

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA

**UMA NOVA ESTRATÉGIA PARA RESOLVER O PROBLEMA RMLSA
CONSIDERADANDO EFEITOS DA CAMADA FÍSICA NUM
TRÁFEGO ESTÁTICO**

Recife, Pernambuco, Brazil

20 de novembro de 2018

PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA

**UMA NOVA ESTRATÉGIA PARA RESOLVER O PROBLEMA RMLSA
CONSIDERADANDO EFEITOS DA CAMADA FÍSICA NUM TRÁFEGO ESTÁTICO**

Dissertação/Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como requisito parcial para a obtenção do grau de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Comunicações.

Orientador: Prof. Dr. Raul Camelo de Andrade Almeida Jr.

Recife, Pernambuco, Brazil

20 de novembro de 2018

A minha mãe e avó, Flaviana e Margarida Freire, que dignamente me apresentaram a importância da família e ao caminho da honestidade e persistência.

AGRADECIMENTOS

Um trabalho de mestrado é uma longa viagem, que inclui uma trajetória permeada por inúmeros desafios, tristezas, incertezas, alegrias e muitos percalços pelo caminho, mas apesar do processo solitário a que qualquer investigador está destinado, reúne contributos de várias pessoas, indispensáveis para encontrar o melhor rumo em cada momento da caminhada.

Agradeço primeiramente a Deus que a todo momento me sustentou e guiou nessa caminhada.

Ao meu orientador Professor Raul Camelo por toda a paciência, empenho e sentido prático com que sempre me orientou neste trabalho e em todos aqueles que realizei durante minha vida acadêmica. Muito obrigada por me ter corrigido quando necessário sem nunca me desmotivar, você é a minha referência de profissional na área acadêmica.

Ao meu Professor Alex Campos que durante todo mestrado me apoiou com a programação de heurísticas e dúvidas nas linguagens de programação. O senhor foi uma peça fundamental para conclusão em tempo hábil desse trabalho.

A todos os meus colegas do Mestrado em especial Bruno e Paulo que me introduziram os conceitos do Algoritmo genético estudado nessa tese.

Ao meu amigo Matheus Ribeiro por toda parceria durante mais de 10 anos de trajetória acadêmica juntos, sempre me fazendo querer ser uma pessoa melhor.

A minha avó e mãe pelo amor, incentivo e atenção sem reservas.

A Natália por dois anos de suporte e companheirismo que me fizeram chegar onde eu estou, sempre regando meus sonhos com carinho.

Por fim, o meu profundo e sentido agradecimento a todas as pessoas que contribuíram para a concretização desta dissertação, estimulando-me intelectual e emocionalmente.

“... a universe of atoms, an atom in the universe.”
(— Richard P. Feynman)

RESUMO

Em redes ópticas elástica (EON), o problema de roteamento e alocação de espectro (RSA) vem sendo resolvido, ao longo dos anos, através da utilização de técnicas de otimização ou heurística, com o objetivo de minimizar o uso de recursos da rede ou maximizar a capacidade de solicitações futuras. Os efeitos de camada física no problema RSA são de fundamental importância, dado que existe uma limitação de distância que está relacionada com o formato de modulação e a taxa de transmissão usados para transmitir o sinal. Ao considerar os efeitos de ruídos lineares e não lineares, é possível incluir a qualidade da transmissão (QoT) nesse processo de otimização. Neste trabalho, propomos uma modificação para as heurísticas tradicionais do problema RSA em redes elásticas ópticas para considerar ambos efeitos de camada física. A estratégia propõe adaptar heurísticas do RSA tradicional levando em conta a potência de entrada do canal e margem SNR e assim escolher todos os formatos de modulação e atribuir recursos, relacionando a atribuição de banda do canal com seu SNR. O principal objetivo é aumentar a eficiência espectral da rede e seu throughput evitando que canais sejam bloqueados na camada física. Simulações foram realizadas para várias topologias, e os resultados sugerem vantagens em termos de número de canais bloqueados e a utilização do espectro da nova proposta em relação as tradicionais heurísticas. Além disso, este trabalho propõe uma melhoria adicional com uma meta-heurística que usando um método evolucionário busca otimizar ainda mais a eficiência de espectro do sistema, numa perspectiva multi-objetiva (bloqueio e utilização da rede).

Palavras-chave: Redes Ópticas elásticas; Roteamento, Formato de Modulação e Alocação Espectral; Metaheurística; Efeito não Linear; Modelo IGN; Margem SNR; Algoritmo Genético, Otimização de recursos.

ABSTRACT

In Elastic Optical Networks (EON), the problem of routing and spectrum Allocation (RSA) has been solved along the years through the use of optimization techniques or heuristics, with the aim of minimizing the use of network resources or maximizing the capacity for future requests. The effects of the physical layer in the RSA problem are of fundamental importance given that there is a distance limitation with the required bit rate and modulation format used to transmit the signal. On considering the linear and non-linear noise effects, it is possible to include quality of transmission (QoT) in the optimization process. In this paper, we propose a modification to a traditional heuristic for the RSA problem in Elastic Optical networks to consider both effects of the physical layer. The proposed strategy to adapt traditional RSA heuristics takes into account the channel input power and SNR Margin to choose all modulation formats and to assign resources. The main goal is to increase the spectral efficiency and throughput of the channels by mitigating blockages in the physical layer. Simulations were performed for various topologies, and the results suggest advantages in terms of number of blocked channels and spectrum usage of the new proposal in relation to the traditional RSA heuristics. Furthermore, this work proposes a further improvement with a Metaheuristic adding an evolutionary method to optimize even more the spectrum efficiency of the system in a multi-objective approach.

Keywords: Elastic Optical Networks; Routing, Modulation Level and Spectrum Allocation; Metaheuristic; Non Linear Effect; IGN Model; SNR Margin; Genetic Algorithm, Resources Optimization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema representativo das fibras tipo degrau e gradual	20
Figura 2 – Propagação na fibra degrau	21
Figura 3 – Propagação na fibra gradual	21
Figura 4 – Esquema representando a diferença entre fibras monomodo e multimodo . .	23
Figura 5 – Modos de propagação relacionados com os valores de V e β	23
Figura 6 – Relação entre coeficiente de atenuação da fibra e comprimento de onda do canal	25
Figura 7 – Curva do coeficiente de atenuação para fibras sem íons oxidrila	26
Figura 8 – Relação entre as perdas por espalhamento Rayleigh e o comprimento de onda da portadora	27
Figura 9 – Esquema representativos dos efeitos não lineares em fibras ópticas	28
Figura 10 – Esquema representando os principais elementos de um sistema de comunicação óptico coerente	30
Figura 11 – Estrutura básica de um LASER	31
Figura 12 – Esquema representativo do Modulador Mach-Zehnder	32
Figura 13 – Constelação de formatos de modulação M-QAM	33
Figura 14 – Esquema representando um link óptico	34
Figura 15 – Funcionamento de amplificadores EDFA	35
Figura 16 – Esquema representando um receptor óptico	37
Figura 17 – Circuito de decisão por aproximação sucessiva no tempo	39
Figura 18 – Esquema representando a diferença na alocação em redes WDM com a EON	40
Figura 19 – Arquitetura da rede EON	41
Figura 20 – Exemplo	42
Figura 21 – Tabela Comparando a performance das redes EON e WDM	43
Figura 22 – BER x SNR para diferentes formatos de modulação	46
Figura 23 – Comportamento aditivo do ASE e da não linearidade da fibra	51
Figura 24 – Dependência do SNR pela potência quando considerado apenas o efeito ASE ou quando considera os efeitos ASE + NLI	52
Figura 25 – Esquema representando o fato de um Add/Drop no link óptico	53
Figura 26 – Diversidade de canais num link óptico	54
Figura 27 – Exemplo	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Energia do erro entre a imagem reconstruída por interpolação e sua versão original, consideradas as dimensões de 255×255 pixels (a informação nesta tabela ficaria mais clara se apresentada na forma de gráfico!).	66
---	----

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
abnTeX	ABsurdas Normas para TeX

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathcal{V}	Símbolo 1.
\mathcal{E}	Outro símbolo.
\odot	Produto de Hadamard, ou produto ponto-a-ponto, entre vetores, de modo que, dados os vetores $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c} \in \mathbb{C}^N$, $\mathbf{a} = \mathbf{b} \odot \mathbf{c} \iff a_i = b_i c_i$.
\mathbf{M}^T	Versão transposta da matriz \mathbf{M} .
\mathbf{M}^H	Versão transposta conjugada da matriz \mathbf{M} .
$\omega : \mathcal{E} \rightarrow \mathbb{R}^+$	Função de ponderação das arestas de um grafo.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Motivação e Objetivos	15
1.2	Organização do Documento	17
2	SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO COM FIBRA ÓTICA	19
2.1	Fibra Óptica e sua propagação	19
2.1.1	Descrição Geométrica	20
2.1.2	Propagação de Ondas Eletromagnéticas	22
2.1.3	Problemas da fibra em sistemas de comunicação	24
2.1.3.1	Perdas na Fibra	25
2.1.3.2	Efeitos Não Lineares na Fibra Ótica	27
2.2	Sistemas de Telecomunicações Digital	29
2.2.1	Transmissão do Sinal	30
2.2.1.1	Laser	31
2.2.1.2	Modulador	32
2.2.1.3	Formatos de Modulação	33
2.2.2	Link de Transmissão	34
2.2.2.1	Link Óptico	34
2.2.2.2	Amplificadores	35
2.2.3	Recepção do Sinal	37
2.2.3.1	Receptor front-end, canal linear e circuito de decisão	38
2.2.3.2	Forward error correction	39
2.3	Redes Elásticas	40
3	MODELOS PARA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO (QOT)	44
3.1	SNR de Símbolos	44
3.2	Dependência do BER com a SNR	45
3.3	O conceito de SNR requerido	47
3.4	Modelo Gaussian Noise - GN	48
3.4.1	O Modelo IGN num contexto de Rede	53
4	MÉTODOS EVOLUCIONÁRIOS	56
4.1	Introdução sobre Algoritmos Evolucionários	57
4.2	Algoritmo Genético	57
5	PROBLEMA RMLSA E HEURÍSTICAS ADAPTADAS PARA CAMADA FÍSICA	59

5.1	PROBLEMA RSA E HEURÍSTICAS TRADICIONAIS	59
5.2	BLSA	61
5.3	BSR	61
5.4	Adaptação Clássica - Distance-Adaptive Spectrum Resource Allocation	64
5.5	Adaptação Proposta	65
5.6	Adaptação Proposta com Algoritmo Genético	66
5.7	Parâmetros da Simulação	66
5.8	Comparação de Bloqueio e Utilização Espectral na Rede	66
5.9	Economia de Recursos da Rede	66
6	CONCLUSÃO	68
6.1	Trabalhos futuros	69
6.2	Trabalhos publicados	69
	REFERÊNCIAS	70
	APÊNDICE	71
	ANEXO	72

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento da Internet está fazendo uma grande mudança em nossa vida diária. Com a chegada de novos aplicativos, dispositivos e conexões que automatizam e digitalizam nosso cotidiano, as demandas de capacidade na Internet de alta velocidade começou a se tornar essencial. Nos últimos anos, o tráfego de rede tem aumentado de forma exponencial e isto se deve ao surgimento de serviços de Internet de alta demanda, como a televisão high-definition, vídeo 3-D sob demanda, computação em nuvem, além de outros serviços que exigem cada vez mais banda [Marković, 2017]. Segundo a [Cisco, 2017], o tráfego de dados mundial deverá aumentar em quase três vezes nos próximos 5 anos, a partir de 2016. Com uma expectativa de crescimento anual de 24%, no período de 2016 a 2021, o tráfego da Internet será de 235,7 Exabytes por mês em 2021. Este tráfego está se elevando a uma taxa composta de crescimento anual (CAGR – Compound Annual Growth Rate) de 2%, de 2013 a 2018. Diante deste cenário, diversas pesquisas sobre planejamento e desempenho de redes ópticas foram realizadas e algumas perspectivas foram apontadas, como, por exemplo, em [Shen et al, 2016], [Jr et al, 2017], [Oliveira e Fonseca, 2016], [Fontinele et al, 2016].

Para atender a esta demanda, os provedores de serviços de Internet (ISP – Internet Service Provider) têm utilizado a tecnologia DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing), que transmite canais operando de 40 Gbps a 100 Gbps [Gerstel et al, 2012]. Entretanto, essa tecnologia apenas permite dividir o espectro em faixas de largura de banda fixa, por exemplo, 50 GHz, e desta forma impõe rigidez nas taxas de transmissão em cada comprimento de onda [Ruan e Zheng, 2014]. Adicionalmente, demandas de tamanhos diferentes requerem a mesma largura de banda do espectro, o que normalmente acarreta a subutilização do recurso espectral [Wang, Cao e Pan, 2011], [Jinno et al, 2009].

Recentemente, as Redes Ópticas Elásticas (EONs – Elastic Optical Networks) foram propostas como uma solução para maximizar a eficiência do espectro óptico quando comparada às tradicionais Redes Ópticas WDM [Beyranvand e Salehi, 2013], [Takagi et al, 2011]. Nas EONs, o espectro óptico é dividido em fatias espectrais denominadas de slots, que possuem larguras espectrais mais estreitas quando comparadas com as dos comprimentos de onda em WDM. Adicionalmente, uma quantidade inteira de slots contíguos pode ser alocada às conexões para prover exatamente a largura de banda requerida [Gerstel et al, 2012]. Tal quantidade é especificada pela taxa de bit requisitada e o formato de modulação capaz de atender os requisitos de qualidade de transmissão (QoT – Quality of Transmission) decorrente dos elementos a serem atravessados e da distância a ser percorrida pelo sinal ao longo do caminho óptico. Isso ocorre porque, para uma dada taxa de transmissão, formatos de modulação com alta eficiência espectral permitem o uso de poucos slots de frequência para acomodar o sinal óptico, o que reduz o uso do espectro. Contudo, para tais formatos de modulação, requer-se um nível mais elevado de QoT,

o que limita a transmissão do sinal óptico a distâncias mais curtas [Chen et al, 2013], [Jinno et al, 2010].

É importante salientar que em EONs são utilizados transmissores flexíveis capazes de suportar distintos formatos de modulação [Zhao et al, 2012]. Desta forma, é possível ter diversos formatos de modulação coexistindo na rede, tais como: BPSK (Binary Phase-Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8QAM (Quadrature Amplitude Modulation), 16QAM, 32QAM e 64QAM [Cai et al, 2014]. Cada formato de modulação transmite $\log_2(M)$ bits de informação por símbolo, onde M é o número de símbolos da constelação do formato de modulação. Surge, portanto, agora o problema de roteamento e alocação de nível de modulação e de espectro (Routing, Modulation Level and Spectrum Assignment - RMLSA) [Abkenar e Rahbar, 2017]. O problema RMLSA consiste em: i) definir uma rota para um par de nós origem e destino; ii) selecionar um formato de modulação que transporte mais bits por símbolo para economizar espectro, mas percorra toda a rota sem desprezar a qualidade do sinal óptico exigido pela demanda; iii) alocar uma faixa de espectro livre na rota definida para estabelecer o circuito óptico. A quantidade de slots é definida com base na taxa de bit requisitada e na eficiência espectral do formato de modulação escolhido. Nesta tese será abordado redes com tráfegos estáticos o que faz com que o problema RMLSA resume-se normalmente a reduzir os recursos da rede (quantidade de slots) para atender toda a demanda, ou atender o máximo da demanda para uma dada quantidade de recursos.[Aibin e Walkowiak, 2016].

1.1 Motivação e Objetivos

Diante de todas estas relações entre roteamento e camada física, algumas questões interessantes surgem: Como modificar heurísticas tradicionais do problema RSA (Routing, and Spectrum Assignment) para que a camada física seja considerada na alocação dos recursos da rede? Como os efeitos da camada física interferem no desempenho dos algoritmos de roteamento e alocação de espectro? Quais devem ser os parâmetros de operação dos transmissores e ROADMs para que a utilização dos recursos da rede seja maximizada?

As respostas para essas perguntas não são triviais, pois cálculos complexos, muitas vezes com equações não lineares, junto com o fato da dependência da posição do canal alocado no espectro, sua banda espectral e sua potência de lançamento terem que ser consideradas como parâmetros restritivos nos algoritmos RSA. Todos esses parâmetros são essenciais para a determinação de fatores físicos que impactam a qualidade de transmissão e irão provocar bloqueios nas heurísticas RSA. Logo, é importante considerar as deficiências de transmissão física que causam a degradação do sinal e perda de dados para garantir que a solução de design de rede seja prática.

Dentre esses fatores físicos, um vem se destacando mais por sua complexidade e pela sua relevância em cenários com alta taxa de bits que é o efeito não linear na fibra óptica. Consequente do efeito Kerr, este fenômeno manifesta-se através de ruído aditivo gaussiano caracterizado pela

interação intra/inter-canal de portadoras ópticas. O entendimento e implementação desse ruído no modelo de qualidade de transmissão é fundamental para prever a qualidade do sinal numa rota ponto a ponto e conhecer o nível de BER na chegada do receptor.

Além disso, para uma transmissão que considera a camada física, a potência de lançamento do transmissor é um importante fator de controle para qualidade da transmissão. Uma potência de lançamento baixa resulta em um sinal fraco para ruído, dado o ruído fixo do amplificador (ASE). Por outro lado, uma potência de lançamento muito grande resulta em um aumento da interferência não linear e também um aumento na interferência em canais vizinhos. Assim, a potência de lançamento pode ser otimizado globalmente com base em um pior caso com links totalmente carregados para que maximizar o SNR [41] ou maximizando a margem linear do OSNR [42]. Recentemente, o modelo GN foi usado para otimizar as potências de lançamento de canais individualmente. [45,46]

Apesar de termos vários exemplos de trabalhos que investigaram a não linearidade e a potência de lançamento dos canais, todos eles focavam na análise de um link ponto a ponto. Esta tese busca apresentar uma estratégia clara e simples para adaptar heurísticas RSA tradicionais, num contexto de rede, em heurísticas que possuam uma consciência da camada física. Essa estratégia busca achar sempre o formato de modulação e potência do canal mais eficientes, numa perspectiva de minimizar ocupação espectral atingindo a QoT desejada, para uma determinada topologia em um tráfego estático.

Nesta tese serão apresentados três algoritmos de RSA, chamados SPSR (Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse), BLSA (Balanced Load Spectrum Allocation) e BSR (Best among the Shortest Routes), que escolhem a rota “menos carregada” em termos de slots utilizados, ou seja, a rota que possui mais slots disponíveis em todos os enlaces para alocar o canal. Na literatura, diversos trabalhos utilizam estas heurísticas para efeito de comparação de resultados [20], [34], [64]. Este trabalho busca então estender essas três heurísticas ligando a largura de banda do canal ao seu SNR. Além disso, no caso do BSR adaptado, o custo do link pode agora sentir a camada física e escolher rotas diferentes, pois o custo do link esta diretamente ligado as alocações ativas que nele estão. Finalmente, de forma iterativa, um conjunto finito de valores de potência de canal, margem SNR e formato de modulação são testados, e a opção que gera a maior eficiência espectral e o menor número de solicitações bloqueadas é selecionada.

Contudo, uma limitação dessa estratégia foi a consideração de que todos os canais possuem mesma potência e margem SNR. Isso se deu pela limitação computacional disponível, tendo em vista que em uma simulação completa com potências e margens variando por canal numa rede de 11 nós, seria necessário um período de mais de seis meses para finalizar a simulação e obter resultados.

Para contornar esse problema, uma técnica de interligência artificial na otimização de problemas foi adaptada para o contexto de redes onde um método evolucionário é usado no problema de alocação de espectro, escolher o formato de modulação, e determinação de potência

dos canais visando minimizar efeitos indesejáveis de camada física em canais ópticos. Apesar da natureza estocástica, estas técnicas buscam diversidade de soluções que iterativamente se aproximam do ótimo, dando, assim, possibilidade de uma análise mais completa de resultados. Além disso, a chance de avaliações multi-objetivas elevam estas técnicas a candidatos mais apropriados dentro do contexto de redes, em que recursos são melhor escolhidos quando sob a análise de relações de compromisso.

Este trabalho baseou-se na aplicação do algoritmo genético (GA), que reproduz o processo de mutação e cruzamento de cromossomos na geração de indivíduos que são iterativamente escolhidos por se amoldarem com mais facilidade às condições ambiente (o que melhor atende a uma função fitness). Dessa forma não é mais necessários testar todas as soluções para se encontrar a melhor solução dentro do universo de possibilidades, o que reduziu o tempo de simulação para 3 dias.

Por fim, após todas essas motivações, o presente trabalho tem por objetivos:

- Realizar um estudo detalhado sobre a aplicação do modelo GN para canais ópticos elásticos em redes.
- Propor uma estratégia para heurísticas RSA tradicionais que considerando uma margem SNR e a potência do canal indique o formato de modulação que gere menor ocupação espectral e bloqueio.
- Comparar a estratégia proposta com a heurística mais usada na literatura (Distance-Adaptive Spectrum Resource Allocation - DASRA) vendo a sua efetividade variando o tamanho do span, quantidade de amplificadores e seus ganhos sem alterar o tamanho do link.
- Investigar a utilização de algoritmos genéticos (GA) para generalizar ainda mais a estratégia proposta anteriormente considerando potências e margens SNR distintas por canal de forma a garantir QoT sob análises multi-objetivas, menos canais bloqueados na camada física e menor utilização do espectro da rede.

Ao fim, é válido mencionar, caso haja o interesse em reproductibilidade dos testes, que a ferramenta utilizada na obtenção dos resultados deste trabalho é uma versão modificada do simulador de redes ópticas SIMTON. Esta ferramenta foi alterada para incluir os modelos de camada física bem como os códigos de otimização evolucionária criados pelo próprio autor.

1.2 Organização do Documento

O resto dessa tese está organizado da seguinte forma. No capítulo 2 será abordado aspectos importantes sobre a fibra óptica, sistemas de comunicação digital coerente e sobre as redes elásticas, introduzindo conceitos essenciais para o entendimento do presente trabalho.

O capítulo 3 descreve em detalhes o modelo de qualidade de transmissão utilizado, baseado no ruído ASE e nas interferências não linear descritas pelo modelo GN para um contexto

de rede. O capítulo também discute as suposições usado na simplificação e também avalia os erros causados pelo seu uso.

No capítulo 4, os conceitos do algoritmo genético são apresentados mostrando exemplos de sua aplicação e ilustrando como será a sua utilização num cenário de otimização em redes ópticas.

O Capítulo 5 irá apresentar os conceitos vistos no capítulo 3 e 4 aplicados nas heurísticas adaptadas para o RMLSA. O capítulo irá ser dividido em 3 partes. A primeira parte apresentará as heurísticas SPSR, BLSA e BSR explicando em detalhe suas implementações com a abordagem clássica (DASRA) para escolher os formatos de modulação. A segunda parte irá detalhar as modificações nas 3 heurísticas com a estratégia proposta e mostrar os resultados encontrados em comparação com a abordagem clássica. Por fim a terceira parte irá mostrar os códigos implementados do algoritmo genético apenas para o BSR, mostrando o que foi alterado na heurística e quais os ganhos obtidos quando comparado com a proposta anterior. Além disso, para analisar a efetividade das novas estratégias todas as simulações foram feitas em três diferentes topologias com diferentes portes. Uma menor de 11 nós (Abilene), uma intermediária com 14 nós (NSF) e uma maior com 19 nós (EON).

Por fim o capítulo 6 resume todo o trabalho realizado destacando nas principais conclusões e resultados encontrados além de indicar possíveis trabalhos futuros para esse tema.

2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO COM FIBRA ÓTICA

Neste capítulo uma breve apresentação será feita sobre os princípios básicos que regem o funcionamento de um sistema de comunicação digital óptico. Será explicitado modelos e conceitos para caracterizar desde os transmissores e receptores até amplificadores e a fibra óptica, bem como as operações e propriedades básicas que permitem os seus funcionamentos em uma rede. Na seção 2.1 será apresentado a história e os principais conceitos que estão em torno da fibra óptica como meio de propagação de informação. Na seção 2.2 a fibra óptica agora é apresentada como um dos elementos que compõe um sistema de telecomunicação. Nesta seção o processo de transmissão de dados digitais será apresentado desde o transmissor passando por todos os componentes até chegar no receptor. Por fim, na seção 2.3 o conceito de transmissão de dados será analisado no contexto de rede, destacando o problema da transmissão da informação em redes elásticas.

2.1 Fibra Óptica e sua propagação

A popularização das fibras ópticas nos tempos atuais pode enganar o quanto essa tecnologia é antiga. O princípio de guiar a luz através da refração foi demonstrado em 1840 na cidade de Paris pelos pesquisadores Daniel Colladon e Jacques Babinet. No final do século 19th em Western, o conceito de refração já era utilizado para diagnosticar problemas estomacais em pacientes.

Contudo, aplicações mais práticas, principalmente na transmissão de imagens e na área médica, só vieram após o ano de 1952, quando o físico Narinder Singh Kapany conduziu um experimento que ocasionou a descoberta da fibra óptica. Após isso, inúmeros experimentos foram feitos com o intuito de melhorar a fibra óptica como meio de transmissão e inovar em como e onde ela é aplicada. Em 1970, os cientistas da Corning Inc., Drs. Robert Maurer, Donald Keck e Peter Schultz, quebraram uma das barreiras da fibra óptica, criando uma fibra com perdas menores que 1%. Desde então, as pesquisas nesta área foram evoluindo até se atingirem os limites teóricos das fibras baseadas em sílica.

Além disso, devido ao grande crescimento da demanda de informação e tráfego a fibra se tornou a solução ideal para transmissão de dados pelo fato de ser instalado como qualquer outro cabo, tendo a possibilidade de utilizar infraestruturas existentes, não sofrer com interferências eletromagnéticas e por alcançar distâncias maiores quando comparados com cabos de cobre, pois a informação sendo propagada por luz sofre menor atenuação na fibra do que em pulsos elétricos no cobre, o que gera uma economia em regeneradores.

Assim, vendo a relevância da fibra óptica no mundo moderno, se faz importante entender melhor os conceitos e princípios que estão envolvidos na comunicação usando fibras ópticas. As

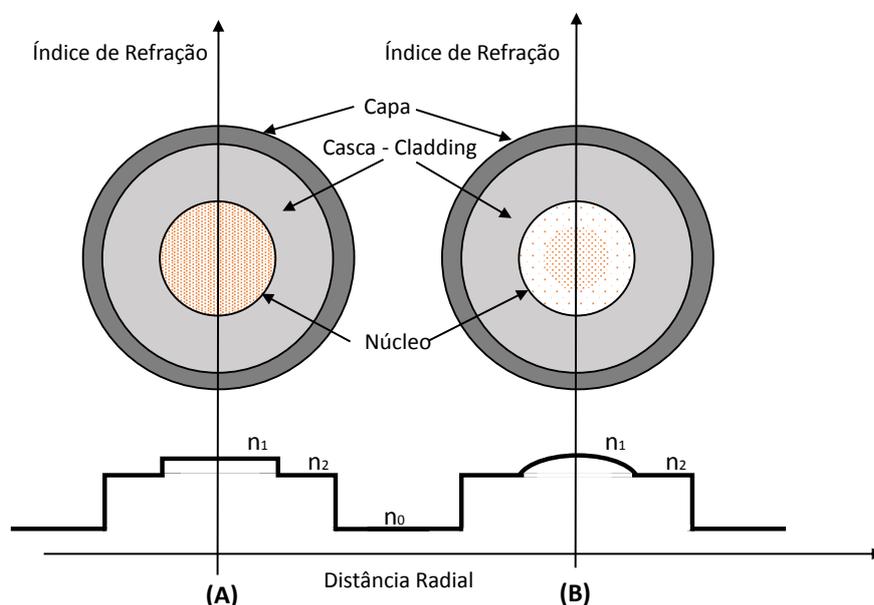
subseções a seguir tem esse papel de destacar os tópicos mais importantes nesse assunto.

2.1.1 Descrição Geométrica

A fibra óptica pode ser dividida em 3 partes fundamentais: o núcleo cilíndrico feito de sílica de vidro ou plástico, a casca que envolve todo o núcleo e possui índice de refração menor que o do núcleo e a capa que traz proteção mecânica para fibra.

Com relação ao índice de refração existem dois tipos de fibras ópticas, fibras com índice degrau e com índice gradual. Ambos estão representados na Figura 1.

Figura 1 – Esquema representativo das fibras tipo degrau e gradual



Fonte: o autor.

As fibras de índice degrau, possuem um processo de fabricação mais simples, pois tem o núcleo composto por um material homogêneo de índice de refração constante e sempre superior ao da casca. A propagação nesse tipo de fibra pode ser vista na Figura 2. Considerando que um feixe de luz incida o núcleo fazendo um ângulo de θ_i com o eixo da fibra, na interface ar-fibra, o feixe de luz é refratado segundo a equação a seguir onde n_0 e n_1 são os índices de refração do ar e do núcleo, respetivamente.

$$\sin(\theta_i)n_0 = \sin(\theta_r)n_1 \quad (2.1)$$

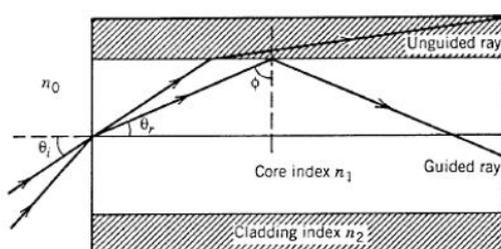
Propagando dentro da fibra, o feixe de luz tem que incidir na interface núcleo-casca com um ângulo mínimo chamado ângulo crítico Φ_c , determinado pela equação a seguir, sendo n_2 o índice de refração da casca :

$$\Phi_c = \arcsin\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (2.2)$$

Contudo o fato de diferentes ângulos de incidência serem possíveis, faz com que diferentes caminhos sejam tomados pelo feixe de luz. Esse efeito é chamado de dispersão modal ou de multi-caminho, pois ao final da fibra os feixes são recebidos com um delay no tempo ou seja dispersos no tempo. Se considerarmos o caminho mais curto e o mais longo possíveis em uma fibra de comprimento L , chegamos a seguinte expressão para o delay máximo observado.

$$\Delta T = \frac{n_1}{c} \left(\frac{L}{\sin(\Phi_c)} - L \right) \quad (2.3)$$

Figura 2 – Propagação na fibra degrau

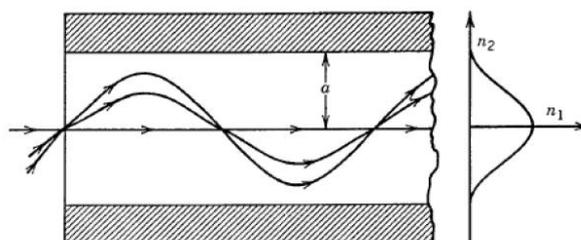


Fonte: Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communications Systems, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

Sendo assim, fibras de índice degrau possuem a banda passante muito estreita, restringindo a capacidade de transmissão da fibra devido às perdas sofridas pelo sinal transmitido e reduzindo suas aplicações com relação à distância e à capacidade de transmissão.

Já as fibras de índice gradual possuem um núcleo composto por vidros especiais com diferentes valores de refração, indo do seu valor máximo de índice no centro da fibra n_1 e decrescendo até chegar ao menor valor n_2 como pode ser observado na Figura 3.

Figura 3 – Propagação na fibra gradual



Fonte: Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communications Systems, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

O principal objetivo dessa fibra é diminuir os efeitos da dispersão modal, ou seja igualar os tempos de propagação da luz no núcleo da fibra. Isso ocorre, pois os raios de luz podem

percorrer diferentes caminhos, com velocidades diferentes e chegar ao mesmo tempo à outra extremidade da fibra. Os resultados obtidos são a redução na dispersão, aumento da banda passante e como consequência um aumento da capacidade de transmissão da fibra. Por esse motivo esse tipo de fibra vem se tornando muito importante, principalmente em aplicações com Ethernet com taxa de bit maiores que 1 Gb/s.

A descrição geométrica é uma boa aproximação com a realidade quando o raio da fibra é muito maior que o comprimento de onda do feixe. Quando esses dois parâmetros são comparáveis é necessário analisar a propagação usando a teoria de propagação de ondas.

2.1.2 Propagação de Ondas Eletromagnéticas

O estudo de fibras em termos da teoria da propagação de onda é baseada nas equações de Maxwell e explicada em [1]. Essa análise nos dá a seguinte equação:

$$\nabla^2 E + n^2(w)k_0^2 E = 0 \quad (2.4)$$

onde a variável k_0 é definida como:

$$k_0 = \frac{w}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.5)$$

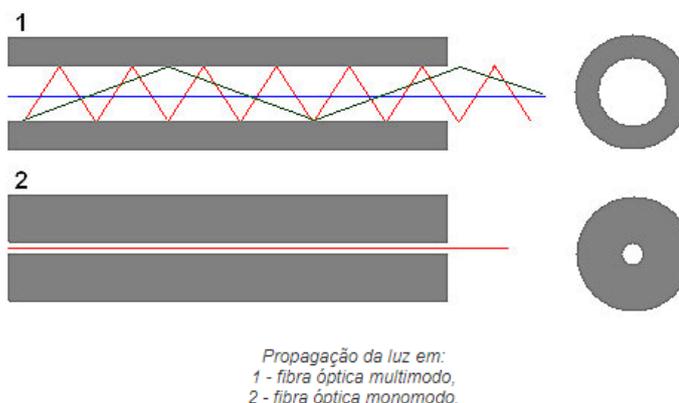
sendo λ o comprimento de onda do campo óptico oscilando a uma frequência w .

Para a fibra, e numa análise simplificada, o diâmetro do núcleo e o comprimento de onda da luz especificam o número de modos de propagação possíveis: em termos simples, quanto maior a guia de onda, medida em termos de comprimentos de onda, mais modos podem ser suportados. Em essência, as dimensões da guia estabelecem as condições de fronteira para os campos elétrico e magnético.

Tendo em conta estas condições de fronteira na equação 2.4, pode-se então calcular as propriedades teóricas da guia de onda em questão. As soluções destas equações diferenciais representam os modos de propagação. Sendo assim as fibras ópticas também se dividem em fibras multimodo e fibras monomodo. A Figura 4 mostra a diferença na propagação desses dois tipos de fibra.

Para entender melhor as diferenças entre as duas fibras é preciso introduzir o conceito de frequência normalizada V , também designada por constante estrutural. Esse parâmetro é adimensional e com base nesta variável, que pode-se determinar quantos modos uma fibra óptica pode suportar. A equação 2.6 descreve essa constante estrutural sendo a o raio do núcleo da fibra.

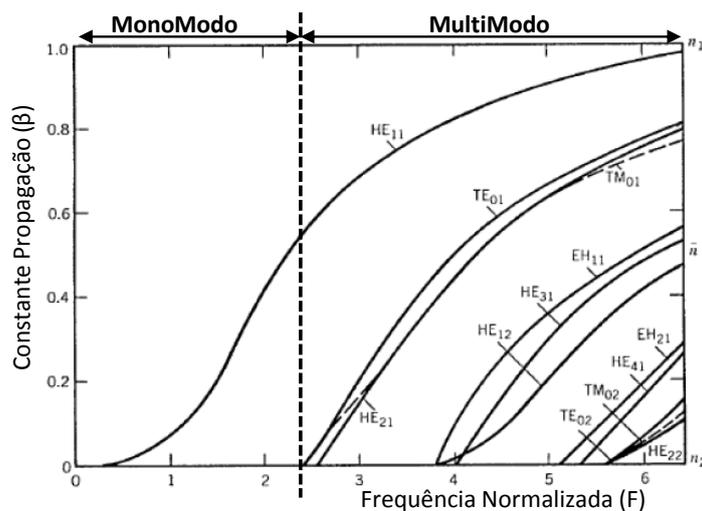
$$V^2 = \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^2 (n_1^2 - n_2^2) \quad (2.6)$$

Figura 4 – Esquema representando a diferença entre fibras monomodo e multimodo

Fonte: Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communications Systems, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

Além da frequência normalizada, cada modo de propagação é determinado pela sua constante de propagação β . Essa constante pode ser obtida resolvendo a equação 2.4 para os campos elétricos e magnéticos e utilizando as funções de Bessel modificadas.

Assim podemos obter o gráfico que relaciona o V pelo β representado pela figura 5. Do gráfico conclui-se que cada modo apenas pode existir para valores de V que excedam um certo valor limite. Os modos deixam de existir (“cutoff”) quando $\frac{\beta}{k_0} = n_2$. Além disso, observou-se que o modo HE₁₁ não tem “cutoff” e só se anula quando o diâmetro do núcleo é zero.

Figura 5 – Modos de propagação relacionados com os valores de V e β 

Fonte: Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communications Systems, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

Este é o princípio no qual a fibra monomodo se baseia, permitindo apenas um único modo de propagação. Por uma escolha apropriada de a , n_1 e n_2 de maneira que $V < 2.405$,

que representa o valor para o qual a função de Bessel J_0 , de ordem inferior, é zero, tornando possível a propagação apenas do modo HE₁₁.

Então podemos concluir que a fibra multimodo transmite ao mesmo tempo múltiplos feixes com diferentes comprimentos de onda. Essa propagação de múltiplos modos causa dispersão modal, que se traduz em uma redução significativa na velocidade de transmissão de sinal. Simplesmente, o sinal é transmitido em tempo, pois a velocidade de propagação do sinal óptico não é a mesma para todos os modos, devido aos seus diferentes comprimentos de trajeto entre o transmissor e o receptor, resultado de diferentes ângulos de reflexão de feixes de luz limitados pelo núcleo.

Já na fibra monomodo como demonstrado anteriormente, é transmitida apenas um modo de luz com comprimento de onda específico. Senso assim o fenômeno da dispersão modal é praticamente eliminada, pois a onda de luz se propaga quase paralela ao eixo da fibra. As taxas de dados em fibras ópticas monomodo são limitadas por dispersão de polarização e dispersão cromática. A dispersão cromática é uma combinação da dispersão material e dispersão de guia de ondas. Esses fenômenos levam a degradação do sinal devido à variação atraso no tempo de chegada entre as diferentes componentes do sinal, porém eles não afetam a qualidade do sinal de forma tão significativa como no caso das fibras multimodo.

2.1.3 Problemas da fibra em sistemas de comunicação

Em G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, 3rd ed. Wiley, 2002. foi modelada a propagação da luz dentro da fibra óptica usando a equação de Manakov que contemplam três problemas intrínsecos da fibra óptica: dispersão cromática, perdas na fibra e os efeitos de não linearidade.

$$\frac{\partial a}{\partial z} = i\gamma \|a\|^2 a - i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} a \quad (2.7)$$

onde, $a = [a_x a_y]^T$ são os dois componentes de polarização do campo óptico, γ é o coeficiente não linear, $\|a\|^2 = a^T a$ representa a potência óptica, β_2 é o coeficiente de dispersão da velocidade de grupo, α é o fator de atenuação de potência, z é a distância de propagação e t é a coordenada do tempo.

O problema da dispersão já foi tratado na seção anterior e possui como solução mitigatório do seu efeito o uso de fibras com dispersão deslocada que praticamente elimina a dispersão de guia de onda na terceira janela de transmissão (1550 nm). Além disso, foi considerado que as consequências de outros tipos de dispersão já são solucionados com códigos corretores e processamento digital de sinais. Os outros dois problemas serão detalhados nas subseções seguintes.

2.1.3.1 Perdas na Fibra

As perdas na fibra representam um fator limitante pois ela reduz a potência do sinal nos receptores. Os receptores ópticos tem um limite mínimo de nível de potência para recuperar o sinal com precisão. Assim, uma distância máxima de transmissão pode ser definida tendo como limitante essa potência mínima do receptor.

Coefficiente de atenuação.: O coeficiente de atenuação é o parâmetro que relaciona a potência de entrada da fibra com a potência de saída, considerando uma fibra de tamanho L . A expressão a seguir mostra essa dependência.

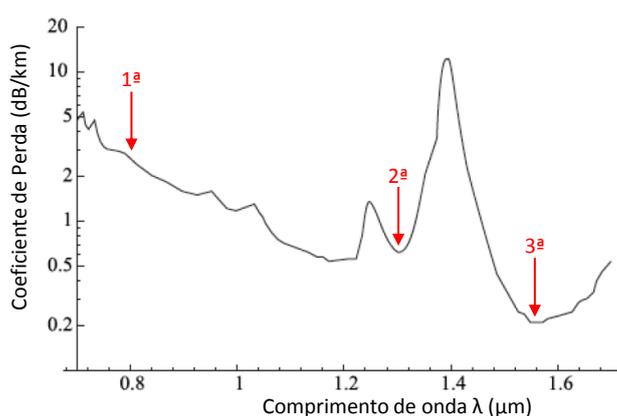
$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (2.8)$$

onde α é o coeficiente de atenuação expresso em [dB/km].

Os dois principais efeitos intrínsecos que causam essa perda na potência são o espalhamento de Rayleigh e as perdas por absorção do material.

As perdas por absorção material é um mecanismo de perda relacionado com a composição do material, impurezas e o processo de fabricação da fibra, do qual resulta a dissipação de uma potência óptica na forma de calor. Inicialmente, devido à falta de tecnologia existente naquela época para os dispositivos ópticos e para os laser's, os sistemas WDM funcionavam no entorno de 850 nm, na chamada 1ª Janela. Nessa época os valores dos coeficientes de atenuação no entorno da janela de 850 nm, eram na faixa de -2,0 a -2,5 dB/km.

Figura 6 – Relação entre coeficiente de atenuação da fibra e comprimento de onda do canal



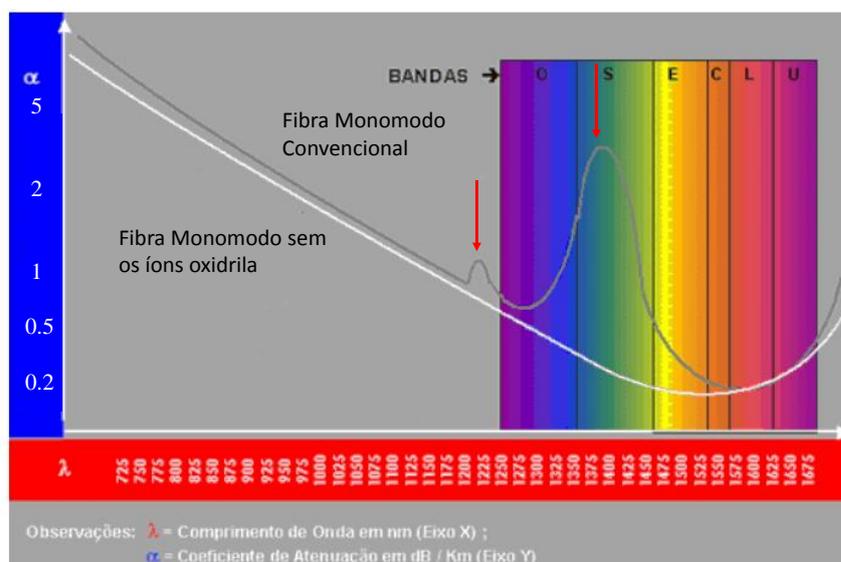
Fonte: Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communications Systems, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

Posteriormente, com a disponibilidade das fibras ópticas monomodo, os sistemas WDM passaram a operar no entorno de 1310 nm, região esta chamada de 2ª Janela. Porém, como podemos ver na Figura 6, os Coeficientes de Atenuação que se encontrava em 1310 nm, era da ordem de -0,5 a -1 dB/km, ao passo que os Coeficientes de Atenuação em 1550 nm eram de

aproximadamente de -0,17 a -0,25 dB/km, ou seja, praticamente a metade. Sendo assim, houve um esforço no intuito de desenvolver sistemas WDM que operassem no entorno de 1550 nm, região esta, chamada de 3ª Janela, ou Banda C, que ocupa a região do espectro compreendida entre 1530 nm e 1565 nm.

Após isso, o grupo de estudos nº 15 denominado: Transport Network Systems and Equipment da ITU - T, contribuiu com um grande avanço na tecnologia dos materiais, introduzindo fibras que não apresentavam o indesejável fenômeno da atenuação por íons oxidrila. A figura 7 representa a curva de atenuação para os dois tipos de fibras monomodo. Pode-se ver que os dois picos foram eliminados fazendo que a limitação de utilizar apenas a banda C ou a banda L não mais exista. Este avanço permitiu o aproveitamento máximo da faixa de transmissão disponível na curva destas novas fibras ópticas.

Figura 7 – Curva do coeficiente de atenuação para fibras sem íons oxidrila

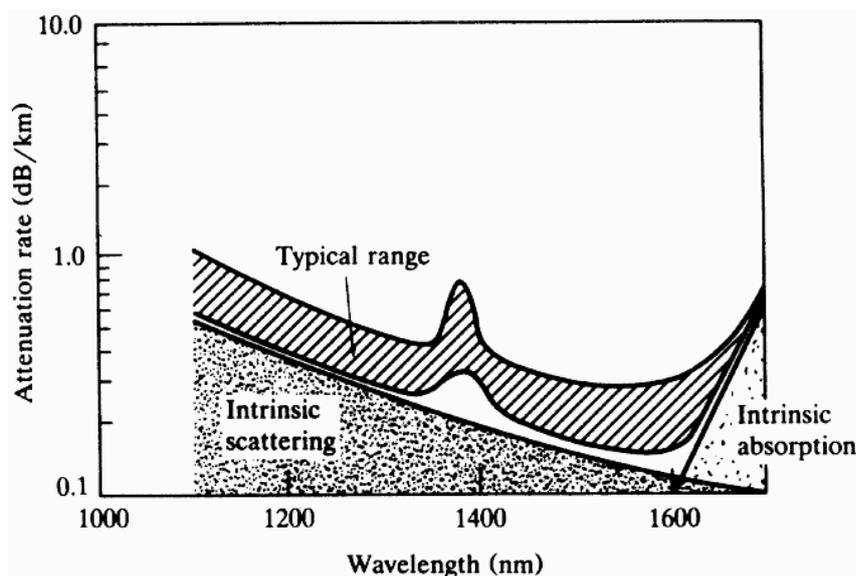


Fonte: [http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwdm/pagina 6.asp](http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwdm/pagina%206.asp)

Já as perdas pelo espalhamento de Rayleigh são causados por variações microscópicas na densidade do material da fibra, de flutuações na sua composição ou de defeitos estruturais provenientes do processo de fabricação. Esses efeitos originam variações no índice de refração que por sua vez provoca um espalhamento da luz. Esse espalhamento é proporcional a λ^{-4} e reduz drasticamente com o aumento do comprimento de onda.

A figura 8 representa a dependência da atenuação pelo efeito de espalhamento Rayleigh com o comprimento de onda numa fibra monomodo.

Figura 8 – Relação entre as perdas por espalhamento Rayleigh e o comprimento de onda da portadora



Fonte: <https://paginas.fe.up.pt/hsalgado/co/como3atenuacaoedispersao.pdf>

2.1.3.2 Efeitos Não Lineares na Fibra Ópticas

Para taxas de transmissão maiores que 10Gb/s e altas potências de transmissão, os efeitos não lineares precisam começar a ser considerados. Existem duas categorias de efeitos não lineares. A primeira aparece devido a interação entre o feixe de luz e a vibração molecular do vidro. Os dois efeitos mais importantes dessa categoria são o stimulated Brillouin scattering (SBS) e stimulated Raman scattering (SRS).

A segunda categoria, e mais importante para essa tese, aparece devido a dependência do índice de refração com a intensidade do campo elétrico que é proporcional ao quadrado da amplitude do campo. A interação entre o campo elétrico e o dielétrico resulta numa modulação do campo dentro do meio propagante. Tal modulação é uma função não linear do campo de entrada. Esse fenômeno é mais conhecido como efeito Kerr e é o responsável pela interferência não linear em sistemas de comunicação ópticos.

Na equação 2.7, o efeito Kerr é representado pelo coeficiente não linear da fibra, γ , que é definido como:

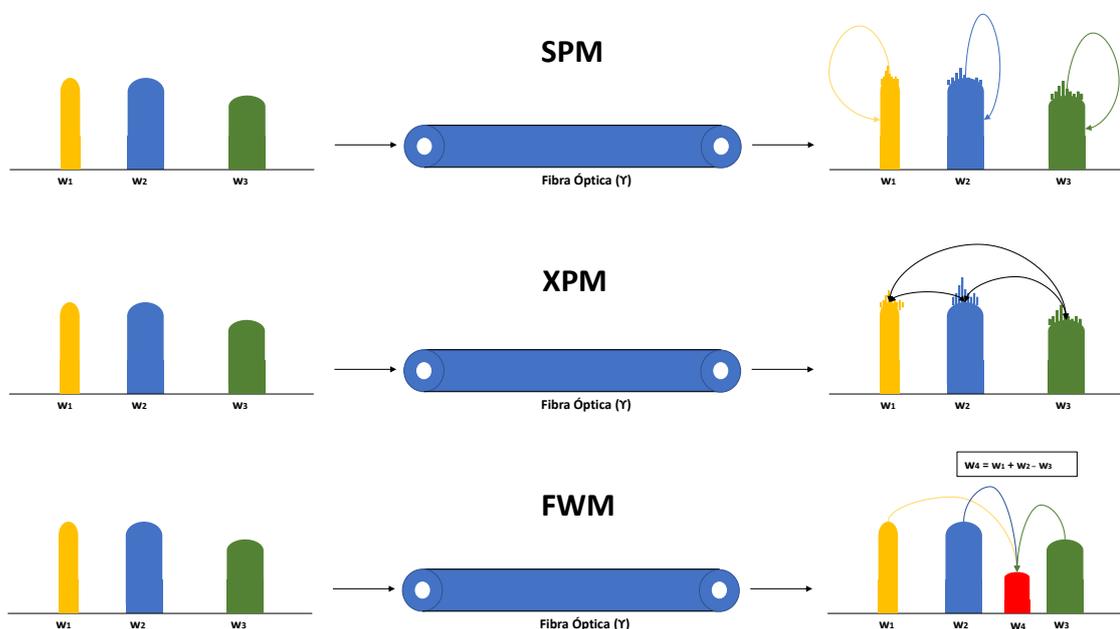
$$\gamma = \frac{n_2 \omega_c}{c A_{eff}} \quad (2.9)$$

onde n_2 é o índice não linear de refração da fibra, $\omega_c = 2\pi f_c$ é a frequência angular da portadora, c é a velocidade da luz e A_{eff} é a área efetiva da fibra.

A interferência não linear pode ser entendida como a soma de três efeitos: self-phase modulation (SPM), cross-phase modulation (XPM) e o four-wave mixing (FWM). Os três efeitos

estão representados na figura a seguir.

Figura 9 – Esquema representativos dos efeitos não lineares em fibras ópticas



Fonte: Autor

Self-phase modulation : É o efeito não linear que a intensidade do próprio canal ou feixe óptico causa em si mesmo, mudando sua fase óptica, pelo efeito Kerr. Isto pode ser descrito como uma mudança não linear no índice de refração. Este índice de refração não linear causa uma fase induzida que é proporcional a intensidade do pulso. Assim diferentes partes do pulso propagam com diferentes fases o que aumenta os efeitos que degradam o sinal semelhantes ao da dispersão cromática. Esse efeito é mais intenso quando usado altas potências de transmissão e é ainda mais relevante para sistemas com alta taxa de transmissão. O deslocamento resultante da fase pode ser descrito pela seguinte equação

$$\varphi = \frac{2\pi nL}{\lambda} \quad (2.10)$$

onde, n é o índice de refração do meio, L tamanho da fibra e λ é o comprimento de onda do feixe.

Cross-phase modulation : É o efeito não linear resultado da interação mútua entre canais com diferentes frequências portadora com diferentes taxas de transmissão e diferentes velocidades de grupo compartilhando o mesmo caminho óptico, gerando uma mudança na fase óptica pelo efeito Kerr. Assim, podemos entender o XPM como um efeito que basicamente converte a flutuação de potência em um determinado comprimento de onda numa flutuação de

fase num outro comprimento que está sendo co-propagado. A expressão a seguir traduz essa interação mútua entre os canais.

$$\gamma_{nl} = k_{nl} L_{eff} \left(P_i + 2 \sum_{n \neq i}^N P_n \right) \quad (2.11)$$

onde, N é o número de canais co-propagantes, L_{eff} é o comprimento efetivo da fibra e k_{nl} é uma constante de propagação.

É importante destacar o porquê de um comprimento efetivo. Ao longo da propagação na fibra, a potência do pulso é atenuada exponencialmente. Assim a não linearidade é maior no começo da fibra e menor ao chegar no final dela. Modelar matematicamente esse efeito pode ser bem complexo, então na prática é considerado que a potência é constante durante toda propagação em um comprimento efetivo. Essa estratégia tem se mostrado suficiente para interpretação da não linearidade e tem como definição a expressão a seguir.

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (2.12)$$

onde, α é o coeficiente de atenuação da fibra e L é o comprimento da fibra.

Four-wave mixing : A dependência entre intensidade óptica e o índice de refração não só produz deslocamentos na fase dos sinais, mas também gera sinais em novas frequências como por exemplo o mostrado na figura 9, w_4 . Esse fenômeno é chamado de Four-Wave mixing e é definido como a geração de um sinal com frequência igual a combinação linear das frequências dos sinais que estão interagindo. O FWM é independente da taxa de transmissão mas é muito dependente do espaçamento entre os canais. Diminuir o espaçamento espectral entre os canais faz aumentar o FWM. Nesta tese foi considerado que o espaçamento entre os canais era suficiente para desconsiderar o efeito do FWM.

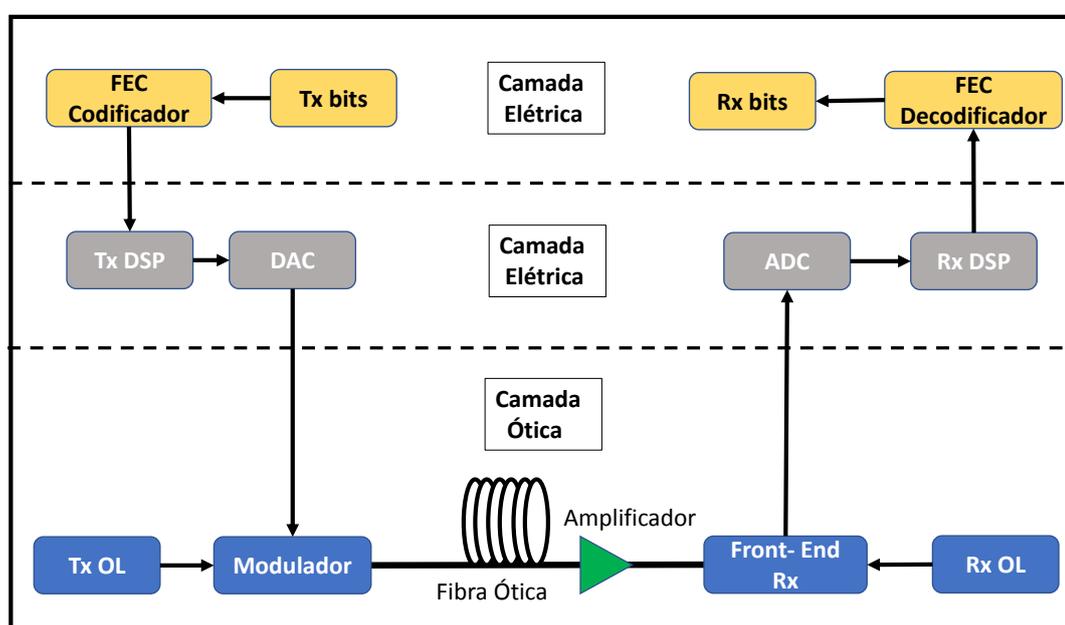
2.2 Sistemas de Telecomunicações Digital

Os sistemas de comunicação ópticos coerente começaram a ser investigados nos anos 80 com o objetivo de aumentar o alcance de uma transmissão. Em contrapartida com os tradicionais detectores diretos de intensidade modulada (DD/IM), os sistemas coerentes usam não só a amplitude mas a frequência e fase da portadora para codificar a informação na transmissão. Nesses sistemas, o receptor então tem que acessar a frequência e a fase do sinal transmitido de forma sincronizada para tomar a decisão. Por esse motivo, são usados osciladores locais e receptores front-end em sistemas coerentes.

A figura 10 ilustra o esquema de um sistema de transmissão óptico coerente. Inicialmente, os bits são codificados através do codificador forward error correction (FEC) e mapeado em símbolos com alguns graus de liberdade. Por exemplo no caso do quadrature phase shift keying (QPSK) e 16 quadrature amplitude modulation (16QAM) a amplitude e fase do sinal transmitem

informação. Assim, para cada polarização, existem duas dimensões de informação, chamado de componente em fase e quadratura (IQ). O sinal modulado passa para camada elétrica através de um processamento digital de sinal para pre compensar imperfeições da fibra e multiplexar os sinais com um frequency-division multiplexing (OFDM), por exemplo. Em seguida, conversores digitais-analógico (DAC) são usados para converter sinais digitais em duas componentes em fase e duas componentes em quadratura no domínio analógico, que são enviadas para o modulador de IQ. O modulador é usado para a conversão elétrica-para-óptico. Neste caso, dois moduladores de Mach-Zehnder (MZM) são usados.

Figura 10 – Esquema representando os principais elementos de um sistema de comunicação óptico coerente



Fonte: Autor

Após a modulação os sinais são enviados para serem transmitidos através do link de fibra óptica. O link de transmissão consiste em N spans de fibras ópticas, com um amplificador (EDFA ou Raman) na extremidade de cada fibra para compensar sua perda [21]. Após isso um receptor front-end é utilizado juntamente com um oscilador local para converter o sinal elétrico em óptico através de fotodiodos, amplificadores e demodulando o sinal. Então o sinal analógico é convertido para digital através de um conversores analógico-digital (ADC). Por fim o sinal digitalizado chega no receptor para correção de erro e decodificação.

2.2.1 Transmissão do Sinal

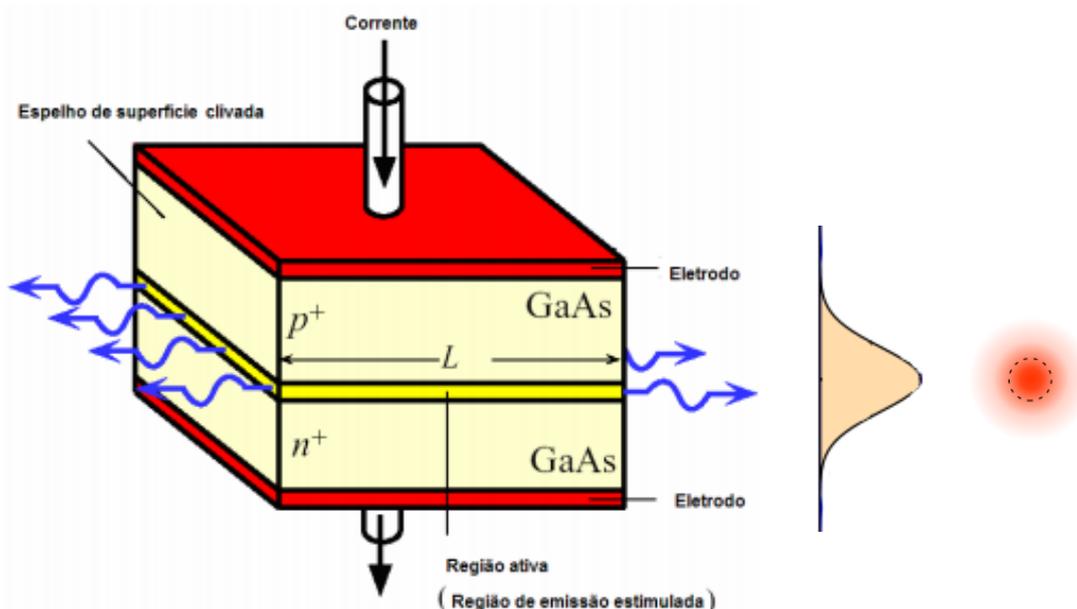
Em um sistema de comunicação óptica coerente, o transmissor é responsável pela codificação dos bits de informação, realizando o mapeamento de bits para símbolos de uma determinada modulação de formato e modulam a portadora óptica, que será transmitida através da fibra. As seguintes definições são relevantes nas discussões que irão surgir nos demais capítulos desta tese.

2.2.1.1 Laser

A sigla LASER significa: “Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation”. O funcionamento do laser tem como principal característica o efeito da emissão espontânea. Para a ocorrência desse efeito é necessário utilizar um material para o qual as transições de energia dos elétrons produzam radiação, como o AlGaAs e InGaAsP. Além disso, é preciso que o número de átomos no estado excitado seja maior que o número de átomos no estado fundamental, de forma que fótons estimulem os átomos a passarem para seus estados fundamentais emitindo outros fótons de mesma energia. Assim podemos dizer que o laser é um dispositivo que produz radiação eletromagnética monocromática (possui comprimento de onda muito bem definido), coerente (todos os fótons que compõem o feixe emitido estão em fase) e colimada (propaga-se como um feixe de ondas praticamente paralelas).

A estrutura básica do laser semiconductor é bem semelhante à estrutura de um diodo, sendo uma junção pn que, para fornecer luz, é polarizada diretamente, conforme ilustra a Figura 11.

Figura 11 – Estrutura básica de um LASER



Fonte: ?? modificada pelo Autor

Na década de 70 devido ao alto desempenho e confiabilidade dos lasers de GaAs, lasers de semicondutores começaram a ser fabricados em massa, para atender o mercado de áudio em "compact-disk"(CD). Até os dias atuais, esse mercado absorve mais de 90% de todos os lasers produzidos no mundo e representa um mercado anual da ordem de 50 milhões de lasers. Outra aplicação importante dos lasers de semiconductor é em comunicações ópticas onde se deseja lasers em $1,3\mu\text{m}$ ou $1,5\mu\text{m}$, neste caso usa-se o sistema quaternário de InGaAsP. Nos

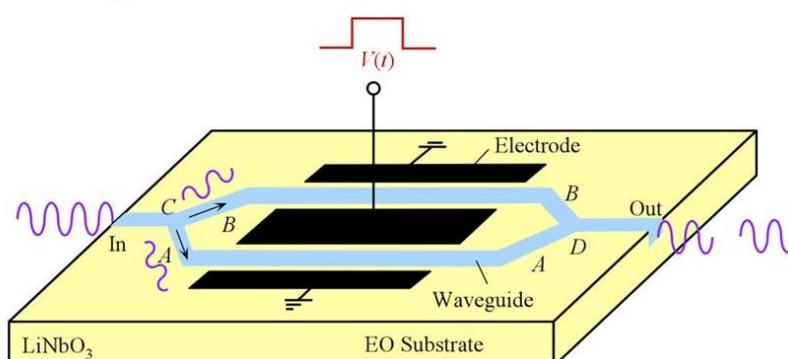
sistemas coerentes, o laser é peça fundamental na transmissão como portador e na recepção como oscilador local. Além disso, o laser é de fundamental importância na amplificação do sinal óptico. As características de um laser mais importantes para um sistema de comunicação coerente é sua potência de saída, a estabilidade do comprimento de onda e a faixa de comprimento de onda gerada.

2.2.1.2 Modulador

As limitações da modulação direta quanto a taxa de transmissão estão diretamente relacionadas com o tempo necessário para a geração dos fótons e com o alargamento espectral que torna o sistema mais suscetível a dispersão. Esse fato fez com que técnicas de modulação externa se tornassem necessárias. Neste caso faz-se uso de um modulador externo, que manipula o sinal constante (continuous wave) gerado pela fonte óptica, geralmente um LASER, atribuindo a ele variações de amplitude ou fase condizentes com a informação a ser transmitida. Desse modo a corrente de polarização permanece constante, possibilitando um melhor desempenho do LASER, além de haver uma maior velocidade nos processos físicos responsáveis pela manipulação do sinal, possibilitando a operação em taxas acima de 10 Gb/s (Agrawal 2010).

Os sistemas coerentes usam moduladores ópticos em fase e quadratura (IQ) para modular o campo óptico completo. Para obter modulação independente das dimensões de quadratura e fase, os moduladores ópticos de IQ são construídos com dois Moduladores Mach-Zehnder (MZM) em paralelo, um para cada componente. Modulador de Mach-Zehnder (MZM - Mach-Zehnder modulator) é um dispositivo que alia as propriedades de um modulador de fase com os princípios da interferometria. Para melhor entender o seu funcionamento o esquema apresentado na Figura 12 pode ser utilizado. A sua estrutura pode ser entendida basicamente como dois moduladores de fase, compostos por um guia de onda em um substrato de niobato de lítio, entretanto o sinal de luz ao entrar no modulador é separado em duas ondas coerentes, que possuem fases defasadas pela aplicação de uma tensão $V(t)$ e que ao fim se combinam na saída do modulador.

Figura 12 – Esquema representativo do Modulador Mach-Zehnder



Para a comunicação coerente os parâmetros importantes sobre moduladores são a largura de banda, tensão de acionamento e inserção perdas no sistema. Os moduladores de fase podem ser construídos a partir de vários materiais diferentes, mas a mais usual nos dias atuais é o niobato de lítio (LiNbO₃), onde a modulação de fase é alcançada através do efeito eletro-óptico. Outros materiais possíveis são fosforeto de índio(InP) e silício.

Por fim, em comparação com todas as técnicas para a modulação de amplitude, o uso do MZM apresenta o melhor desempenho em relação ao alargamento do espectro de frequências do sinal de saída (Ramaswami et al. 2010), sendo ideal para aplicações em altas taxas e em presença de efeitos de dispersão cromática.

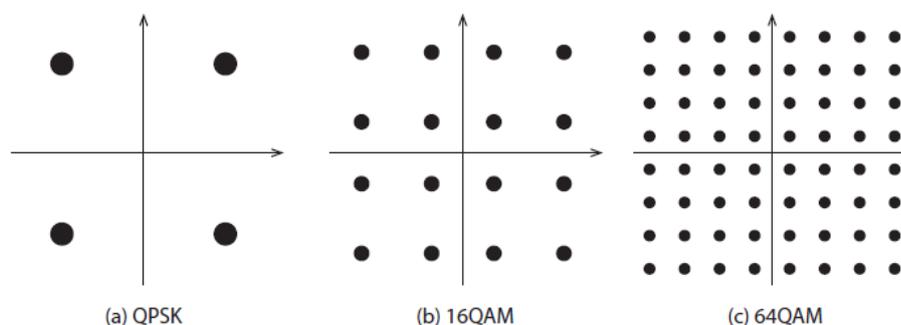
2.2.1.3 Formatos de Modulação

A transmissão coerente permite o uso de modulação de amplitude em quadratura, ilustrados na figura 13. Quadrature Amplitude Modulation (QAM) é a modulação digital que modula simultaneamente a amplitude e a fase de uma portadora. Desta forma, a modulação QAM necessita de menos energia por símbolo que as modulações de amplitude ou de fase, e portanto tem desempenho superior em relação a estes casos. Um sinal M-QAM pode ser escrito como:

$$x_c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (a_i q(t - iT_s) \cos[2\pi f_c(t - iT_s) + \phi]) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} (b_i q(t - iT_s) \sin[2\pi f_c(t - iT_s) + \phi]) \quad (2.13)$$

onde, onde a_i e b_i são variáveis aleatórias de amplitude independentes, $q(t)$ é o formato de pulso, ϕ é a fase inicial e f_c é a frequência de portadora. Neste artigo, os formatos de modulação utilizados no estudo foram o BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM e 64QAM.

Figura 13 – Constelação de formatos de modulação M-QAM



Os transceptores coerentes que usam chaveamento de fase em quadratura (QPSK ou 4QAM) e 16QAM estão disponíveis no mercado hoje, e espera-se que formatos de ordem mais alta vão estar disponíveis no futuro.

Por fim, é importante destacar que a escolha do formato de modulação afeta o consumo de energia de várias maneiras. Formatos de modulação de ordem superior são mais sensíveis ao ruído de fase, o que pode levar ao aumento no consumo de energia em amplificadores e FEC. Eles também exigem maior resolução em bits, o que aumenta o consumo de energia de ADCs e todos os dispositivos do processamento digital de sinal. Contudo, devido à maior eficiência espectral, o consumo de energia por bit pode não ser afetado ou até mesmo abaixado [16, 23].

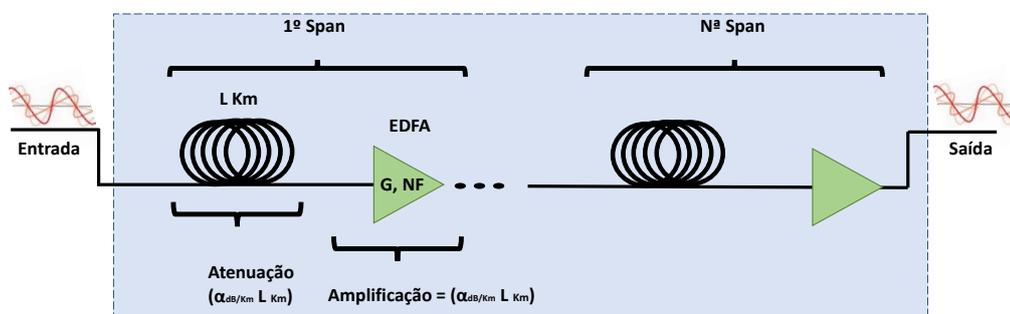
2.2.2 Link de Transmissão

O próprio nome do capítulo já adianta o papel crucial da fibra óptica como meio de transmissão num sistema de comunicação. Além de características intrínsecas a fibra, suas características topológicas e os equipamentos que participam da transmissão no domínio óptico são de grande importância para o entendimento dos desafios que precisam ser mitigados. Nessa sessão será descrita o modelo de um link óptico adotado neste artigo e sobre amplificadores ópticos, em especial as que usam as fibras dopadas com érbio, EDFA.

2.2.2.1 Link Óptico

Para sinais se propagarem por longas distâncias faz-se necessário o uso de amplificadores para compensar as perdas ao longo da transmissão. Nesse artigo um link é composto por um conjunto de N spans. Cada span é composto por um comprimento L de fibra e um amplificador óptico. Além disso, vale destacar que o ganho do amplificador compensa totalmente a perda da fibra com L km de comprimento. A figura a seguir representa o modelo de um link.

Figura 14 – Esquema representando um link óptico



Fonte: Autor

Nesse artigo, foi usado o valor constante de 1000 km para o tamanho total de um link ou um salto óptico. Contudo o mesmo pode ser formado por tamanhos de spans diferentes. Nos próximos capítulos será ilustrado o impacto de aumentar ou diminuir o número de spans mesmo

mantendo o tamanho total do link constante. Neste trabalho foram usados os valores de 60, 80 e 100 km como o tamanho para L .

2.2.2.2 Amplificadores

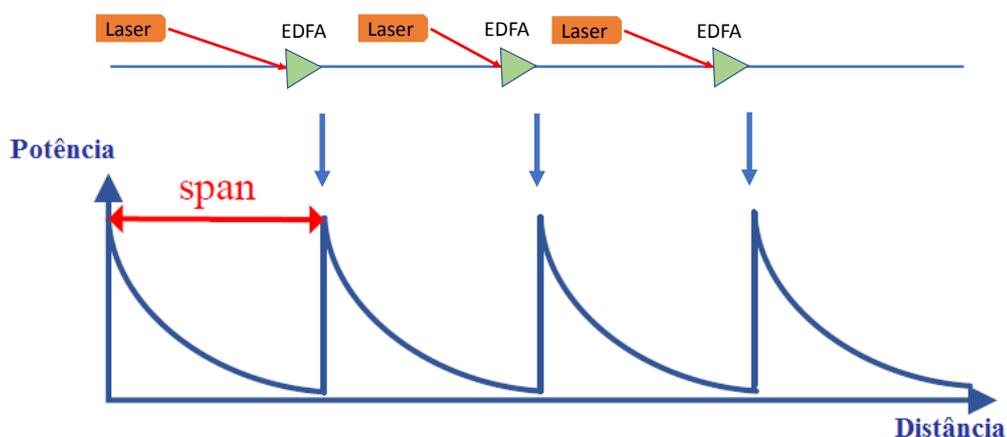
A principal função de um amplificador óptico é amplificar o sinal óptico diretamente sem exigir sua conversão para o domínio elétrico. Amplificadores são uma parte importante do sistema de comunicação, pois são os componentes que mais consomem potência e adiciona ruído a rede. Nos estudos dessa tese, foi usando um amplificador de fibra dopada com érbio, mais conhecido como EDFA. O amplificador de fibra dopada com érbio é a tecnologia de amplificador dominante usada em sistemas de comunicação por fibra ótica.

A amplificação usando EDFA é conseguida através da emissão estimulada. Nesses amplificadores a energia é liberada na forma de um fóton com comprimento de onda idêntico, fase, polarização e direção de propagação que o fóton incidente do sistema. Assim, Íons Er^{3+} são usados já que eles possuem uma energia de transição compatível com o comprimento de onda usado em telecomunicações, 1550 nm.

Como já foi visto anteriormente, para fornecer ganho, uma maioria dos íons precisa estar no estado excitado. Na sílica amorfa, os níveis de energia dos íons Er^{3+} não são constantes, o que proporcionando ganho tanto sobre a banda C quanto para banda L (1530-1565 nm e 1565 - 1625 nm respectivamente). Essa inversão populacional pode ser obtida por bombeamento óptico, excitando as moléculas com laser de 980 nm a 1480 nm.

O sinal a ser amplificado e um laser de bombeio são multiplexados na fibra dopada, e o sinal é ampliado através da interação com os íons dopados da fibra. Na saída, um acoplador seletivo de comprimento de onda é geralmente usado para separar o sinal amplificado de qualquer potência restante do sinal de bombeio.

Figura 15 – Funcionamento de amplificadores EDFA



Fonte: Autor

O ganho do EDFA é configurado de maneira que recupere a perda ocorrida na fibra. Isto é, se a fibra tiver um comprimento L [km] e um coeficiente de perda α [dB / km] o ganho será $G_{EDFA} = \alpha L$ [dB]. A Figura 15 representa esse equilíbrio entre perda e ganho ao longo da fibra.

Outro aspecto importante em amplificadores é o ruído que ele adicionado no sistema. Em um EDFA, o ruído é adicionado ao sinal através de emissão espontânea. Esse ruído é então amplificado pelo processo de emissão estimulada, que leva à geração da emissão espontânea amplificada conhecida como ruído ASE. Em um sistema típico, o ASE não tem impacto relevante sobre o consumo de energia dos amplificadores, mas tem um impacto profundo na qualidade do sinal. Estes fótons também são amplificados porque o amplificador trata a emissão espontânea de radiação como outro campo eletromagnético na frequência, fazendo com que o mesmo também se amplie junto com o sinal óptico a ser transmitido. Qualquer ruído adicionado ao sinal permanece com ele desde o momento da sua adição até a chegada no receptor e é amplificado em conjunto com o sinal em qualquer amplificador subsequente. Esse fato torna o ruído ASE um dos principais fatores limitantes de alcance de transmissão. A densidade espectral de potência do ASE é descrita matematicamente pela equação 2.14.

$$G_{ASE} = 2\eta_s h\nu_0(G - 1) \quad (2.14)$$

onde h é a constante de Plank, G é o ganho do amplificador, ν_0 é a frequência da portadora do sinal amplificado e η_s é o fator de emissão espontânea da fibra, também conhecido como fator de inversão da população. O η_s pode ser escrito matematicamente como:

$$\eta_s = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (2.15)$$

onde N_1 e N_2 são as populações de átomos que estão no estado normal e excitado, respectivamente.

Por questões comerciais, a performance de um amplificador com relação ao ruído é medido em termos de figura de ruído (NF) em dB. A figura do ruído representa a razão entre o SNR na saída e o SNR na entrada, quantificando assim uma degradação do SNR. A definição de figura de ruído é bem explicada em [123] e se aplica a qualquer cenário de SNR de entrada. O SNR na entrada é tomado como o SNR elétrico medido em um fotodiodo ideal para um sinal óptico de uma polarização que é puramente limitado pelo ruído shot. O SNR na saída é tomado como o SNR elétrico medido em um fotodiodo ideal, onde o sinal óptico é limitado pelos ruídos shot e ASE. A figura do ruído é dada por, NF, e é descrita pela seguinte equação:

$$NF = 2\eta_s \frac{G - 1}{G} \quad (2.16)$$

Assim temos que a expressão do ruído ASE após um amplificador é dado por:

$$G_{ASE} = NFh\nu_0G \quad (2.17)$$

Como falado anteriormente, este trabalho tem como premissa o use de um amplificador óptico com um ganho de forma que qualquer perda de intervalo ou perda de componente possa ser compensada de forma ideal. Se considerarmos ajustar o ganho do amplificador, ajustando a potência de bombeio, isso poderá reduzir a densidade de estados excitado e aumentar a figura de ruído. Assim, será assumido que o amplificador esta sempre no seu ganho ótimo e qualquer ganho de excesso é reduzido pelo seguinte atenuador. Tanto o ganho como o ruído serão reduzidos pelo atenuador de modo que a equação 2.17 ainda aplica-se onde G agora se refere ao ganho geral da combinação do amplificador e do atenuador.

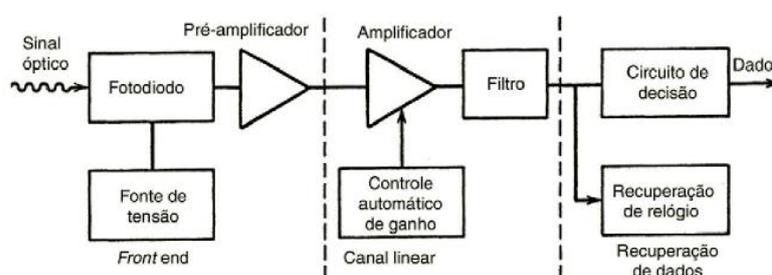
Num contexto de rede considerando que cada link i tem N_s spans com mesmas características e que o um canal percorre N_l links da sua origem até o seu destino, a densidade espectral do ruído ASE para esse canal pode ser descrito então por:

$$G_{ASE} = \sum_{i=1}^{N_l} N_s h(NF)_i \nu_0 G_i \quad (2.18)$$

2.2.3 Recepção do Sinal

A concepção de um receptor óptico é muito mais complexa que um transmissor óptico, porque ele deve ser capaz de detectar sinais fracos e distorcidos, e tomar decisões sobre qual tipo de dado foi enviado com base em uma versão amplificada e reformulada desse sinal distorcido. Além disso, o projeto de um receptor óptico depende do formato de modulação usado pelo transmissor. Como a maioria dos sistemas de ondas luminosas emprega modulação em intensidade binária, voltamos o foco deste capítulo para receptores ópticos digitais. A Figura 16 exhibe um diagrama em blocos de um receptor desse tipo. Os componentes podem ser arranjados em quatro grupos: front end, canal linear, circuito de decisão e o Forward Error Correction (FEC).

Figura 16 – Esquema representando um receptor óptico



2.2.3.1 Receptor front-end, canal linear e circuito de decisão

Ao chegar ao destino, o sinal óptico é dividido em dois feixes com estados de polarização ortogonais através de um divisor de feixe de polarização (PBS). Cada um dos feixes é misturado com um laser (Oscilador local - LO) em um sistema híbrido 90°. O sinal e o LO são detectados com fotodetectores equilibrados. Além disso, normalmente, os receptores operam no modo "intradyne", que significa que o laser LO é mantido aproximadamente, mas não exatamente, na mesma frequência que o sinal. Então haverá uma diferença de frequência remanescente entre o sinal e o LO que precisa ser corrigido usando o processamento de sinal digital. O sinal dos fotodetectores podem ser amplificado com amplificadores de transimpedância (TIAs) antes da conversão analógico-digital.

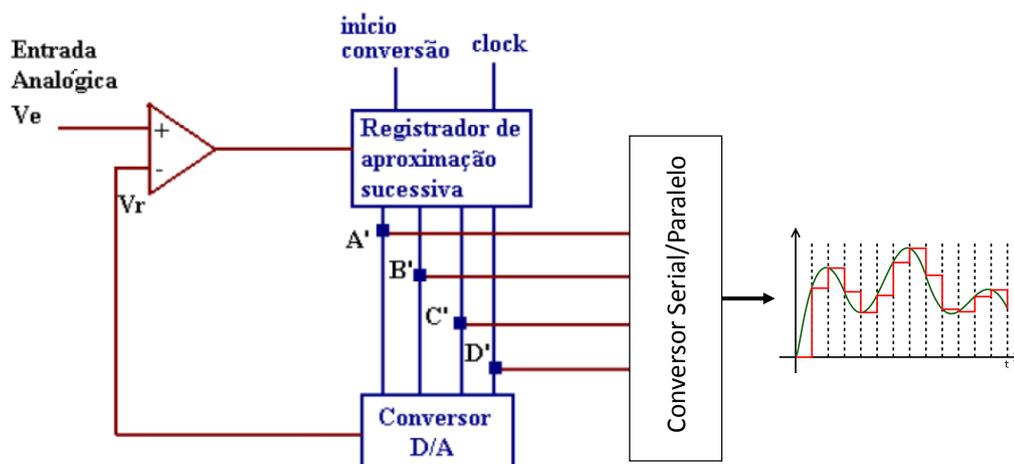
O papel do receptor então é converter o sinal óptico em elétrico. Inicialmente, o front end de um receptor, composto por um fotodiodo seguido de pré amplificador, converte a sequência de bits ópticos em um sinal elétrico variante no tempo. O papel do pré-amplificador é amplificar o sinal elétrico para posterior processamento. Após isso, o canal linear do receptor óptico, que consiste em um amplificador de alto ganho (amplificador principal) e um filtro passa-baixas, limita a tensão média de saída a um valor fixo, independentemente da potência óptica média incidente no receptor e com o filtro passa-baixa formata o pulso de tensão. O propósito do filtro é reduzir o ruído sem introduzir muita interferência entre símbolos (ISI - InterSymbol Interference).

Por fim, a recuperação de dados do receptor óptico consiste em um circuito de decisão e um circuito de recuperação de relógio. O circuito de decisão compara a saída do canal linear com um nível de limiar, em instantes de tempo de amostragem determinados pelo circuito de recuperação de relógio, e decide se o sinal corresponde ao bit 1 ou ao bit 0. O melhor instante de amostragem corresponde à situação em que a diferença entre os níveis de sinais para os bits 1 e 0 é máxima.

Para sistemas de fibra óptica, a técnica mais adequada para fazer essa conversão analógica digital é baseada na aproximação sucessiva no tempo. Essa conversão está representada na Figura 17 e tem como diretrizes os seguintes passos.

1. O sistema é zerado e o bit mais significativo do registrador é colocado em 1
2. O conversor *ADC* converte os dígitos binários, gerando a tensão V_r para o comparador
3. No comparador: Sabendo que V_e é a tensão ao sair do canal linear, se $V_e > V_r$ este dígito é deixado em 1; se $V_e < V_r$ este dígito é zerado
4. O bit mais significativo seguinte é colocando em 1
5. O processo continua voltando ao passo 2 até o último bit ser verificado

Por fim, no aspecto de consumo de energia nos conversores analógico digital é aproximadamente linearmente dependente da resolução de bits do conversor, que determina o número de níveis de quantização e a taxa de amostragem.

Figura 17 – Circuito de decisão por aproximação sucessiva no tempo

Fonte: Autor

2.2.3.2 Forward error correction

Foi mostrado anteriormente o processo de recepção e decisão do sinal óptico, contudo devido a degradação do sinal essa decisão pode perder a precisão e começar a errar. O parâmetro que caracteriza o nível de precisão é chamado de taxa de erro de bit (BER) e é representado como:

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \quad (2.19)$$

onde N_e é o número de erros que ocorreram num dado intervalo t e N_t é o número total de pulsos transmitidos.

Muitas vezes, um sinal é considerado livre de erros se a sua BER estiver abaixo de 10^{-15} . Para alcançar esses BERs tão baixos, os modernos sistemas de comunicação por fibra ótica utilizam o forward error correction (FEC), onde uma pequena redundância é adicionada ao sinal para se obter uma maior tolerância aos ruídos e outras deficiências na transmissão. Por esse aumento no número de bits redundantes, o FEC exige codificação e decodificação que podem consumir quantidades maiores de energia.

Existem duas categorias principais de códigos de correção de erros, códigos hard-decision e códigos soft-decision. Códigos de hard-decision são decodificados após uma decisão de símbolo já feito, enquanto os códigos de soft-decision executam a decodificação com base em informações sobre as amostras recebidas.

Normalmente, os códigos de soft-decision têm um fator de correção de erros mais alta ao custo de uma maior complexidade de decodificação e consumo de energia. Já em códigos de hard-decision, é possível descrever sua efetividade definindo um valor máximo de pré-FEC BER que irá garantir que o sistema alcance um BER pós FEC de 10^{-15} . Esta medida de desempenho FEC é frequentemente usado para códigos de soft-decision também, contudo para códigos de

soft-decision, o pré-FEC BER mostrou-se um fraco indicador de BER pós FEC [24].

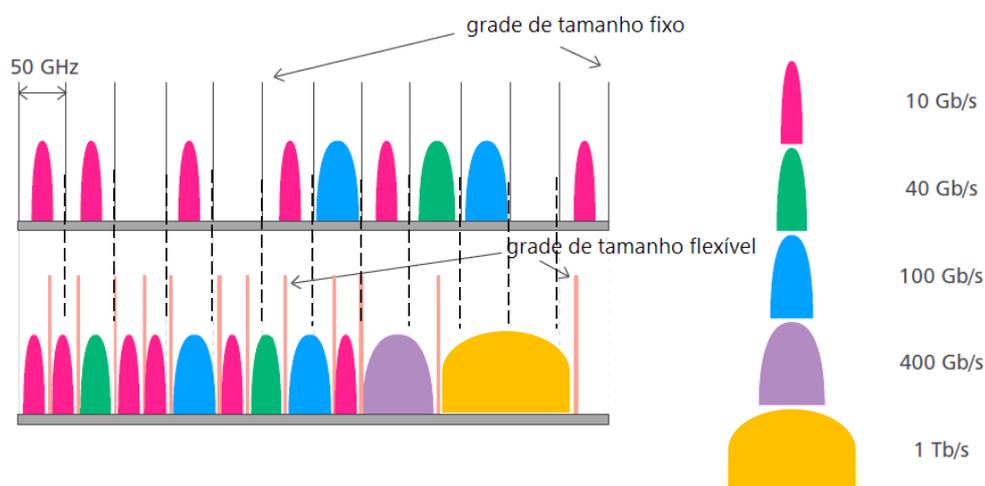
Por fim, numa perspectiva de consumo energético, a tendência geral é que uma maior capacidade de correção de erros leva a um maior consumo de energia. Como o consumo de energia dos amplificadores de linha pode ser reduzido se o OSNR é menor, possivelmente há um trade-off entre o consumo de energia FEC e o consumo de energia dos amplificadores.

2.3 Redes Elásticas

Com o crescente aumento na demanda por informação, em poucos anos iremos chegar no limite das redes ópticas baseadas em WDM (Wavelength-division Multiplex). Por esse motivo o conceito de redes ópticas elásticas foi desenvolvido, para que recursos da rede fossem economizados, como por exemplo aumentando a eficiência espectral de sistemas.

A EON possui a característica de dividir os recursos espectrais em slots de frequência na forma de subportadoras, permitindo múltiplos formatos de modulação com taxas de dados e espectro de tamanhos variados. Nesse contexto, o objetivo de uma EON é alocar uma demanda a um determinado caminho óptico que possua uma largura de banda com um tamanho apropriado à ela. A Figura 18 apresenta as diferenças entre a alocação de canais usando o conceito de grade fixa e flexível.

Figura 18 – Esquema representando a diferença na alocação em redes WDM com a EON



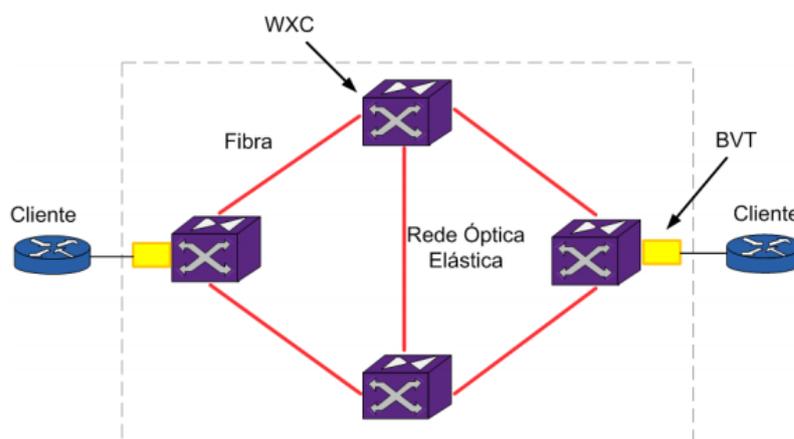
Fonte: Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?

Na estratégia de grade fixa a faixa de frequência do espectro utilizado é independente da demanda requisitada pelo cliente. Na grade flexível essa faixa de frequência é adaptável de acordo com a demanda requisitada. Assim, um caminho óptico elástico pode transmitir múltiplas taxas de dados, pois seu tamanho é alocado de acordo com a demanda requisitada pelo cliente. Mas o que faz as redes elásticas serem tão almeçadas é o fato dela aproveitar ao máximo o

espectro, alocando de forma mais eficiente as requisições. Como pode ser observado na figura anterior, o espectro para redes WDM é dividido em slots de 50 GHz. Isso faz com que, caso haja uma requisição que tenha uma banda de 10GHz, a rede perca o espaço de 40 GHz. Já no caso da elástica o espectro é dividido em slots menores de 12.5 GHz o que faz que essas perdas por espaços vazios caia drasticamente. Assim como observado, mais canais conseguem ser transmitidos usando um mesmo espaço do espectro óptico, o que é interpretado como uma otimização na utilização do espectro para um certo recurso definido.

A arquitetura da rede EON é composta por transmissores de largura de banda variável (bandwidth-variable transponder - BVT) e por comutadores ópticos de banda variável (Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer- ROADMs) que permitem o estabelecimento de caminhos ópticos com grade flexível. A Figura 19 mostra a arquitetura de uma rede EON.

Figura 19 – Arquitetura da rede EON



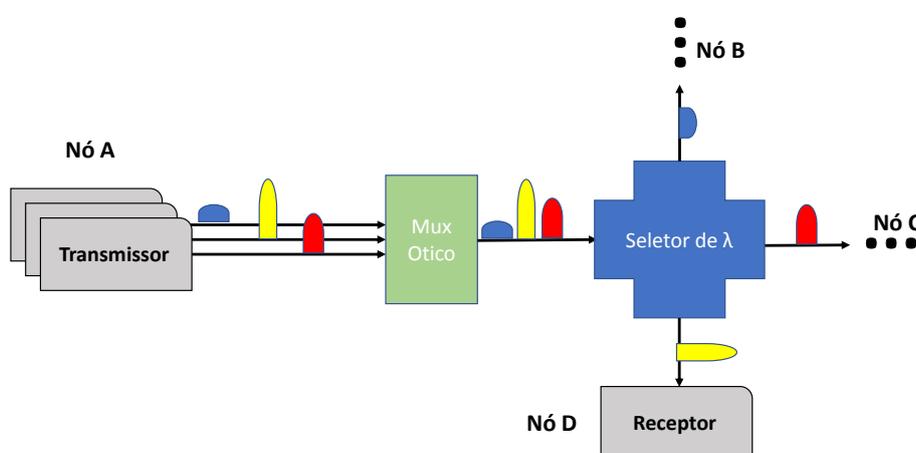
Fonte: Adaptado de Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture, Benefits, and Enabling Technologies

É importante ressaltar que um caminho óptico pode ser agora estabelecido por meio de um determinado número de slots de frequência, a depender da taxa de transmissão desejada e do formato de modulação utilizado. Os BVTs são responsáveis por alocar suficientemente o espectro para acomodar cada demanda. Várias subportadoras OFDM podem ser fundidas para formar um supercanal transportando os dados sem bandas de guarda no espectro. Dessa forma, os BVTs criam caminhos ópticos com largura de banda flexível permitindo o ajuste dos recursos ópticos de acordo com a demanda necessária [Zhang et al. 2013]. Os ROADMs são os elementos responsáveis por estabelecer um caminho óptico ponto-a-ponto com a largura de banda necessária para acomodar os recursos espectrais estabelecidos pelos BVTs. Quando os BVTs aumentam a taxa do tráfego, cada ROADMs na rota deve expandir sua janela de comutação, permitindo assim uma taxa de dados e atribuição do espectro no domínio óptico variável em cada caminho óptico [Zhang et al. 2013].

Assim, pode-se afirmar que para prover uma transmissão espectralmente eficiente, é

feita uma divisão dos recursos espectrais necessários para uma rota com os recursos totais da rede. Após isso, todas as requisições são alocadas adaptativamente ao caminho óptico. Isso é bem representado pela Figura 20, onde transmissores com taxas de bit adaptáveis transmitem em diferentes taxas, se unem através de um mux óptico e são direcionados por seletores de comprimento de onda pelo melhor caminho até chegar ao destino, onde são decodificados por receptores com iguais margens de taxa de bit adaptáveis. Contudo, para o desenvolvimento dessa nova rede serão necessárias novas inovações tanto em hardware quanto em software. Novos componentes deverão ser desenvolvidos para possibilitar transmissores e receptores com taxas de transmissão variável, o que pode ser bastante complexo.

Figura 20 – Exemplo



Fonte: Autor

Nas redes EON, o formato de modulação é outro aspecto que permite o ajuste flexível da largura de banda. Em particular, cada caminho óptico, pode ser modulado individualmente utilizando um modulador diferente para cada transmissão. O número de subportadoras e o formato de modulação utilizado é ajustável de acordo com a quantidade de tráfego e o alcance óptico requisitado [Zhang et al. 2013]. A escolha do nível de modulação deve levar em consideração a qualidade necessária de transmissão (QoT) e, conseqüentemente, a tolerância de relação sinal-ruído óptico [Zhang et al. 2013, Christodouloupoulos et al. 2011].

Uma abordagem comumente utilizada pela literatura EON define a distância de transmissão do caminho óptico como o fator mais relevante na QoT [Jinno et al. 2010]. Portanto, a escolha do formato de modulação a ser utilizado é estabelecida de acordo com a distância do caminho percorrido na fibra. Dessa maneira, transmissões através de caminhos ópticos mais curtos são capazes de utilizar níveis de modulação mais altos. A banda passante de cada canal está, portanto, intimamente relacionada com a largura do espectro de cada subportadora e sua

modulação adotada. A Equação 2.20 apresenta essa relação [Xiong 2006]:

$$Bw = \frac{R_s}{2\log_2(M)} \quad (2.20)$$

onde Bw é a banda do canal, R_s é a sua taxa de bits requisitada e M é o número de símbolos da constelação do seu formato de modulação.

Por fim, é importante destacar que na literatura as redes Eon já tem seus benefícios consagrados quando comparados com a WDM. A tabela abaixo mostra num link ponto a ponto assumindo slots de 50 Ghz para o WDM e o conceito de super-canais com banda de guarda de 10Ghz para o EON em diferentes cenários de taxa de transmissão e formato de modulação. Os ganhos encontrados chegaram a até 150% de redução da utilização espectral .

Figura 21 – Tabela Comparando a performance das redes EON e WDM

Demand bit rate (Gb/s)	Modulation format	Channel bandwidth (GHz)	Fixed grid solution	Efficiency increase for EON
40	DP-QPSK	25+10	1 50 GHz channel	35 GHz vs. 50 = 43%
100	DP-QPSK	37.5+10	1 50 GHz channel	47.5 GHz vs. 50 = 5%
100	DP-16QAM	25+10	1 50 GHz channel	35 GHz vs. 50 = 43%
400	DP-QPSK	75+10	4 100 Gb/s in 4 50 GHz channels	85 GHz vs. 200 = 135%
400	DP-16QAM	75+10	2 200Gb/s in 2 50 GHz channels	85 GHz vs. 100 = 17%
1000	DP-QPSK	190+10	10 100G in 10 50 GHz channels	200 GHz vs. 500 = 150%
1000	DP-16QAM	190+10	5 200Gb/s in 5 50 GHz channels	200 GHz vs. 250 = 25%

Fonte: Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?

3 Modelos para Qualidade de Transmissão (QoT)

Neste capítulo será apresentado todo background sobre qualidade de transmissão e modelos para descreve-lo num contexto para redes ópticas coerentes. Neste trabalho a métrica usada para descrever a qualidade do sinal é o Symbol to Noise Ratio (SNR). Os modelos para o QoT permitem que , de maneira rápida, otimizações na potência do transmissor e na alocação de canal sejam feitas para obter um SNR de símbolo apropriado para os formatos de modulação escolhido. Além disso, será apresentada de forma detalhada o modelo Gaussian-Noise (GN), suas premissas de aplicação e suas simplificações em um contexto de rede.

3.1 SNR de Símbolos

Considere um sistema de transmissão digital, como ilustrado na Figura 10, em que uma sequência de bits discretos no tempo são convertidos em símbolos de alfabeto. Estes símbolos são codificados no sinal óptico através da modulação, dando uma forma de onda analógica de tempo contínuo que é transmitida através do canal. No receptor, a versão distorcida da onda contínua é demodulada e equalizada pelo DSP. Um filtro é aplicado antes da amostragem para obter símbolos recuperados (com ruído) em momentos discretos. Então a informação/ bits transmitidos são recuperados dos símbolos recebidos.

A saída do receptor é uma sequência de valores medidos no tempo , r_i , e pode ser descrito como:

$$r_i = s_i + e_i \quad (3.1)$$

onde s_i é o i -ésimo símbolo transmitido e e_i é o ruído nesse i -ésimo símbolo recepcionado.

A potência de tempo médio do sinal e do ruído são descritas pelas equações 3.2 e 3.3, respectivamente.

$$S = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i s_i^* \quad (3.2)$$

$$n = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i e_i^* \quad (3.3)$$

onde e_i^* e s_i^* são os conjugados complexos do ruído e_i e do sinal s_i .

Logo, pode-se definir o SNR do símbolo como:

$$SNR = \frac{S}{n} \quad (3.4)$$

Em um receptor óptico coerente bem projetado o campo óptico é diretamente transformado por uma proporção linear no domínio digital. Para ruído óptico branco, o matched filtro

no receptor limita a largura de banda de ruído à taxa de símbolos, $R(s^{-1})$, tal que o ruído do símbolo é dado por:

$$n \propto N_0 R \quad (3.5)$$

e sendo a potência do sinal do símbolo descrita como:

$$S \propto p \quad (3.6)$$

Podemos definir novamente o SNR pela seguinte relação:

$$SNR = \frac{S}{n} = \frac{p}{N_0 R} \quad (3.7)$$

onde p é a potência média do sinal óptico (W) e N_0 é a densidade de potência espectral (PSD) do ruído óptico (WHz^{-1}). Ambos, p e N_0 , são aqui definidos como os totais para ambos os modos de polarização e N_0 é definido como um PSD unilateral, de tal forma que a potência transmitido por um filtro óptico de largura de banda óptica, D_n , é dado por $N_0 D_n(W)$.

Para um receptor coerente, onde o ruído é limitado apenas pelo ruído ASE, o SNR de símbolo no circuito de decisão depende linearmente do OSNR. A relação entre o símbolo SNR e OSNR é dado por:

$$SNR = OSNR \frac{B_{ref}}{R} \quad (3.8)$$

onde ambos SNR e OSNR estão em unidades lineares e B_{ref} é a referência de largura de banda, Nesta tese foi utilizado uma referência de $B_{ref} = 12.5$ GHz.

3.2 Dependência do BER com a SNR

Nesta tese, o modelo de decisão usado é o hard decision. Considerando isso, é possível derivar uma expressão para o BER baseado apenas nos erros dos símbolos vizinhos mais próximos tendo como base a equação 2 e 7 das seguintes referências["Exact BER computation for cross QAM constellations," e Odd-Bit Quadrature Amplitude-Shift Keying]. A expressão de BER encontrada é descrita a seguir:

$$BER = G_p \frac{N}{2 \log_2(M)} \operatorname{erfc} \left[\frac{d}{\sqrt{2}\sigma} \right] \quad (3.9)$$

onde N é o número de símbolos vizinhos mais próximos, G_p é o número médio de bits errados por símbolos errados is the Gray penalty, M é o tamanho de alfabeto de símbolos, $2d$ é a distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos e σ^2 é a variância do ruído nas componentes de fase e quadratura.

Como mostrado anteriormente o BER é um parâmetro importante para especificar um receptor. Contudo a qualidade da transmissão está sendo medida em termos de SNR. Logo uma

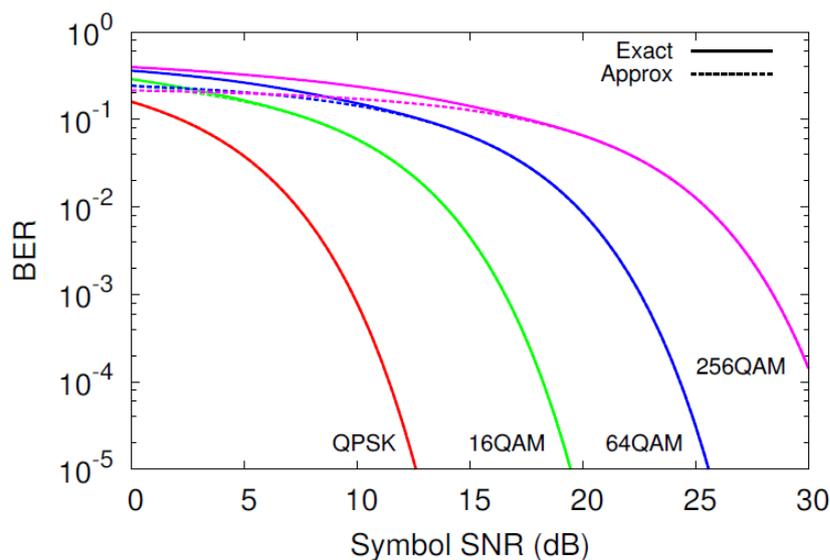
relação entre esses dois parâmetros é fundamental para caracterização correta dos equipamentos da rede e para o correto planejamento da rede dado uma certa infraestrutura. Em [On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations] aproximações foram feitas na equação 3.9 para relacionar SNR e BER para diferentes formatos de modulação. A equação 3.10 mostra essa relação e a mesma esta representada na figura 22 para os formatos de modulação QPSK, 16QAM 64QAM e 256QAM.

$$BER = A \operatorname{erfc}[\sqrt{BSNR}] \quad (3.10)$$

onde os valores de A e B são determinados pelo formato M-QAM que for escolhido e pode ser observado na tabela 3.1 para todos os formatos de formulação usados nessa tese.

Formato de Modulação	A	B
BPSK	0.5	1
QPSK	0.5	0.5
8QAM	0.625	$\frac{1}{3 + \sqrt{3}}$
16QAM	0.376	$\frac{1}{10}$
32QAM	0.369	$\frac{1}{20}$
64QAM	0.292	$\frac{1}{42}$

Figura 22 – BER x SNR para diferentes formatos de modulação



Fonte: On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations

Conclui-se pela figura anterior, comparando os resultados usando a aproximação da equação 3.9 com os valores exatos, que a aproximação é suficientemente precisa para um BER menor que 0.1.

3.3 O conceito de SNR requerido

Na seção sobre FEC vimos que no caso do hard decision a performance do FEC pode ser parametrizada por um valor de pré-FEC BER. Nesta tese a equação 3.10 foi usada para estimular o pré-FEC BER para o processo do hard decision FEC. Além disso, é considerado que se o pré-FEC BER é menor que o valor requerido pelo FEC, o mesmo consegue corrigir 100% dos erros que ocorreram no processo de transmissão. A partir daí, o conceito de haver um SNR mínimo requerido para cada formato de modulação que atinja esse valor de pré-FEC BER começa a ser necessário para o planejamento de uma rede.

A performance do FEC é frequentemente especificado pelo ganho de codificação efetivo (net coding gain- NCG). O NCG é definido na literatura como: [145]

$$NCG = QdB_{10^{-15}} - QdB_{preFEC} + 10\log_{10}[r_c] \quad (3.11)$$

onde $QdB_{10^{-15}} = 18\text{dB}$ é o sinal Q para obter um BER de 10^{-15} , QdB_{preFEC} é o sinal Q requerido na entrada do FEC para atingir na saída um sinal com um BER de 10^{-15} e r_c é a taxa de codificação.

O sinal Q em dB é dado por;

$$QdB = 20\log_{10}[\sqrt{2} \operatorname{inverfc}(2BER)] \quad (3.12)$$

Assim, a expressão do $Snr_{Requerido}$ pode ser derivada combinando as equações 3.10, 3.11 e 3.12. A expressão final do $Snr_{Requerido}$ é descrita pela equação 3.13.

$$Snr_{Requerido} = \frac{1}{B} \left(\operatorname{inverfc} \left(\frac{\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r_c}{\frac{NCG - 18}{2.10 \cdot 10}}} \right)}{2A} \right) \right)^2 \quad (3.13)$$

Por questões práticas o $Snr_{Requerido}$ para cada formato de modulação usado nessa tese, se encontra na Tabela 3.2. Os valores foram obtidos usando a equação 3.13 e considerando NCG de 9.35 dB para 6.7 % de FEC overhead. Essa configuração permite um pré-FEC BER mínimo de 0.004.

Formato de Modulação	SNR Requerido (dB)
BPSK	5.46
QPSK	8.47
8QAM	12.45
16QAM	15.13
32QAM	18.12
64QAM	21.06

3.4 Modelo Gaussian Noise - GN

Os avanços recentes nos receptores de sistemas coerentes apoiados por processamento de sinal digital (DSP) tornou possível realizar a compensação da dispersão cromática de fibras eletronicamente. Isso, por sua vez, tornou possível evitar o uso de compensação da dispersão óptica tradicionais, ampliando a exploração de Técnicas "não compensadas"(UT). Esse fato é importante pois, foi reconhecido que os links baseados em UT são menos impactados pela não-linearidade quando comparados com os que tem compensação. Além disso, no quesito de modelos de perturbações não-lineares na propagação em fibras ópticas, a aplicação em sistemas UT tem sido reconhecida como a que fornece uma previsão de desempenho do sistema mais satisfatório.

Para esses modelos de perturbação, a literatura científica apresenta, já há alguns anos, variados exemplos de modelos matemáticos que se esforçam em reproduzir com similitude e simplicidade numérica a influência não-linear a que canais ópticos estão submetidos quando compartilhantes de mesmo espectro e meio físico. Modelos mais antigos datam de 1993, em que assume-se que em redes WDM a origem de toda não-linearidade é advinda do efeito de FWM (Four-Wave Mixing). Em 1997, um tratamento numérico para achar soluções da NLSE (equação não-linear de Schrödinger) via série de Volterra foi a base para o nascimento, em 2002, de uma derivação matemática mais sólida para o cálculo densidade espectral de potência de ruído não-linear. Mais recentemente, dois modelos de 2011 e 2013 confirmaram o perfil Gaussiano de ruído não-linear de forma que suas generalizações e simplificações matemáticas têm sido tomadas por base desde então.

O modelo Gaussian Noise ou modelo GN é apenas um dos vários modelos para descrever as perturbações não lineares que foram propostas ao longo dos anos. No entanto, o modelo GN provou ser relativamente simples e, ao mesmo tempo, uma ferramenta confiável para previsão da não linearidade em fibras em uma ampla gama de cenários, sendo eficaz para a análise de sistemas existentes ou para projetar sistemas novos.

Para encontrar soluções analíticas aproximadas para a equação de Schroedinger não linear (NLSE) ou o Manakov Equação (ME), mencionada anteriormente nessa tese, e antes de explicar o modelo GN, é necessário considerar as seguintes premissas aplicadas nas aproximações dos

modelos.

1. Considerar que a não-linearidade é relativamente pequena, sendo apenas uma perturbação comparado com o sinal útil.
2. A suposição da Gaussianidade do Sinal. Significa que o sinal transmitido se comporta como ruído estacionário gaussiano. Esta suposição não é verificada no início da transmissão, mas como o sinal se propaga ao longo de um link UT e fica completamente disperso, ele tende a assumir aproximadamente uma distribuição gaussiana.
3. A perturbação do sinal gerada pela não linearidade (NLI) comporta-se como ruído gaussiano aditivo (AGN).

Todas essas suposições não são só adotadas pelo modelo GN mas por outros modelos que buscam soluções não tão exatas do problema da propagação não linear, mas que geram aplicações práticas e confiáveis.

O modelo GN tem a seguinte fórmula como referência para descrever a densidade de potência da perturbação não linear NLI, chamado $G_{NLI}(f)$, no final de um link.

$$\begin{aligned}
 G_{NLI}(f) = & \frac{16}{27} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{canal}(f_1) G_{canal}(f_2) G_{canal}(f_1 + f_2 - f) \\
 & \sum_{n=1}^{N_s} \left[\prod_{k=1}^{n-1} \left(\int_0^{L_{s,k}} 3g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-3\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{3/2} \right] \\
 & \left[\prod_{k=1}^{n-1} \left(\int_0^{L_{s,k}} g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{1/2} \right] \\
 & \exp \left(j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f) \sum_{k=1}^{n-1} [\beta_{2,k} L_{s,k} + \pi(f_1 + f_2)\beta_{3,k} L_{s,k} + \beta_{DCU,k}] \right) \\
 & \int_0^{L_{s,k}} \left[\exp \left(\int_0^z 2g_k(\zeta) d\zeta - 2\alpha_n z \right) \right. \\
 & \left. \exp(j4\pi^2(f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_{2,k} + \pi\beta_{3,k}(f_1 + f_2)]z) dz^2 \right] df_1 df_2
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

onde N_s é o número de spans no link, β_2 é a constante de dispersão na fibra, β_3 é a constante de dispersão slope, α é o coeficiente linear de atenuação de campo, $G_{canal}(f_i)$ é o PSD do canal i , γ é o coeficiente de não linearidade da fibra, L é o comprimento do span, Γ_k é o ganho de potência após o final do k -ésimo span e g_k é a função de distribuição do ganho de campo durante o k -ésimo span.

A equação 3.14 é bastante geral, contudo podemos simplificar tal expressão levando em consideração o cenário de sistema que será considerado nessa tese. As suposições para simplificação são:

1. O link é composto de trechos idênticos (a suposição de link homogêneo)
2. A perda de cada span, incluindo o último, é exatamente compensada por amplificação

óptica (a suposição de link transparente).

Assim a expressão pode ser reescrita como:

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{canal}(f_1) G_{canal}(f_2) G_{canal}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \chi(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (3.15)$$

A interpretação física dessa expressão é que o PSD da não linearidade gerado em uma frequência f , ou $G_{NLI}(f)$, é o resultado integrado de todas as contribuições geradas pelos componentes infinitesimais não-degenerados do four wave mixer, FWM, que é o produto da iteração de quaisquer três componentes espectrais em f_1 , f_2 e $f_3 = (f_1 + f_2 - f)$.

O fator ρ da expressão pode ser entendido fisicamente como o quão eficiência é o batimento dos sinais na formação do FWM normalizado para seu máximo 1.

$$\rho(f_1, f_2, f) = \frac{1}{L_{eff}^2} \left| \int_0^{L_s} p_{ch} \exp(j4\pi^2 \beta^2 f^2 z) dz \right|^2 \quad (3.16)$$

O termo p_{ch} é potência do canal normalizada em função da distância propagada z [km] definida como:

$$p_{ch}(z) = \exp \left(-2 \left[\int_0^z \alpha + g(\zeta) d\zeta \right] \right) \quad (3.17)$$

O último fator é o χ considerado o termo que representa o acúmulo da NLI ao longo dos múltiplos spans do link. Note que se o link só tem 1 span esse fator seria 1. A equação que descreve o χ é:

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\sin^2 [2N_s \pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_s]}{\sin^2 [2\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_s]} \quad (3.18)$$

Uma das principais vantagens do modelo GN é que o espectro de ruído de interferência não linear é independente do formato de modulação. Isso permite uma separação da qualidade da transmissão a partir da escolha do formato de modulação, o que simplifica muito processo de otimização de formato de modulação. Existe algum debate sobre a validade dessa declaração sobre o modelo GN, em particular, que a interferência não linear pode depender do formato de modulação [160,161], contudo para fins de engenharia a diferença é pequena e esta sendo desconsiderada nessa tese.

Após definida as equações do modelo não linear, é importante agora destacarmos como o mesmo pode ser aplicado em sistemas reais. O desempenho dos sistemas coerentes ópticos na

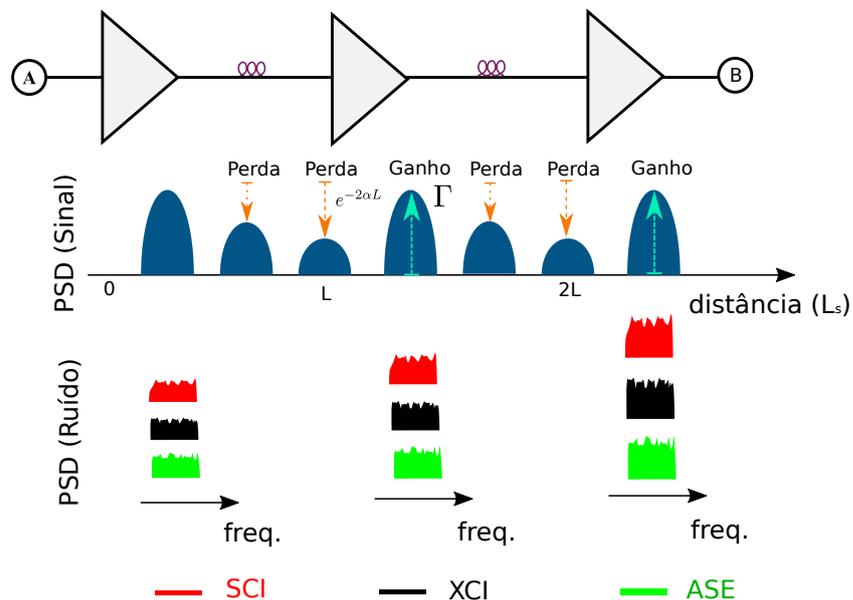
linearidade é estimado por meio da relação sinal-ruído óptico (OSNR), definida como:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}} \tag{3.19}$$

Para encontrar o BER a partir do OSNR, o mesmo tem que ser inserido em uma fórmula, que depende do formato de modulação de transmissão, a taxa de símbolos R_s e o valor escolhido para banda do ruído B_n . Assim, é necessário fazer algumas suposições adicionais para avançar nessas análises:

1. A função de transferência de banda de base $H_{Rx}(f)$ no receptor é fixa.
2. Não há interferência entre símbolos (ISI).
3. $B_n = R_s$, o que faz com que todas as leis OSNR versus BER se tornem invariantes com a taxa de símbolos.
4. Os ruídos ASE e NLI não são correlacionados. Como explicado anteriormente, o ruído NLI é assumido como sendo aproximadamente gaussiano e aditivo, semelhante ao ASE. A figura 23 ilustra bem esse efeito ao longo dos spans, mostrando o incremento dos ruídos de forma aditiva.

Figura 23 – Comportamento aditivo do ASE e da não linearidade da fibra



Fonte: Autor

Então, sob as três primeiras condições, a OSNR se torna exatamente igual a relação sinal-ruído, SNR, no receptor elétrico. Finalmente, sob todas as condições, os PSD dos ruídos ASE e

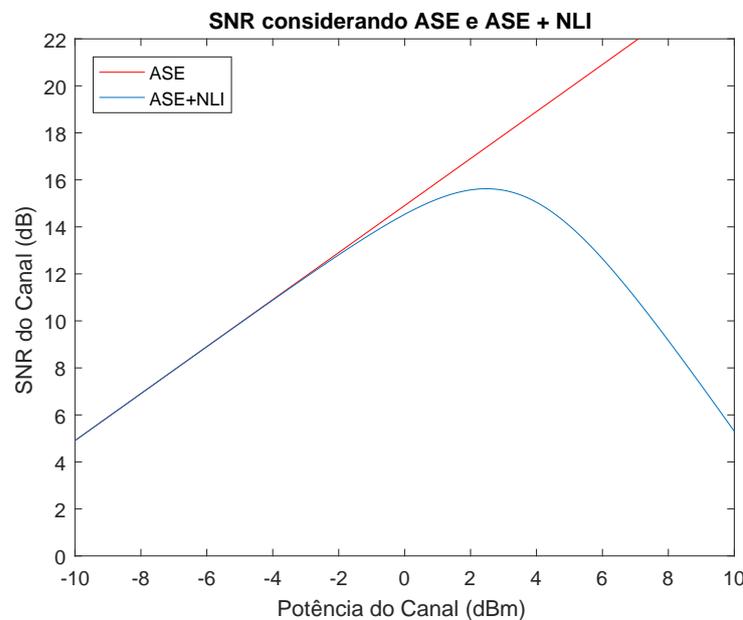
NLI podem ser adicionados diretamente no denominador do SNR, tornando-o um parâmetro que inclui a não linearidade da transmissão:

$$SNR = \frac{G_{ch}}{G_{ASE} + G_{NLI}} \quad (3.20)$$

Com a apresentação da SNR dessa maneira e do conhecimento matemático do modelo GN exposto, é imediata a percepção de que a potência de lançamento do canal influencia diretamente nos valores de ruído por canal de forma que requisições centrais apresentam G_{NLI} mais alta. Além disso como o G_{ASE} não depende da potência do canal o parâmetro de SNR , para qualidade de transmissão, fica com o numerador proporcional a potência do canal e no denominador essa proporção sobe para o cubo da potência do canal, pelo fato da não linearidade presente.

Para ilustrar melhor, a Figura 24 mostra o SNR de um canal ao fim de um link com 10 spans de 100 km e que dividia o caminho óptico com mais dois canais alocados um de um lado e outro do outro lado com apenas a banda de guarda de 10GHz de separando-os. Todos os canais possuem mesma potência e mesma banda espectral de 50GHz. Esse mesmo resultado foi encontrado e citado em [Investigation of bandwidth loading in optical fibre transmission using amplified spontaneous emission noise 2017]

Figura 24 – Dependência do SNR pela potência quando considerado apenas o efeito ASE ou quando considera os efeitos ASE + NLI



Fonte: Autor

O gráfico então mostra que para potências baixas a influência da não linearidade é irrelevante quando comparada com a do efeito ASE. Aumentando a potência de lançamento do canal, o efeito do ASE permanece constante fazendo que seja percebido um aumento no SNR do canal. Contudo, em uma certa potência a não linearidade começa a se tornar representativa

fazendo com que o SNR volte a descer, pois a não linearidade aumenta com o cubo da potência. Assim conclui-se que existe uma potência de lançamento que balanceia os efeitos ASE e não linear, maximizando o SNR do canal. Nesta tese iremos usar esse fato para buscar escolher a potência que proporcione maior SNR para um dado formato de modulação e que globalmente reduza recursos da rede.

3.4.1 O Modelo IGN num contexto de Rede

Existe outro modelo, conhecido como 'modelo GN incoerente', IGN, onde a interferência coerente entre a NLI gerada em diferentes spans pode ser completamente negligenciada. A expressão desse modelo para o PSD não linear no final de um link é dada por:

$$G_{NLI}^{Total}(f) = \sum_{n=1}^{N_s} (G_{NLI}^n(f)) \quad (3.21)$$

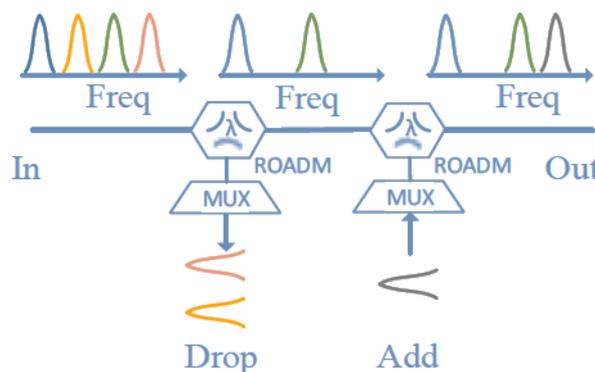
onde G_{NLI}^n é definido como:

$$G_{NLI}^n(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{canal}(f_1) G_{canal}(f_2) G_{canal}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (3.22)$$

Como pode ser percebido, o modelo IGN é idêntico ao modelo GN, exceto por uma aproximação adicional, isto é, que a acumulação de NLI ocorre incoerente. Portanto, o modelo da IGN é mais "aproximado" que o modelo GN, de modo que se esperaria que fosse menos preciso.

Entrando num contexto de redes, por exemplo em redes ópticas mesh, os canais são adicionados e descartados nos links pelo ROADM, o que influencia na interferência não linear inter-canais acumulada (NLI), como exemplificado na Figura 25.

Figura 25 – Esquema representando o fato de um Add/Drop no link óptico



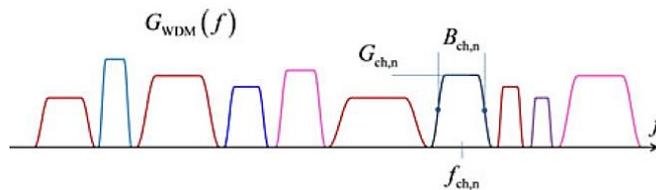
Fonte: Autor

Neste cenário, é muito mais simples usar o modelo IGN em comparação com o modelo GN coerente. Como o método analítico foi proposto para calcular o SPM e o XPM para cada span, caso haja a adição ou remoção de canais em um link de um caminho óptico, só o alterado é recalculado no modelo IGN, enquanto que no modelo GN, todos os spans após ele tem que ser recalculados.

Apesar do modelo IGN ter menor complicações no ponto de vista de implementação, é importante identificar se o modelo tem precisão suficiente e se produz resultados confiáveis. Sem entrar em detalhes matemáticos, podemos dizer que sim, ele é um modelo confiável. Isto é mostrado em [5], onde a diferença entre o modelo IGN, que prevê Acumulação NLI puramente linear versus N_s , e o modelo GN, que prevê Acumulação NLI ligeiramente super-linear versus N_s , é bastante pequena. Em essência, espera-se que o modelo da IGN praticamente coincida com o modelo GN para sistemas com um grande número de canais, que fazem uso de parte substancial da banda C. Nestes cenários, o modelo IGN torna-se muito atraente porque a sua forma analítica mais simples torna muito mais fácil manipular e explorar que o modelo GN. Para sistemas de canal único, o modelo IGN pode ser impreciso e não deve ser usado.

Outro aspecto importante é que os canais podem ter diferentes potências de lançamento, taxas de símbolos e espaçamento, como mostrado na Figura 26. Em problemas práticos de análise / projeto, todos esses parâmetros são necessário para avaliar o desempenho de todos os canais que estão alocados no espectro. Tendo em vista todas essas variáveis, é necessário derivar um modelo de solução fechada pra resolver um sistema por completo, de forma a acomodar toda a diversidade e características, desde que aceitas as hipóteses da acumulação incoerente do modelo IGN e de que os canais têm aproximadamente PSD retangular.

Figura 26 – Diversidade de canais num link óptico



Fonte: The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications

Assim para entender essa formulação fechada, suponha que a conexão i seja alocada na rota R_i com frequência central $f_{ch,i}$ e largura de banda $B_{ch,i}$. A SNR dessa conexão pode ser derivada pela seguinte equação:

$$G_{NLI}^{Total}(f_{ch,i}) = \sum_{l=1}^{N_l} \frac{16}{27} N_s \gamma^2 L_{eff}^2 \sum_{n=1}^{N_{ch,l}} G_{ch,n}^2 G_{ch,i} (2 - \delta_{n,i}) X_{n,i} \quad (3.23)$$

Se $n \neq i$, X é a contribuição do XCI, logo:

$$X_{n,i} = \frac{a \sinh \left(\pi^2 (2\alpha)^{-1} \beta_2 \left[f_{ch,n} - f_{ch,i} + \frac{B_{ch,n}}{2} \right] B_{ch,i} \right)}{4\pi (2\alpha)^{-1} \beta_2} - \frac{a \sinh \left(\pi^2 (2\alpha)^{-1} \beta_2 \left[f_{ch,i} - f_{ch,n} + \frac{B_{ch,n}}{2} \right] B_{ch,i} \right)}{4\pi (2\alpha)^{-1} \beta_2} \quad (3.24)$$

Se $n = i$, X é a contribuição do SCI, então:

$$X_{n,i} = \frac{a \sinh \left(\pi^2 (2\alpha)^{-1} \beta_2 B_{ch,i}^2 \right)}{\pi (2\alpha)^{-1} \beta_2} \quad (3.25)$$

onde N_l é o número de link ou hops do canal i , N_s é o número de spans no link l , $G_{ch,i}$ é a PSD do canal i , $f_{ch,i}$ é a frequência central do canal i , $B_{ch,i}$ é a banda alocada do canal i e $\delta_{n,i}$ é a função delta de Dirac.

Apesar das muitas aproximações, esta fórmula ainda fornece resultados razoavelmente confiáveis, geralmente com precisão de 1,5 dB contra o GNRF. Contudo, mesmo em situações que gere um erro de 1.5-dB, esse erro é imputado num número bastante grande e o seu impacto sobre, por exemplo, o alcance máximo do sistema seria de apenas 0,5 dB, de modo que, a formulação fechada é considerada como um instrumento de estimativa preliminar bastante eficaz.

Por fim, este trabalho usou o modelo IGN para os cálculos do G_{NLI} de seus canais e por uma questão de centralizar a metodologia para o cálculo do SNR do mesmo canal i , as seguintes equações são necessárias para sua determinação:

$$SNR_i = \frac{G_{ch,i}}{G_{ASE} + G_{NLI}} \quad (3.26)$$

$$G_{ch,i} = \frac{P_{ch,i}}{R_{s,i}} = \frac{P_{ch,i}}{B_{ch,i}} \quad (3.27)$$

$$G_{ASE} = \sum_{l \in r_i} N_l (10^{(NF+A_l)/10}) h\nu \quad (3.28)$$

onde, $R_{s,i}$ é a taxa de símbolo da conexão i , $B_{ch,i}$ é a banda espectral da conexão i , $P_{ch,i}$ é a potência de lançamento da conexão i , r_i representa a rota que a conexão foi alocada e l representa um link que compõe a rota que a conexão foi alocada.

4 MÉTODOS EVOLUCIONÁRIOS

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et

vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetur.

Suspendisse vel felis. Ut lorem lorem, interdum eu, tincidunt sit amet, laoreet vitae, arcu. Aenean faucibus pede eu ante. Praesent enim elit, rutrum at, molestie non, nonummy vel, nisl. Ut lectus eros, malesuada sit amet, fermentum eu, sodales cursus, magna. Donec eu purus. Quisque vehicula, urna sed ultricies auctor, pede lorem egestas dui, et convallis elit erat sed nulla. Donec luctus. Curabitur et nunc. Aliquam dolor odio, commodo pretium, ultricies non, pharetra in, velit. Integer arcu est, nonummy in, fermentum faucibus, egestas vel, odio.

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.

4.1 Introdução sobre Algoritmos Evolucionários

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

4.2 Algoritmo Genético

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi,

congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

5 PROBLEMA RMLSA E HEURÍSTICAS ADAPTADAS PARA CAMADA FÍSICA

5.1 PROBLEMA RSA E HEURÍSTICAS TRADICIONAIS

O problema RSA pode ser classificado em estático (off-line) e dinâmico (on-line). No primeiro, as requisições são previamente conhecidas e, posteriormente, define-se por onde encaminhar as demandas de tráfego, ou seja, qual a rota e a faixa de frequência a ser utilizada para cada demanda. Neste caso, pode-se ter como objetivo reduzir a quantidade de slots necessários para atender as demandas. No segundo, as requisições dos clientes chegam dinamicamente, e os recursos espectrais são alocados e liberados com a rede óptica em operação. Neste contexto de maior dinamismo, as requisições chegam sob demanda, e o objetivo geral é reduzir a probabilidade de bloqueio das futuras requisições. Assim como o RWA [31], o RSA é um problema NP-Completo [14]-[16] e, desta maneira, várias heurísticas têm sido propostas para otimizar a alocação de espectro [14]- [22]. Nesta tese, são propostas heurísticas para o problema de roteamento e alocação de espectro para os cenários estático e dinâmico. A metodologia proposta neste trabalho, resumidamente, consiste em: Para RSA estático: Propor duas heurísticas, que inicialmente foram desenvolvidas para as redes WDM, e neste trabalho adaptadas para as redes SLICE. Os resultados numéricos comprovam a eficiência destas heurísticas para este novo cenário de rede. Para avaliar o desempenho, foi analisada a quantidade de slots alocados na rede, para o tráfego uniforme e não uniforme, com a variação da demanda de tráfego e a banda de guarda. Também foi desenvolvido um simulador, com interface gráfica, para a rede óptica SLICE.

Routing and wavelength allocation (RWA) algorithms are proposed to coordinate the wavelength routing and the assignment simultaneously in order to obtain the best solution for light-path deployment in fixed grid DWDM networks with 50 GHz frequency spacing [33]. In the conventional RWA problem, routing and wavelength assignment for demands are optimized to obtain the minimum resource usage. The RSA problem in EONs is an analog of the RWA problem in DWDM networks [34]. Unlike the RWA problem, the demands in the RSA problem may be deployed with various transmission rate requirements and modulation schemes [5]. In the RWA problem, a demand is transmitted in a 50 GHz frequency slot with a fixed discrete center frequency [6, 12]. However, in EONs, the 50 GHz frequency slot is further divided into infinitely many narrow frequency slots. Therefore, in the RSA problem, a demand is transmitted in a exible spectrum (a number of narrow frequency slots) from its source to its destination [1, 29, 34]. In EONs, without the constraints of a fixed grid in the network, the frequency slots, also known as the spectrum, can be assigned seamlessly. The RSA problem in EONs is to appropriately route the path of the demands and to carefully assign the required spectrum for the demands, in order to save network resources. Since a demand can be assigned a modulation format that provides desired performance, selection of the modulation formats for each demand along its light-path

affects the resources needed by the EONs. Moreover, when regeneration is considered, the noise accumulated along the light-path is reduced after the OEO conversion process. Hence, with the implementation 14 of regeneration nodes, constraints based on either the TR or the GN models are able to guarantee that all demands satisfy the QoT for practical networks.

Heuristic algorithms are used for solving optimization problems to achieve a trade-off between the complexity of the problems and a guarantee of optimality. RSA problems are NP-hard [35], usually formulated as MILPs. MILP is an algorithm to realize the best outcome in a mathematical model with linear constraints and objective function. Some variables in MILP are integers, whereas other variables are non-integers [36]. Unlike heuristic algorithms, MILPs are able to provide the optimal solution. However, due to the existence of integer variables, which come from the integer decision variables in the RSA problems, MILP solvers must spend a significant amount of time determining the integer variables. Therefore, the optimal solutions are not able to be obtained within a reasonable time using MILPs. Especially with large problem dimensions, obtaining the optimal solutions requires astronomically high computation resources [2]. However, heuristic algorithms are proposed to solve optimization problems within a reasonable time and obtain near-optimal solutions. Because of the high scalability as well as the less computational resources required, heuristic algorithms [31] have been broadly applied [2, 17, 27, 37, 38]. [37] accommodates demands in accordance with the length of the routing paths in order to appropriately coordinate the network resources usage while speeding up the solving process. [27] proposes a heuristic algorithm, referred to as the R+SA algorithm, which decomposes the RSA problem into two sub-problems (a routing problem and a spectrum allocation problem). After solving the routing problem, the R+SA algorithm then assigns spectrum to these routed 15 light-paths. Heuristic algorithms are efficient sub-optimal algorithms for solving the RSA problem [31]. However, when the complexity of the problem increases, not all variable space are explored within a permitted time period, leading to non-ideal performance of these algorithms [2, 12, 31, 39].

No RSA estático, as rotas são definidas previamente (roteamento fixo), com o intuito de estudar os melhores caminhos e a melhor estratégia para utilizar os espectros apropriados. Depois de estabelecer o roteamento, o tráfego da rede será encaminhado através dele. Esses caminhos ópticos são denominados permanentes, pois não serão removidos após a ativação, podendo durar meses ou anos, a depender da necessidade do projeto da rede. Geralmente, alocam-se os espectros, de forma estática, para transmitir informações que requerem caminhos e tráfego de dados dedicados, como aplicações de vídeo e áudio. Algumas estratégias de roteamento que utilizam heurísticas foram propostas com vistas à melhoria do desempenho das redes SLICE em termos de economia do espectro, e assim reduzir a quantidade de slots usados. Por exemplo, em [16], são apresentados dois algoritmos, chamados SPSR (Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse) e BLSA (Balanced Load Spectrum Allocation), que escolhem a rota “menos carregada” em termos de slots utilizados, ou seja, a rota que possui mais slots disponíveis em todos os enlaces. Na literatura, diversos trabalhos utilizam estas heurísticas para efeito de comparação de

resultados [20], [34], [64]. Para o RSA estático, foram utilizadas duas heurísticas: BSR (Best among the Shortest Routes) e ILR (Iterative Load Routing). Apesar de terem sido inicialmente propostas para rede WDM [62], [65], adaptamos para a rede SLICE com o intuito de reduzir a quantidade de slots alocados na rede [66], [67]. Simulações foram realizadas para comparar estas heurísticas com SPSR e BLSA e os resultados apresentam vantagem em termos de economia de espectro.

5.2 BLSA

Em [16], foram apresentadas duas heurísticas para resolver o problema RSA. A SPSR (Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse) utiliza três parâmetros para o roteamento e alocação: 1) o roteamento é realizado utilizando o algoritmo de Dijkstra; 2) as demandas de tráfego são classificadas em ordem crescente da quantidade de slots solicitados; 3) são alocados os caminhos ópticos respeitando a restrição de continuidade e contiguidade de slots. Este passo é similar ao First-Fit [60]. O BLSA (Balanced Load Spectrum Allocation) determina o roteamento através do balanceamento de carga no interior da rede, com o intuito de reduzir o número máximo de slots alocados em uma fibra. Este algoritmo é constituído por três passos:

- : Gerar as caminhos. Para isto, é utilizado o algoritmo k.menores caminhos [68], cujo $k \geq 1$;
- Seleção de caminhos. Neste passo, escolhe-se o caminho de espectro de forma sequencial com o objetivo de balancear a carga entre todas as fibras da rede. Este balanceamento é realizado a partir do cálculo da carga de cada fibra da rede (L_j), como apresentado na Equação

$$L_j = \sum_{j \in \pi_i} t_i + GB(I_j - 1) \quad (5.1)$$

onde, π_i é o caminho da conexão, t_i a quantidade de slots alocados, i o identificador do caminho, GB a banda de guarda e I_j é o número total de caminhos de espectro que passam na fibra j .

- Alocação de slots. Para alocar todos os caminhos ópticos e respectivos slots é utilizado o algoritmo MRSA (Maximum Reuse Spectrum Allocation), descrito em [16], que é similar ao First-Fit [60]. O MRSA enumera todos os slots (1, 2, ..., n) e quando surge uma requisição, este algoritmo aloca o slot disponível com menor índice.

5.3 BSR

O BSR tem como objetivo encontrar as melhores rotas dentro de um conjunto de rotas possíveis. Como cada par (origem, destino) pode ter mais de uma rota de menor caminho (chamadas neste trabalho de Rotas Candidatas – RC), existem M soluções diferentes para o

planejamento das rotas fixas em uma determinada topologia de rede. O cálculo de M , que representa o número de soluções possíveis, é dado pela Equação (3.2) [65].

$$M = \sum_{j \in p_i} t_j + GB(I_j - 1) \quad (5.2)$$

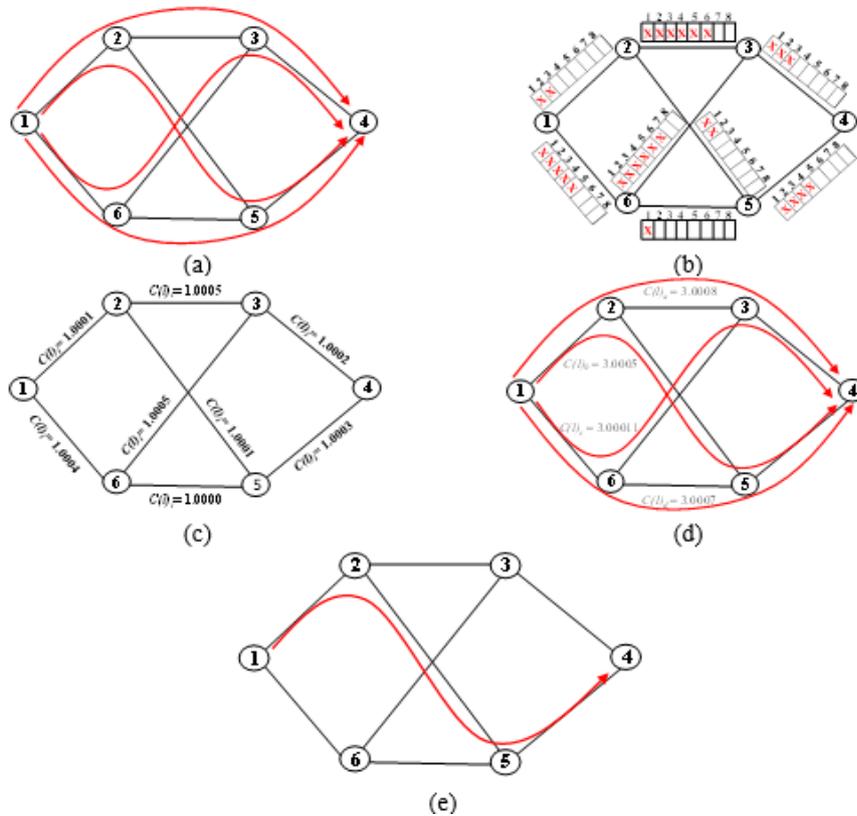
em que, $RC_{par}(i,j)$ indica o número de rotas de menor caminho candidatas para o par (i,j) , com $i \neq j$. A seguir são listadas algumas notações utilizadas na apresentação do algoritmo BSR: L é o conjunto de todos os enlaces da rede; l é um enlace que pertence a L ; $c(l)$ é o custo do enlace l ; $c(l)_i$ é o custo do enlace l na i -ésima iteração; $u(l)_i$ é a utilização do enlace l obtida via simulação na i -ésima iteração, isto é, a soma dos slots alocados no enlace l . T é o número de iterações do BSR. Cada iteração i do BSR simula uma solução de roteamento S_i do universo de M soluções possíveis. Os resultados da simulação realizada na i -ésima iteração são os valores da utilização de cada enlace da rede ($u(l)_i$) e o desempenho da rede em termos de alocação de slots atribuídos com a solução de roteamento S_i . A ideia básica deste algoritmo é ajustar, na iteração $i+1$, o custo de cada enlace com uma pequena ponderação $(1 - \alpha)$ proporcional ao valor da utilização do enlace obtido na simulação da iteração i . O ajuste no custo de cada enlace é dado pela equação:

$$c(l)_{i+1} = \alpha c(l)_i + (1 - \alpha)u(l)_i \quad (5.3)$$

onde, $1 \leq i \leq T$ e α tem valor muito próximo de 1 para que os custos dos enlaces sejam minimamente alterados em função da utilização dos mesmos e assim as novas rotas encontradas continuem como rotas com o menor número de saltos. O valor de $\alpha = 0,9999$ foi determinado empiricamente, após análises dos resultados obtidos com diferentes valores e será este o valor utilizado em todas as nossas análises. Após obter os custos $c(l)_{i+1}$, utiliza-se um algoritmo de menor caminho simples (Algoritmo de Dijkstra [69]) para encontrar a solução de roteamento S_{i+1} , que será utilizada na iteração $i+1$. Esse pequeno ajuste serve como um critério de desempate para que o algoritmo de Dijkstra encontre uma solução S_{i+1} com rotas que representem um maior equilíbrio na utilização dos enlaces da rede.

Para exemplificar o funcionamento do BSR, observe a Figura 3.1. Supõe-se que haja uma requisição de um slot do nó origem 1 para o nó destino 4. Supõe-se também que o peso de cada enlace seja igual a 1. Ao observar a Figura 3.1a, percebe-se que existem quatro possíveis caminhos mais curtos por onde essa requisição pode ser estabelecida. Então, é necessário escolher um, dentre estes, para disponibilizar à requisição. A Figura 3.1b apresenta uma rede SLICE, com os respectivos slots alocados por enlace na iteração i do algoritmo. Neste exemplo, cada enlace contém oito slots, dos quais aqueles marcados com “x” estão alocados. Ao aplicar a equação (3.3) tem-se os valores de $c(l)_{i+1}$ para cada enlace (Figura 3.1c). Deve-se, portanto, escolher um caminho para alocar a requisição do nó 1 para o 4. Para isto, o custo de cada caminho é

Figura 27 – Exemplo



Fonte: Autor

computado (Figura 3.1d). Obtido o menor custo, é definido o melhor caminho. Neste exemplo, o melhor caminho é 1-2-5-4, com custo de 3,0005 (Figura 3.1e).

Para alocação de recursos de espectro em uma rede EON é necessário encontrar uma rota e atribuir à mesma uma quantidade contígua de slots espectrais [Tomkos et al. 2014], este problema é chamado RSA (Routing and Spectrum Assignment). Recentemente esse problema evoluiu para o chamado RMLSA (Routing, Modulation Level, and Spectrum Allocation) [Christodouloupoulos et al. 2011] que adiciona a atribuição do formato de modulação ao espectro na fibra. Diversos algoritmos para a alocação de recursos em redes EON têm sido propostos na literatura. Tais estudos demonstram a eficácia do novo paradigma e sua viabilidade

O problema RMLSA foi inicialmente apresentado em [Christodouloupoulos et al. 2011], onde os autores adicionam o formato de modulação ao problema RSA. Posteriormente, o problema RMLSA foi investigado em [Wan et al. 2012], onde os autores avaliam os efeitos da modulação adaptativa nos mesmos algoritmos de [Wan et al. 2011]. Os autores propõem um esquema de modulação adaptativa para o problema RSA denominado mAdap. O esquema pode ser visto na Figura2. A cada chegada de fluxo o algoritmo escolhe a maior modulação disponível na rede, em seguida calcula o número de slots necessários, dada esta modulação e o tamanho em Hz dos slots, para atender à demanda. Em seguida calcula-se a rota, de acordo

com algum algoritmo de RSA e verifica se existe uma rota disponível que atenda os requisitos de continuidade e contiguidade do problema RSA. Caso não exista rota

disponível, bloqueia-se a requisição, caso contrário, verifica se a distância percorrida nesta rota atende os requisitos mínimos de QoT da modulação. Caso a rota atenda os requisitos mínimos de QoT da modulação escolhida, a requisição é alocada na rede e aceita, caso não atenda, o nível de modulação é diminuído e recalcula-se o número de slots necessários para atender à demanda neste novo nível de modulação. Esse laço é executado até o menor nível de modulação possível da rede. Se mesmo no menor nível de modulação possível, o algoritmo RSA fornecer uma rota que não atende os requisitos de QoT da modulação então a requisição também é bloqueada. Os resultados apresentados dessa nova abordagem são comparados com uma PLI (Programação Linear Inteira) proposta e apresentam uma redução significativa na taxa de bloqueio e no uso do espectro [Wan et al. 2012].

. Os autores em [Ye et al. 2014] propõem o primeiro algoritmo de distância adaptativa com técnicas de agregação de tráfego. No algoritmo DFG (Distance-adaptive and Fragmentation-aware optical Grooming algorithm) proposto, as demandas de tráfego com mesma origem que compartilham o mesmo enlace são agregadas opticamente e comutadas pelo meio óptico sem a utilização de bandas de guarda. O algoritmo ainda leva em consideração a modulação utilizada pelo túnel óptico e mostra que nem sempre a utilização da agregação óptica é eficiente, pois a distância de um determinado caminho óptico dentro do túnel pode ser muito longa e prejudicar a modulação do túnel óptico como um todo, como pode ser visto na Figura 3. Na Figura 3(a) o algoritmo FPA atende as quatro demandas com uso de 14 slots mais 2 bandas de guarda, um total de 16 slots, na Figura 3(b) (algoritmo DFG) as mesmas demandas são atendidas com um total de 14 slots, pois foi utilizado outro nível de modulação nos nós d1, d2 e d3. Embora o algoritmo em [Ye et al. 2014] leve em consideração o uso de técnicas de agregação e modulação adaptativa, o trabalho não leva em consideração o ambiente de tráfego de rede dinâmico, somente a abordagem estática. Outro fator importante não investigado é o uso de múltiplos saltos na topologia virtual (roteamento multihop).

5.4 Adaptação Clássica - Distance-Adaptive Spectrum Resource Allocation

A proposta deste trabalho visa criar um esquema de modulação adaptativa, baseado no mAdap, para resolver o problema RMLSA. O esquema, denominado AMMS (Adaptive Modulation Multi-hop Schema), permite a utilização de qualquer abordagem RSA clássica para resolver o problema RMLSA. O AMMS tem como objetivo atribuir níveis de modulação adequados, associado a uma quantidade de saltos necessários para atender uma requisição de tráfego. Para atingir esse objetivo o AMMS caracteriza a rede em zonas de alcançabilidade. O AMMS implementa as zonas de alcançabilidade através de gráficos auxiliares que representam o alcance relativo de cada nó para um nível de modulação específica. A partir da topologia física, o AMMS constrói topologias de modulação (off-line) cujas arestas representam a zona de

alcançabilidade de cada nó. Cada aresta na determinada topologia de modulação é construída a partir do caminho mais curto entre os nós, satisfazendo o alcance do nível de modulação adotado para fornecer um QoT aceitável na rede.

A Tabela 1 também mostra as distâncias máximas necessárias para que as modulações obtenham uma taxa de transmissão com QoT aceitável na rede.

Formato de Modulação	Distância máxima (km)
BPSK	8000
QPSK	4000
8QAM	2000
16QAM	1000
32QAM	500
64QAM	250

A cada chegada de requisição R_s, d, b , o esquema escolhe o nível de modulação mais espectralmente eficiente disponível na rede R_s, d, b , em seguida, atribui $k = 1$ e executa a rotina $w(s, d, k, m)$, baseado no k menor caminho e no nível de modulação m , definindo o caminho “P”. Em seguida, o algoritmo verifica se o número de nós em “P” é maior que “MHC”. Se não for, o caminho “P” é enviado para o algoritmo RSA para que ele possa resolver o problema RSA salto a salto em “P” com o nível de modulação “m”. Se o algoritmo RSA atribuir espectro para todos os sub-caminhos de “P”, então a requisição R é aceita na rede. Caso contrário, ou se $|P| > MHC$ (passo anterior), incrementa-se o valor de k . O próximo passo verifica se $k = \max K$, se não for, a rotina $w(s, d, k, m)$ é executada novamente com um novo valor de k , caso contrário decrementa-se m , atribui $k = 1$ e executa-se os passos anteriores novamente. Este laço é executado até $m = 0$, em caso de insucesso, bloqueia-se a requisição.

5.5 Adaptação Proposta

Este artigo propõe um algoritmo que promove o uso do maior nível de modulação suportado pela rede. O algoritmo MBM (Maximize the use of Best Modulation format) proposto procura realizar o maior uso da agregação óptica possível associado ao uso do nível de modulação mais alto. Dessa forma, para que uma transmissão óptica entre dois nós distantes seja realizada com o uso de um nível de modulação alto é necessário que essa transmissão óptica seja composta por vários caminhos ópticos mais curtos que possam atender os requisitos de QoT dos níveis de modulação mais altos.

5.6 Adaptação Proposta com Algoritmo Genético

Tabela 1 – Energia do erro entre a imagem reconstruída por interpolação e sua versão original, consideradas as dimensões de 255×255 pixels (a informação nesta tabela ficaria mais clara se apresentada na forma de gráfico!).

Imagem	Energia do erro por método de interpolação (%)				
	Deslocamento fracionário	<i>Nearest neighbor</i>	Interpolação linear	Interpolação cúbica	<i>Spline</i>
<i>chemical_plant.tiff</i>	11,566	16,163	21,203	9,930	22,615
<i>resolution_chart.tiff</i>	13,488	4,048	5,964	8,270	6,170
<i>airplane.tiff</i>	3,263	3,061	3,831	1,870	4,475
<i>clock.tiff</i>	6,334	5,570	7,681	4,422	8,715
<i>aerial.tiff</i>	16,406	17,704	26,223	13,246	27,665
<i>moon_surface.tiff</i>	9,821	10,647	14,862	7,828	16,320

Fonte: o autor.

5.7 Parâmetros da Simulação

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

5.8 Comparação de Bloqueio e Utilização Espectral na Rede

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

5.9 Economia de Recursos da Rede

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar

elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

6 CONCLUSÃO

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et

vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetur.

Suspendisse vel felis. Ut lorem lorem, interdum eu, tincidunt sit amet, laoreet vitae, arcu. Aenean faucibus pede eu ante. Praesent enim elit, rutrum at, molestie non, nonummy vel, nisl. Ut lectus eros, malesuada sit amet, fermentum eu, sodales cursus, magna. Donec eu purus. Quisque vehicula, urna sed ultricies auctor, pede lorem egestas dui, et convallis elit erat sed nulla. Donec luctus. Curabitur et nunc. Aliquam dolor odio, commodo pretium, ultricies non, pharetra in, velit. Integer arcu est, nonummy in, fermentum faucibus, egestas vel, odio.

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.

6.1 Trabalhos futuros

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

6.2 Trabalhos publicados

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

REFERÊNCIAS

GRASSI, F. et al. A time-vertex signal processing framework: Scalable processing and meaningful representations for time-series on graphs. *IEEE Trans. Signal Process.*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 66, n. 3, p. 817–829, feb 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tsp.2017.2775589>>. Nenhuma citação no texto.

MALLAT, S. *A wavelet tour of signal processing*. [S.l.]: Academic press, 1999. Nenhuma citação no texto.

APÊNDICE

DEMONSTRAÇÕES

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et vehicula libero dui cursus dui. Mauris tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetuer.

ANEXO

IMAGENS DE TESTE UTILIZADAS

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.