorporadas ao revestimento garantem que o núcleo esteja exposto para um campo de estresse assimétrico uniforme ao longo do comprimento da fibra. Quando uma luz polarizada é acoplada em uma seção de fibra que mantém a polarização, o campo elétrico é determinado em dois modos ortogonais de polarização com pequena diferença tempo de propagação. Os modos de polarização são mantidos ao longo da fibra, mas sem acoplamento de energia entre esses modos.

Já em fibras monomodo, a birrefringência varia ao longo do seu tamanho devido ao processo de cabeamento. O modelo estatístico da PMD considera que a fibra é composta por diversos elementos birrefringentes com tamanho e rotação aleatória como anteriormente citado.

Na propagação por esses segmentos ocorre o fenômeno de acoplamento (Figura 68): o campo elétrico emergente de cada segmento é projetado sobre os modos de polarização do segmento seguinte. Esse fenômeno é repetido diversas vezes ao longo do enlace de comunicação e o principal causador do atraso diferencial de grupo da maioria das fibras instaladas.

Figura 68: Atraso diferencial de grupo resultante em uma fibra monomodo (birrefringência concatenada aleatoriamente).

Em geral a polarização de saída de um componente óptico ou fibra traça um caminho irregular sobre a esfera de Poincaré com a mudança do comprimento de onda. É possível representar como um arco de círculo qualquer porção de um caminho que foi traçado com um intervalo pequeno de comprimento de onda. O centro do círculo é resultado da projeção da normal do plano do círculo a superfície da esfera e indica dois estados diametralmente opostos (ortogonais). Esses estados são nomeados como principais estados de polarização (PSP – *principal state of polarization*) e a principal característica para defini-los é a descoberta do eixo no qual o estado de polarização gira quando o comprimento de onda é alterado.

Na ausência de acoplamento modal (caso típico de componentes ópticos), os PSPs são fixos como ilustrado na Figura 69 (a). Já para uma fibra monomodo, os PSPs movem-se aleatoriamente na esfera em função do comprimento de onda.

Figura 69: Influência do comprimento de onda na polarização de saída. (a) ausência de acoplamento modal (dispositivo óptico simples). (b) Fibra monomodo com acoplamento modal aleatório.