

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E SISTEMAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA**

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



Recife

2018

PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA

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

Dissertação 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

2018

Catálogo na fonte  
Bibliotecário Gabriel da Luz, CRB-4 / 2222.

S729u Souza, Pedro Jorge Freire de Carvalho.  
Uma nova estratégia para resolver o problema RMLSA considerando efeitos da camada física num tráfego estático / Pedro Jorge Freire de Carvalho Souza – Recife, 2018.  
115 f., figs., tabs, abrev. e siglas.

Orientador: Prof. Dr. Raul Camelo de Andrade Almeida Jr.  
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.  
Inclui referências e apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Redes ópticas elásticas. 3. Roteamento, formato de modulação e alocação espectral. 4. Metaheurística. 5. Efeito não linear. 6. Modelo IGN. 7. Algoritmo genético. I. Almeida Jr., Raul Camelo de Andrade. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2019-405



# Universidade Federal de Pernambuco

## *Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

# PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA

TÍTULO

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

A comissão examinadora composta pelos professores: RAUL CAMELO DE ANDRADE ALMEIDA JÚNIOR, DES/UFPE; LEONARDO DIDIER COELHO, DES/UFPE, e DANILO RICARDO BARBOSA DE ARAÚJO, DEInfo/UFRPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **PEDRO JORGE FREIRE DE CARVALHO SOUZA APROVADO.**

Recife, 21 de dezembro de 2018.

---

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Coordenador do PPGE

---

**RAUL CAMELO DE ANDRADE ALMEIDA  
JÚNIOR**  
Orientador e Membro Titular Interno

---

**DANILO RICARDO BARBOSA DE  
ARAÚJO**  
Membro Titular Externo

---

**LEONARDO DIDIER COELHO**  
Membro Titular Externo

*A minha mãe e avó, Flaviana e Margarida Freire, que dignamente me apresentaram a importância da família e o 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. 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 obrigado 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 a conclusão em tempo hábil deste trabalho.

A todos os meus colegas do Mestrado, em especial Bruno e Paulo, que me introduziram os conceitos do algoritmo genético estudado nesta dissertação.

Ao meu amigo e irmão Matheus Sena 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.

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

## RESUMO

Em redes ópticas elásticas (EON), o problema de roteamento, formato de modulação e alocação de espectro (RMLSA) vem sendo resolvido, ao longo dos anos, por meio de técnicas de otimização, 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 RMLSA 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 ruídos do amplificador e os efeitos não lineares da fibra, é possível incluir a qualidade da transmissão (QoT) nesse processo de otimização. Neste trabalho, foi proposta uma modificação para um grupo de heurísticas tradicionais do problema RMLSA em redes ópticas elásticas para considerar os efeitos de camada física. A estratégia propõe adaptar heurísticas do RMLSA tradicionais levando em conta a potência de entrada do canal e sua SNR (Signal to noise ratio) de margem para escolher todos os formatos de modulação e atribuir recursos, relacionando a atribuição de banda do canal com a sua 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 utilização do espectro da nova proposta em relação às tradicionais heurísticas. Além disso, este trabalho propõe uma melhoria adicional com uma meta-heurística que usa ferramentas da inteligência artificial, neste caso o algoritmo genético, para otimizar o número de canais transmitidos em cada enlace de uma rede, 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. Algoritmo genético.

## ABSTRACT

In Elastic Optical Networks (EON), the problem of routing, modulation-level and spectrum Allocation (RMLSA) has been solved along the years through the use of optimization techniques or heuristics, aiming in minimizing the use of network resources or maximizing the capacity for future requests. The effects of the physical layer in the RMLSA 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 amplifier noises and non-linear noise effects, it is possible to include quality of transmission (QoT) in the optimization process. In this work, we propose a modification of a collection of traditional heuristic for the RMLSA problem in elastic optical networks to consider both effects of the physical layer. The proposed strategy to adapt traditional RMLSA 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 RMLSA heuristics. Additionally, this work proposes a further improvement to the RMLSA process by employing a metaheuristic process which uses evolutionary process to further optimize both network blocking and utilization in a multi-objective approach.

Keywords: Elastic optical networks. Routing, Modulation level and spectrum allocation. Meta-heuristic. Non linear effect. IGN model. Genetic algorithm.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema representando a diferença entre fibras monomodo e multimodo . . .	21
Figura 2 – Modos de propagação relacionados com os valores de $V$ e $\beta$ . . . . .	22
Figura 3 – Relação entre coeficiente de atenuação da fibra e comprimento de onda do canal	24
Figura 4 – Curva do coeficiente de atenuação para fibras sem íons oxidrila . . . . .	25
Figura 5 – Relação entre as perdas por espalhamento Rayleigh e o comprimento de onda da portadora . . . . .	26
Figura 6 – Esquema representativo dos efeitos não lineares em fibras ópticas. . . . .	27
Figura 7 – Esquema representando os principais elementos de um sistema de comunicação óptico coerente. . . . .	29
Figura 8 – Estrutura básica de um LASER. . . . .	30
Figura 9 – Esquema representativo do Modulador Mach-Zehnder. . . . .	31
Figura 10 – Constelação de formatos de modulação M-QAM . . . . .	33
Figura 11 – Esquema representando um link óptico. . . . .	33
Figura 12 – Funcionamento de amplificadores EDFA. . . . .	35
Figura 13 – Esquema representando um receptor óptico. . . . .	37
Figura 14 – Circuito de decisão por aproximação sucessiva no tempo. . . . .	38
Figura 15 – Esquema representando a diferença na alocação em redes WDM com a EON.	40
Figura 16 – Arquitetura da rede EON. . . . .	41
Figura 17 – Exemplo de um sistema de comunicação óptico elástica. . . . .	42
Figura 18 – BER x SNR para diferentes formatos de modulação. . . . .	46
Figura 19 – Comportamento aditivo do ASE e da não linearidade da fibra. . . . .	52
Figura 20 – Dependência do SNR pela potência quando considerado apenas o efeito ASE ou quando considera os efeitos ASE + NLI. . . . .	52
Figura 21 – Esquema representando o fato de um <i>Add/Drop</i> no link óptico. . . . .	54
Figura 22 – Diversidade de canais num <i>link</i> óptico. . . . .	54
Figura 23 – Esquema representativo do BSR. . . . .	61
Figura 24 – Esquema representativo do problema RMLSA. . . . .	62
Figura 25 – Fluxograma AMMS. . . . .	64
Figura 26 – Topologias Simuladas. . . . .	68
Figura 27 – Resultados com a Rede Abilene. . . . .	69
Figura 28 – Resultados com a Rede NSF. . . . .	70
Figura 29 – Resultados com a Rede EON. . . . .	71
Figura 30 – Variação do SNR do canal com a configuração do Span . . . . .	72
Figura 31 – Representação da margem de SNR como artifício de predição do efeito XCI.	75
Figura 32 – Fluxograma estratégia proposta. . . . .	76
Figura 33 – Resultados da Heurística BSR com adaptação proposta. . . . .	83

Figura 34 – Diagrama de fluxo básico para entendimento do GA. . . . .	89
Figura 35 – Representação do Genes numa visão de Redes. . . . .	90
Figura 36 – Representação do Cruzamento e mutação num contexto de Redes Ópticas. . . . .	91
Figura 37 – Representação do conceito de Frente de Pareto. . . . .	93
Figura 38 – Resultados da Metaheurística do BSR com para três diferentes topologias. . . . .	99
Figura 39 – Comparação da performance das três estratégias RMLSA . . . . .	102
Figura 40 – Resultados da Heurística SPSR com adaptação proposta . . . . .	110
Figura 41 – Resultados da Heurística BLSA com adaptação proposta . . . . .	113

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros Utilizados no simulador. . . . .	34
Tabela 2 – Tabela Comparando a performance das redes EON e WDM. . . . .	43
Tabela 3 – Tabela com os parâmetros A e B por formato de modulação . . . . .	46
Tabela 4 – Tabela com os valores de SNR Requerido nessa dissertação. . . . .	48
Tabela 5 – Alcances máximos adotados na AMSS para cada formato de modulação. . .	64
Tabela 6 – Tabela com as configurações dos Spans nas Redes. . . . .	68
Tabela 7 – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística SPSR. . . . .	81
Tabela 8 – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística BLSA. . . . .	81
Tabela 9 – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística BSR. . . . .	81

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGN	Additive Gaussian noise.
AWGN	Additive white Gaussian noise.
ASE	Amplified spontaneous-emission noise.
BER	Bit error-rate.
BLSA	Balanced Load Spectrum Allocation.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
BSR	Best among the Shortest Routes.
BV	Bandwidth-Variable.
BVT	Bandwidth-Variable Transponders.
CD	Chromatic dispersion.
DAC	Digital to analog converter.
DSP	Digital signal processing.
DJK	Dijkstra.
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing.
EDFA	Erbium-doped fiber amplifier .
EON	European Optical Network.
FEC	Forward error-correcting code.
FF	First-Fit.
FWDM	Flexible Optical Wavelength Division Multiplexing.
FWM	Four-Wave Mixing.
GB	Guard-Band.
GN-model	Gaussian-noise model.
GNRF	GN-model reference formula.
IGN-model	Incoherent Gaussian-noise model.

KSP	K-Shortest Path.
MRSA	Maximum Reuse Spectrum Allocation.
NP	Non-deterministic Polynomial time.
NSFNet	National Science Foundation Network.
NLSE	Non-linear Schroedinger equation.
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio.
PSD	Power spectral density.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
RC	Rotas Candidatas.
RMLSA	Routing, Modulation-Level, and Spectrum Assignment.
ROADM	Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer.
RSA	Routing and Spectrum Allocation.
RWA	Routing and Wavelength Assignment.
Rx	Receiver.
SCI	Self-Phase Interference.
SPM	Self-Phase Modulation.
SPSR	Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse.
Tx	Transmitter.
UT	Uncompensated transmission.
WDM	Wavelength Division Multiplexing.
WSS	Wavelength-Selective Switch .
XCI	Cross-Phase Interference.
XPM	Cross-Phase Modulation.

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>15</b>
1.1	MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS . . . . .	16
1.2	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO . . . . .	19
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO COM FIBRA ÓTICA . . . . .</b>	<b>20</b>
2.1	FIBRA ÓPTICA E SUA PROPAGAÇÃO . . . . .	20
<b>2.1.1</b>	<b>Propagação de Ondas Eletromagnéticas . . . . .</b>	<b>21</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Problemas da fibra em sistemas de comunicação . . . . .</b>	<b>23</b>
2.1.2.1	Perdas na Fibra . . . . .	23
2.1.2.2	Efeitos Não Lineares na Fibra Óptica . . . . .	26
2.2	SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES DIGITAL . . . . .	28
<b>2.2.1</b>	<b>Transmissão do Sinal . . . . .</b>	<b>29</b>
2.2.1.1	Laser . . . . .	30
2.2.1.2	Modulador . . . . .	31
2.2.1.3	Formatos de Modulação . . . . .	32
<b>2.2.2</b>	<b>Link de Transmissão . . . . .</b>	<b>32</b>
2.2.2.1	Link Óptico . . . . .	33
2.2.2.2	Amplificadores . . . . .	34
<b>2.2.3</b>	<b>Recepção do Sinal . . . . .</b>	<b>36</b>
2.2.3.1	Receptor front-end, canal linear e circuito de decisão . . . . .	37
2.2.3.2	Forward error correction . . . . .	38
2.3	REDES ELÁSTICAS . . . . .	39
<b>3</b>	<b>MODELOS PARA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO (QOT) . . . . .</b>	<b>44</b>
3.1	SNR DOS SÍMBOLOS . . . . .	44
3.2	DEPENDÊNCIA DO BER COM A SNR . . . . .	45
3.3	O CONCEITO DE SNR REQUERIDA . . . . .	47
3.4	MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO – GN . . . . .	48
<b>3.4.1</b>	<b>O Modelo IGN num contexto de Rede . . . . .</b>	<b>53</b>
<b>4</b>	<b>PROBLEMA RMLSA E HEURÍSTICAS CIENTES DE IMPERFEI- ÇÕES DA CAMADA FÍSICA . . . . .</b>	<b>56</b>
4.1	PROBLEMA RSA E HEURÍSTICAS TRADICIONAIS . . . . .	56
<b>4.1.1</b>	<b>SPSR . . . . .</b>	<b>57</b>
<b>4.1.2</b>	<b>BLSA . . . . .</b>	<b>58</b>
<b>4.1.3</b>	<b>BSR . . . . .</b>	<b>59</b>

4.2	ESTRATÉGIAS PARA SOLUÇÃO DO PROBLEMA RMLSA . . . . .	61
4.2.1	<b>Adaptação Clássica - Adaptive Modulation Multi-hop Schema . . . . .</b>	<b>63</b>
4.2.2	<b>Adaptação Proposta . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>5</b>	<b>A META HEURÍSTICA PROPOSTA – UMA ABORDAGEM COM MÉ-</b>	
	<b>TODOS EVOLUCIONÁRIOS . . . . .</b>	<b>87</b>
5.1	CONHECENDO UM POUCO DA HISTÓRIA DA META-HEURÍSTICA .	87
5.2	DESCRIÇÃO TEÓRICA DO ALGORITMO GENÉTICO . . . . .	88
5.2.1	<b>Geração de população inicial . . . . .</b>	<b>89</b>
5.2.2	<b>Cruzamento . . . . .</b>	<b>91</b>
5.2.3	<b>Mutação . . . . .</b>	<b>92</b>
5.2.4	<b>Seleção . . . . .</b>	<b>92</b>
5.2.5	<b>NSGA-II . . . . .</b>	<b>92</b>
5.3	META-HEURÍSTICA PARA O PROBLEMA RMLSA . . . . .	93
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>103</b>
6.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	104
6.2	TRABALHOS PUBLICADOS . . . . .	104
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>105</b>
	<b>APÊNDICE A – RESULTADOS DAS HEURÍSTICAS . . . . .</b>	<b>110</b>

## 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 começaram a se tornar essenciais. 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 (SERVAL; MARKOVIC; KOVACEVIC, 2014). Segundo a (CISCO, 2017), o tráfego de dados mundial deverá aumentar em quase três vezes nos próximos 5 anos, a partir de 2016. Isso representa que o tráfego da Internet atingirá a marca de 235,7 Exabytes por mês até 2021. Diante deste cenário, diversas pesquisas sobre planejamento e desempenho de redes ópticas foram realizadas e algumas perspectivas foram apontadas, como, por exemplo, em (SHEN; GUO; BOSE, 2016), (BARBOSA et al., 2017a) e (BARBOSA et al., 2017b).

Para atender 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 entre 40 Gbps e 100 Gbps (GERSTEL et al., 2012). Entretanto, essa tecnologia permite dividir o espectro apenas em faixas de largura de banda fixa, por exemplo de 50 GHz, e, desta forma, impõe rigidez nas taxas de transmissão em cada comprimento de onda (RUAN; 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; PAN, 2011), (JINNO et al., 2010).

Nos últimos anos, 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 (JINNO; TAKARA; SONE, 2011), (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 redes 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 (ZHAO et al., 2014), (JINNO et al., 2010).

É importante salientar que em EONs são utilizados transmissores flexíveis capazes de suportar distintos formatos de modulação (HUANG et al., 2014). 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. Cada formato de modulação transmite  $\log_2 M$  bits de informação por símbolo, em que  $M$  é o número de símbolos da constelação do formato de modulação. Surge agora, portanto, o problema de roteamento e alocação de nível de modulação e de espectro (RMLSA – *Routing, Modulation Level and Spectrum Assignment*) (ABKENAR; RAHBAR, 2017). O problema RMLSA consiste em: i) definir uma rota para um par de nós origem e destino; ii) selecionar o 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. Nessa dissertação serão abordadas redes com tráfegos estáticos, o que faz com que o problema RMLSA resuma-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; WALKOWIAK, 2016).

## 1.1 MOTIVAÇÕES 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*), que trata do problema de achar um caminho óptico que aloque a conexão com sucesso e que não use o espectro mais do que o necessário, em heurísticas que levem em consideração a camada física para alocar os 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 tem que ser considerados como parâmetros restritivos nos algorítmicos 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 que vem se destacando, mais por sua complexidade e pela sua relevância em cenários com alta taxa de bits, é o efeito não linear na fibra óptica (THYAGARAJAN; GUPTA; KUMAR, 2004). Consequente do efeito Kerr, este fenômeno é

modelado através de uma simplificação chamada de ruído aditivo e gaussiano, que é caracterizado pela interação intra/inter-canal de portadoras ópticas (NAIN; JADON; MISHRA, 2016). 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 a 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 alta resulta em um aumento da interferência não linear e também um aumento na interferência em canais vizinhos. Assim, a potência de lançamento pode ser otimizada globalmente com base em um pior caso com *links* totalmente carregados para maximizar o SNR (POGGIOLINI, 2012). Recentemente, o modelo GN (*Gaussian Noise*) foi usado para otimizar as potências de lançamento de canais individualmente (IVES; BAYVEL; SAVORY, 2014) (YAN; AGRELL; WYMEERSCH, 2015).

Apesar de existir 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 dissertação 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 sempre busca achar o formato de modulação e potência do canal mais eficientes, numa perspectiva de minimizar a ocupação espectral atingindo uma QoT desejada para uma determinada topologia em um tráfego estático.

Nessa dissertação são 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 a requisição no canal. Na literatura, diversos trabalhos utilizam estas heurísticas para efeito de comparação de resultados (TALEBI et al., 2014), (SHIRAZIPOURAZAD et al., 2013) e (WANG; CAO; PAN, 2011). Este trabalho busca então, estender essas três heurísticas relacionando a largura de banda do canal com ao seu nível de SNR mínimo para não haver bloqueio na camada física. Além disso, no caso do BSR com a adaptação deste trabalho, o custo do *link* pode agora sentir a camada física e escolher rotas diferentes, pois o custo do *link* esta diretamente ligado aos formatos de modulação escolhidos e que estão ativos nele. Finalmente, de forma iterativa, um conjunto finito de valores de potência de canal, margem de 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 é a consideração feita de que todos os canais possuem mesma potência e margem de SNR. Isso se deu pela limitação computacional disponível, tendo em vista que, em uma simulação completa com 21 possibilidades de potências e 11 possibilidades de margens variando por canal numa rede de 11 nós, seria necessário fazer  $9.10^{259}$

simulações para obtenção dos resultados. Assim, torna-se impraticável a utilização de métodos que necessitam verificar todas as possibilidades para concluir algo.

Para contornar esse problema, uma técnica de inteligência artificial na otimização de problemas foi adaptada para o contexto de redes em que um método evolucionário é usado no problema de alocação de espectro, escolha do 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 mais bem escolhidos quando sob a análise de relações de compromisso.

Este trabalho baseou-se na aplicação do algoritmo genético (GA – *Genetic Algorithm*), que reproduz o processo de mutação e cruzamento de cromossomos na geração de indivíduos que são iterativamente escolhidos por se moldarem com mais facilidade às condições ambiente (o que melhor atende a uma função *fitness*). Dessa forma, não é mais necessário 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 modificar as heurísticas RSA tradicionais que, ao considerar uma margem de SNR e a potência do canal, indique o formato de modulação que gere menor ocupação espectral e bloqueio.
- Comparar a efetividade da estratégia proposta nessa dissertação com uma heurística comumente usada na literatura, AMMS (*Adaptive Modulation Multi-hop Schema*). A efetividade será medida 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, ao considerar potências e margens de SNR distintas por canal de forma a garantir QoT sob análises multi-objetivas, buscando o conjunto de escolhas que gere menos canais bloqueados na camada física e menor utilização do espectro da rede.

Ao fim, é válido mencionar, caso haja o interesse em reprodutibilidade dos testes, que a ferramenta utilizada na obtenção dos resultados deste trabalho é uma versão modificada do simulador de redes ópticas utilizado em (JÚNIOR et al., 2015). 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 restante desta dissertação está organizado da seguinte forma. O Capítulo 2 aborda 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 lineares descritas pelo modelo GN para um contexto de rede. O capítulo também discute as suposições usadas na simplificação e também avalia os erros causados pelo seu uso.

O Capítulo 4 apresenta os conceitos vistos no capítulo 3, aplicando-os nas heurísticas adaptadas para o RMLSA. O capítulo está dividido em 2 partes principais. A primeira parte apresenta as heurísticas SPSR, BLSA e BSR, explicando em detalhe suas implementações com a abordagem clássica (AMMS) (COSTA; DRUMMOND, 2017) para escolher os formatos de modulação. A segunda parte detalha as modificações nas 3 heurísticas com a estratégia proposta e mostra os resultados encontrados, em comparação com a abordagem clássica.

O Capítulo 5 conceitua o algoritmo genético, onde são mostrados exemplos de sua aplicação e descreve-se a nossa proposta para um cenário de otimização em redes ópticas. Por fim, serão apresentados os códigos implementados do algoritmo genético à heurística adaptada do BSR. Os ganhos atingidos pela meta-heurística são apresentados em duas abordagens. Primeiramente, mantendo constante a banda disponível, será comparado o número de canais bloqueados entre a meta-heurística e a heurística. Em seguida será comparado o quanto o espectro é utilizado nas duas estratégias, mantendo o número de canais bloqueados na rede igual a zero. 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 (NSFNET) e uma maior com 19 nós (*European Optical Network - EON*).

Por fim, o Capítulo 6 resume todo o trabalho realizado e destaca as principais conclusões e resultados encontrados, como também indica possíveis trabalhos futuros para esse tema.

## 2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO COM FIBRA ÓTICA

Neste capítulo, uma breve apresentação é feita sobre os princípios básicos que regem o funcionamento de um sistema de comunicação digital óptico. São explicitados os 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 é apresentada 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 compõem um sistema de telecomunicação. Nessa Seção, o processo de transmissão de dados digitais é 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 é 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 19 em Western, o conceito de refração já era utilizado para diagnosticar problemas estomacais em pacientes (HECHT, 2004).

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 culminou na 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 abaixo de  $0.5 \text{ dB/km}$ . Desde então, as pesquisas nessa área foram evoluindo até se aproximarem dos limites teóricos das fibras baseadas em sílica.

Devido ao grande crescimento da demanda de informação e tráfego, a fibra se tornou a solução ideal para transmissão de dados em longas distâncias, pelo fato de ser instalada como qualquer outro cabo, tendo a possibilidade de utilizar infraestruturas existentes, de não sofrer com interferências eletromagnéticas e por alcançar distâncias maiores quando comparadas com os cabos metálicos, 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 (BABANI et al., 2014).

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 neste assunto.

### 2.1.1 Propagação de Ondas Eletromagnéticas

O estudo de fibras em termos da teoria da propagação de onda é baseado nas equações de Maxwell e explicada em (AGRAWAL, 2012). Essa análise dá a seguinte equação:

$$\nabla^2 E + n^2(w)k_0^2 E = 0 \quad (2.1)$$

em que a variável  $k_0$  é definida como:

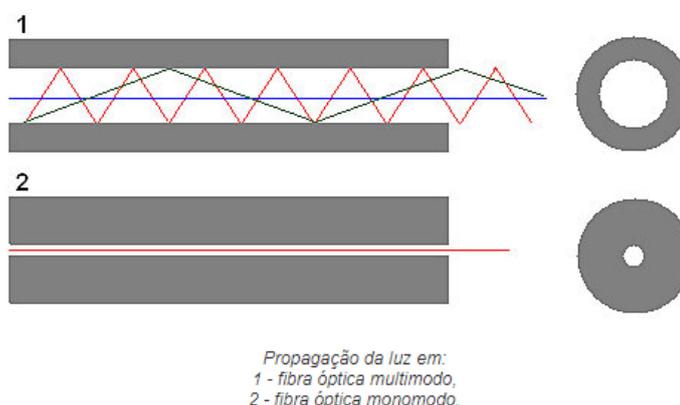
$$k_0 = \frac{w}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.2)$$

sendo  $\lambda$  o comprimento de onda do campo óptico oscilando a uma frequência  $w$ .

Para a fibra em uma 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 o guia de onda, medida em termos de comprimentos de onda, mais modos podem ser suportados. Em essência, as dimensões do guia estabelecem as condições de fronteira para os campos elétrico e magnético.

Tendo em conta estas condições de fronteira da Equação 2.1 (AGRAWAL, 2012), pode-se então calcular as propriedades teóricas do 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 1 mostra a diferença da propagação do sinal nestes dois tipos de fibra.

**Figura 1** – Esquema representando a diferença entre fibras monomodo e multimodo



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

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

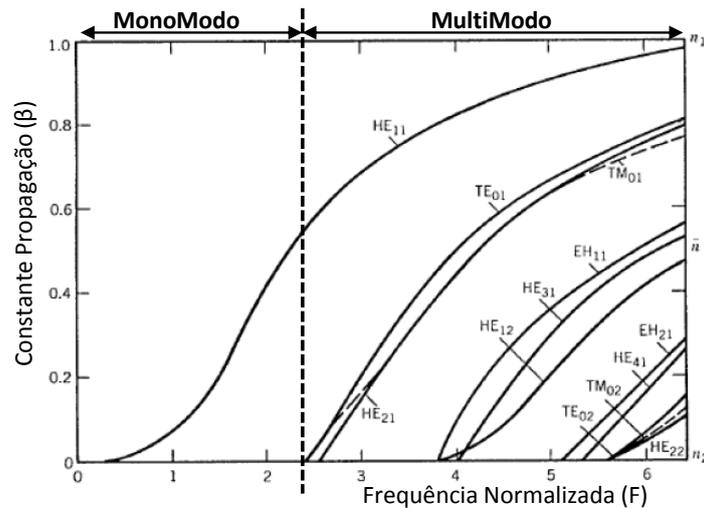
adimensional e, com base nessa variável, pode-se determinar quantos modos uma fibra óptica pode suportar. A Equação 2.3 descreve essa constante estrutural, sendo  $a$  o raio do núcleo da fibra.

$$V^2 = \left( \frac{2\pi a}{\lambda} \right)^2 (n_1^2 - n_2^2) \quad (2.3)$$

Além da frequência normalizada, cada modo de propagação é determinado pela sua constante de propagação ( $\beta$ ). Essa constante pode ser obtida resolvendo a Equação 2.1 para os campos elétricos e magnéticos e utilizando as funções de Bessel modificadas.

Assim obtém-se o gráfico que relaciona a frequência normalizada pelo  $\beta$ , representado pela Figura 2. Do gráfico, conclui-se que cada modo pode existir apenas para valores de  $V$  que excedam um certo valor limite. Os modos deixam de existir (“*cutoff*”) quando  $\frac{\beta}{k_0} = n_2$ . A única exceção é o modo HE<sub>11</sub>, onde observou-se que o modo não tem “*cutoff*” e só se anula quando o diâmetro do núcleo é zero.

**Figura 2** – Modos de propagação relacionados com os valores de  $V$  e  $\beta$



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, torna-se possível a propagação apenas do modo HE<sub>11</sub>.

Então conclui-se 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 transmitido apenas um modo de luz com comprimento de onda específico (AGRAWAL, 2012). Senso assim, o fenômeno da dispersão modal é praticamente eliminado, 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 os diferentes componentes do sinal, porém eles não afetam a qualidade do sinal de forma tão significativa, como no caso das fibras multimodo.

### 2.1.2 Problemas da fibra em sistemas de comunicação

Em (AGRAWAL, 2012) 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:

$$\frac{\partial a}{\partial z} = i\gamma \|a\|^2 a - i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} a \quad (2.4)$$

em que ,  $a = [a_x a_y]^T$  são os dois componentes de polarização do campo óptico,  $\gamma$  é o coeficiente não linear,  $\|a\|^2 = a^T a$  representa a potência óptica,  $\beta_2$  é o coeficiente de dispersão da velocidade de grupo,  $\alpha$  é o fator de atenuação de potência,  $z$  é a distancia de propagação e  $t$  é a coordenada do tempo.

O problema da dispersão já foi tratado na Seção 2.1.1 e possui como solução mitigatória do seu efeito o uso de fibras com dispersão deslocada, que praticamente elimina a dispersão de guia de onda usando o comprimento de onda de 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.

#### 2.1.2.1 Perdas na Fibra

As perdas na fibra representam um fator limitante, pois ela reduz a potência do sinal nos receptores. Os receptores ópticos têm 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

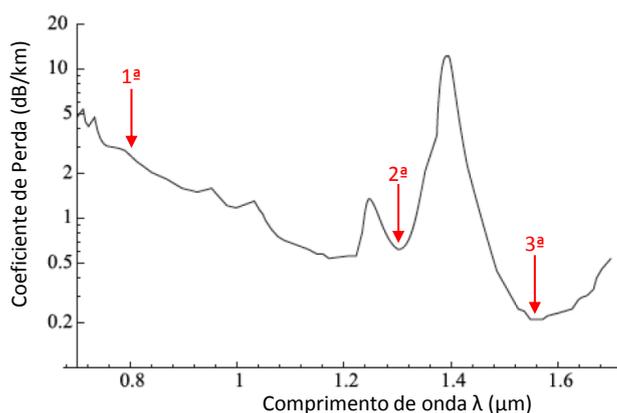
expressão a seguir mostra essa dependência.

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (2.5)$$

onde  $\alpha$  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 (TOMÉ et al., 2015).

As perdas por absorção material são um mecanismo de perda relacionado com a composição do material, impurezas e com o processo de fabricação da fibra, do qual resulta a dissipação da potência óptica na forma de calor. Inicialmente, devido à falta de tecnologia existente naquela época para os dispositivos ópticos e para os *lasers*, 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 3** – Relação entre coeficiente de atenuação da fibra e comprimento de onda do canal



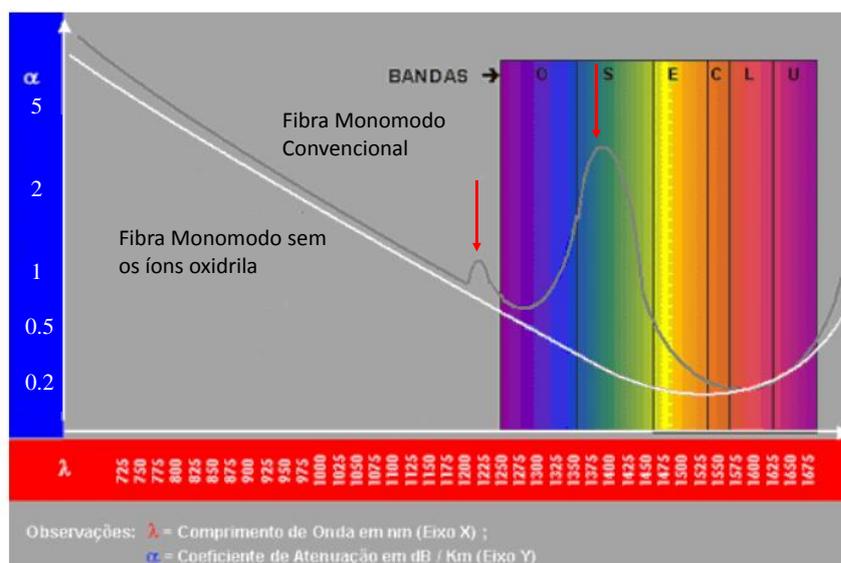
Fonte: Govind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, John Wiley & Sons, Inc, third Edition, 2002

Posteriormente, com a disponibilidade das fibras ópticas monomodo, os sistemas WDM passaram a operar no entorno de 1310 nm, região chamada de 2ª Janela. Porém, como podemos ver na Figura 3, os coeficientes de atenuação que se encontravam em 1310 nm eram 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 4 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 4** – Curva do coeficiente de atenuação para fibras sem íons oxidrila

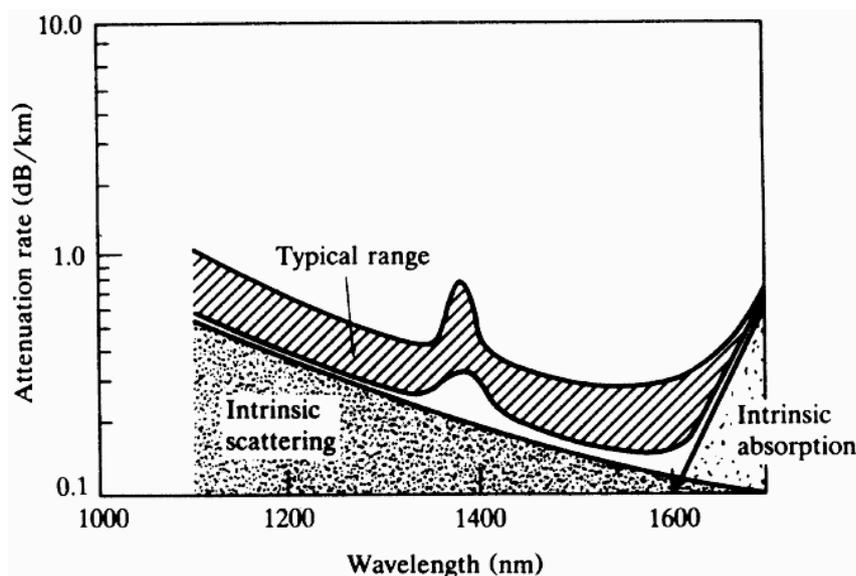


Fonte: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwdm/pagina 6.asp>

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. Desses efeitos se originam variações no índice de refração, que por sua vez provoca um espalhamento da luz. Esse espalhamento é proporcional a  $\lambda^{-4}$  e reduz drasticamente com o aumento do comprimento de onda.

A Figura 5 representa a dependência da atenuação pelo efeito de espalhamento Rayleigh com o comprimento de onda numa fibra monomodo.

**Figura 5** – Relação entre as perdas por espalhamento Rayleigh e o comprimento de onda da portadora



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

### 2.1.2.2 Efeitos Não Lineares na Fibra Óptica

As situações tratadas nessa dissertação possuem taxas de transmissão maiores que 10 Gb/s e altas potências de transmissão. Assim, os efeitos não lineares precisam começar a ser considerados (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009) para uma solução eficaz ao problema RMLSA.

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) (TOMÉ et al., 2015). A segunda categoria, e mais importante para essa dissertação, 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 responsável pela interferência não linear em sistemas de comunicação ópticos.

Na Equação 2.4, o efeito Kerr é representado pelo coeficiente não linear da fibra,  $\gamma$ , que é definido como:

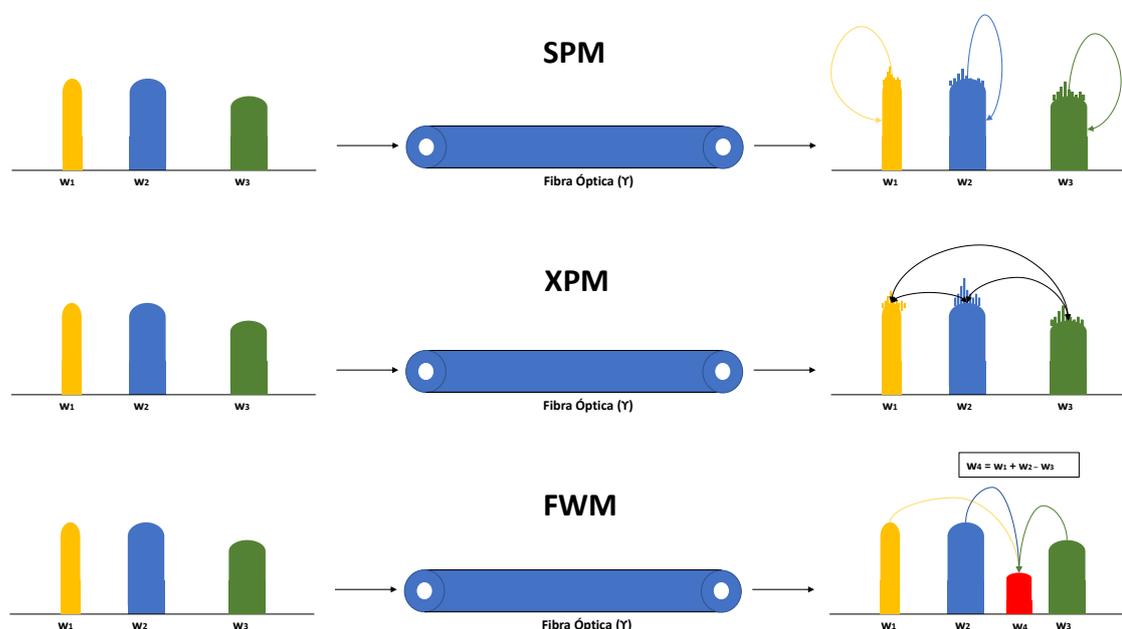
$$\gamma = \frac{n_2 \omega_c}{c A_{eff}} \quad (2.6)$$

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 6.

**Figura 6** – Esquema representativo dos efeitos não lineares em fibras ópticas.



Fonte: O Autor, 2018.

**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 (VERMA; GARG, 2012):

$$\varphi = \frac{2\pi nL}{\lambda} \quad (2.7)$$

em que,  $n$  é o índice de refração do meio,  $L$  tamanho da fibra e  $\lambda$  é o comprimento de onda do feixe.

**Cross-phase modulation:** É o efeito não linear resultado da interação mútua entre canais com diferentes frequências portadoras 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:

$$\gamma_{nl} = k_{nl} L_{eff} \left( P_i + 2 \sum_{n \neq i}^N P_n \right) \quad (2.8)$$

onde  $N$  é o numero 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 uma potência 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 (VERMA; GARG, 2012):

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (2.9)$$

onde,  $\alpha$  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 6,  $w_4$ . 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. Nessa dissertação foi considerado que o espaçamento entre os canais era suficiente para desconsiderar o efeito do FWM (TOMÉ et al., 2015).

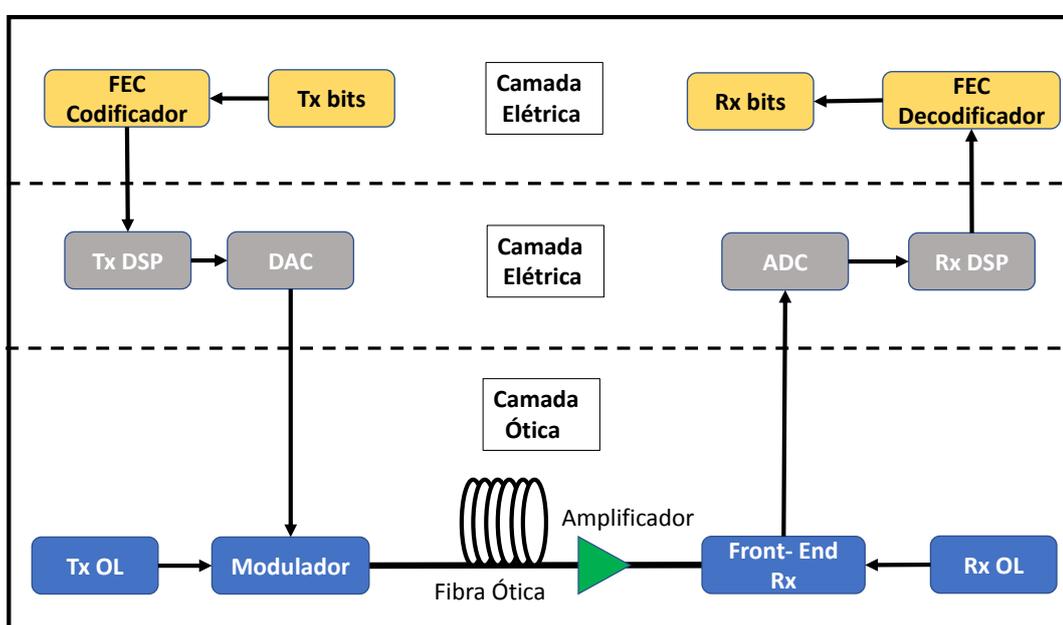
## 2.2 SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES DIGITAL

Os sistemas de comunicação ópticas 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 também a frequência e fase da portadora para codificar a informação na transmissão. Nestes sistemas, o receptor 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. (SILVA, 2017)

A Figura 7 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 pré 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 7** – Esquema representando os principais elementos de um sistema de comunicação óptico coerente.



Fonte: O Autor, 2018.

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. 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 (SILVA, 2017).

### 2.2.1 Transmissão do Sinal

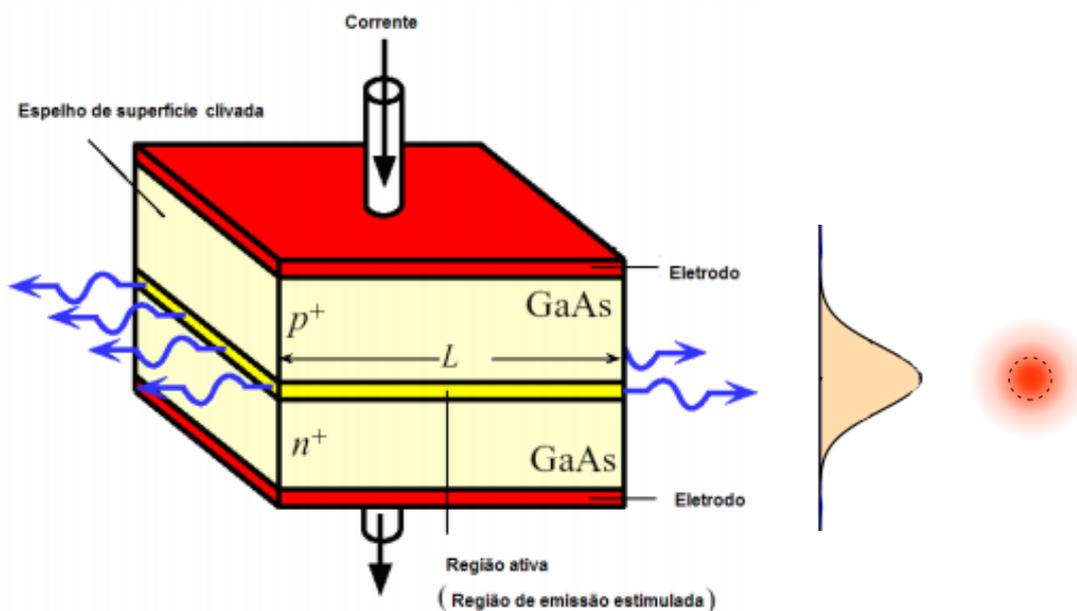
Em um sistema de comunicação óptica coerente, o transmissor é responsável pela codificação dos bits de informação, realizando o mapeamento de bits para símbolos de um determinado formato de modulação e modulam a portadora óptica, que será transmitida através da fibra. As seguintes definições são relevantes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

### 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 pode-se 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) (THYAGARAJAN; GHATAK, 2007).

A estrutura básica do laser semiconductor é bem semelhante à estrutura de um diodo, sendo uma junção pn, para fornecer luz, polarizada diretamente, conforme ilustra a Figura 8.

**Figura 8** – Estrutura básica de um LASER.



Fonte: [www.mechscience.com/semiconductor-laser-types-of-laser/](http://www.mechscience.com/semiconductor-laser-types-of-laser/) modificada pelo Autor

Na década de 70, devido ao alto desempenho e confiabilidade dos *lasers* de Arsenieto de Gálio (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 semicondutor é em comunicações ópticas onde se deseja *lasers* em  $1,3\mu\text{m}$  ou  $1,5\mu\text{m}$ , neste caso usando o sistema quaternário de InGaAsPO. Nos sistemas coerentes, o laser é peça fundamental na transmissão como portador

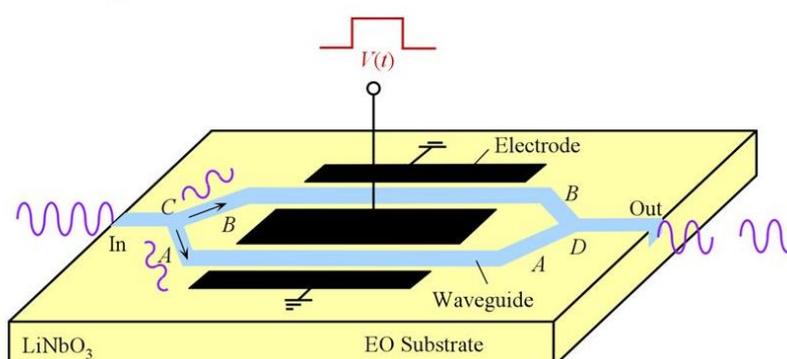
e na recepção como oscilador local. Além disso, *lasers* são de fundamental importância na amplificação do sinal óptico. As características mais importantes de um *laser* para um sistema de comunicação coerente é sua potência de saída, a estabilidade do comprimento de onda e a faixa de comprimento de onda gerada (LUNDBERG, 2017).

### 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 (GNAUCK; DARCIE; BODEEP, 1992). 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, 2012).

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. O 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 9 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 9** – 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 de perdas no sistema (LUNDBERG, 2017). Os moduladores de fase podem ser construídos a partir de vários materiais diferentes, mas o mais usual nos dias atuais é o niobato de lítio (LiNbO<sub>3</sub>), 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; SIVARAJAN; SASAKI, 2009), 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 10. *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:

$$x_c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (a_i q(t - iT_s) \cos[2\pi f_c(t - iT_s) + \phi]) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} (b_i q(t - iT_s) \sin[2\pi f_c(t - iT_s) + \phi]) \quad (2.10)$$

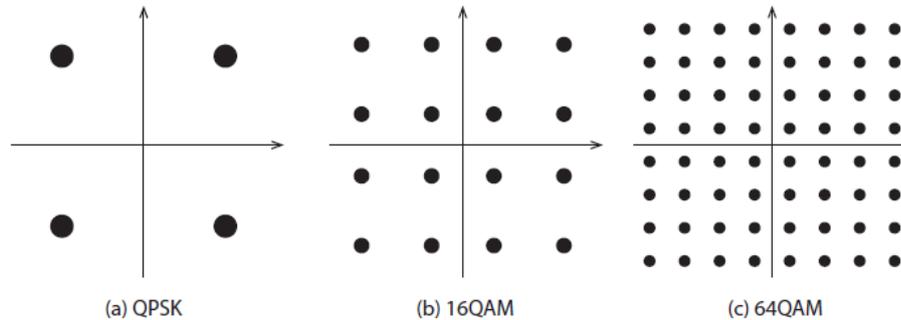
em que,  $a_i$  e  $b_i$  são variáveis aleatórias de amplitude independentes,  $q(t)$  é o formato de pulso,  $\phi$  é a fase inicial e  $f_c$  é a frequência de portadora. Nessa dissertação, os formatos de modulação utilizados no estudo foram o BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM e 64QAM. Os transceptores 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 sinais. Contudo, devido à maior eficiência espectral, o consumo de energia por bit pode não ser afetado ou até mesmo abaixado (MORERO et al., 2016; PILLAI et al., 2014).

## 2.2.2 Link de Transmissão

Além de características intrínsecas à fibra, suas características topológicas e os equipamentos que participam da transmissão no domínio óptico são de grande importância para o

**Figura 10** – Constelação de formatos de modulação M-QAM



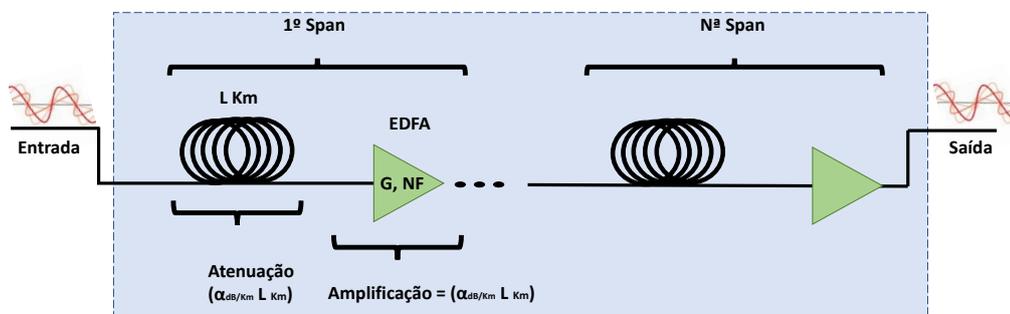
Fonte: O Autor, 2018.

entendimento dos desafios que precisam ser mitigados. Neste tópicos serão descritos o modelo de um *link* óptico adotado nessa dissertação e os 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. Nessa dissertação, 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 11 representa o modelo de um *link*.

**Figura 11** – Esquema representando um link óptico.



Fonte: O Autor, 2018.

Nessa dissertação 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 serão ilustrados os impactos do aumento ou diminuição do 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*. Por fim a Tabela 1 descreve as constantes e variáveis, que caracterizam o *span*, usadas nessa dissertação.

**Tabela 1** – Parâmetros Utilizados no simulador.

Parâmetros	Valores
Coefficiente de Atenuação	$0.0507 \text{ Km}^{-1}$
Chromatic Dispersion Coefficient	$-21.3 \text{ ps}^2 \text{ Km}^{-1}$
Coefficiente não linear	$1.3 \text{ W}^{-1} \text{ Km}^{-1}$
Frequência da Portadora	$193.41 \text{ THz}$
Taxa de Bits	$300 \text{ Gbits.s}^{-1}$
Spectral Roll Off	0
Banda de Referência	$12.5 \text{ GHz}$
Tamanho de um salto óptico	$1000 \text{ Km}$
Figura de Ruído	$4.64 \text{ dB}$
Número de Polarizações	2

Fonte: O Autor, 2018.

#### 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 parte importante do sistema de comunicação, pois são os componentes que mais consomem potência e adicionam ruído a rede. No estudo dessa dissertação foi usado uma modelagem no simulador de 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.

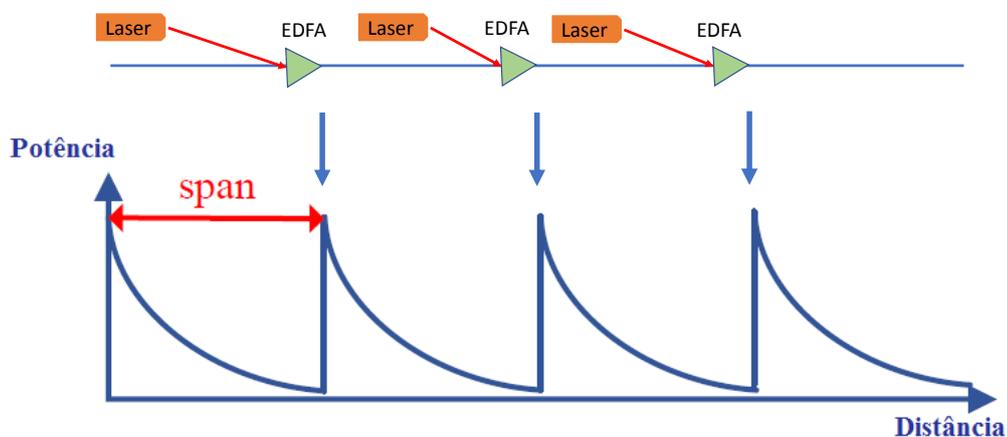
A amplificação usando EDFA é feita através da emissão estimulada. Nos amplificadores, a energia é liberada na forma de um fóton com comprimento de onda, fase, polarização e direção de propagação idênticos ao fóton incidente do sistema. Assim, Íons  $\text{Er}^{3+}$  são usados, já que eles possuem uma energia de transição compatível com o comprimento de onda usado em telecomunicações, de 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  $\text{Er}^{3+}$  não são constantes, o que proporciona 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 12** – Funcionamento de amplificadores EDFA.



Fonte: O Autor, 2018.

O ganho do EDFA foi 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  $\alpha$  [dB/km], o ganho será  $G_{EDFA} = \alpha L$  [dB] (TOMÉ et al., 2015). A Figura 12 representa esse equilíbrio entre perda e ganho ao longo da fibra.

Outro aspecto importante em amplificadores é o ruído que ele adiciona ao 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 ao 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 2.11 (KOGELNIK; YARIV, 1964).

$$G_{ASE} = 2\eta_s h\nu_0(G - 1) \quad (2.11)$$

em que,  $h$  é a constante de Plank,  $G$  é o ganho do amplificador,  $\nu_0$  é a frequência da portadora do sinal amplificado e  $\eta_s$  é o fator de emissão espontânea da fibra, também conhecido como fator

de inversão da população. O  $\eta_s$  pode ser escrito matematicamente como:

$$\eta_s = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (2.12)$$

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

Por questões comerciais, o desempenho 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 (YARIV, 1990) 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:

$$NF = 2\eta_s \frac{G - 1}{G} \quad (2.13)$$

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

$$G_{ASE} = NFh\nu_0G \quad (2.14)$$

Como descrito anteriormente, este trabalho tem como premissa o uso 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 está 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 2.14 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:

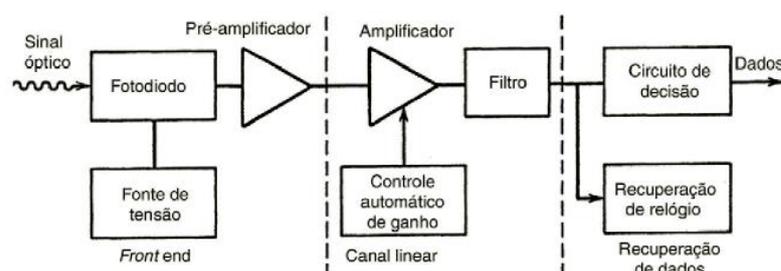
$$G_{ASE} = \sum_{i=1}^{N_l} N_s h(NF)_i \nu_0 G_i \quad (2.15)$$

### 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 de 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 13 exibe 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 13** – Esquema representando um receptor óptico.



Fonte: Sistemas de comunicação por fibra óptica Por Govind Agrawal.

### 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 *intradyn*e, 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*).

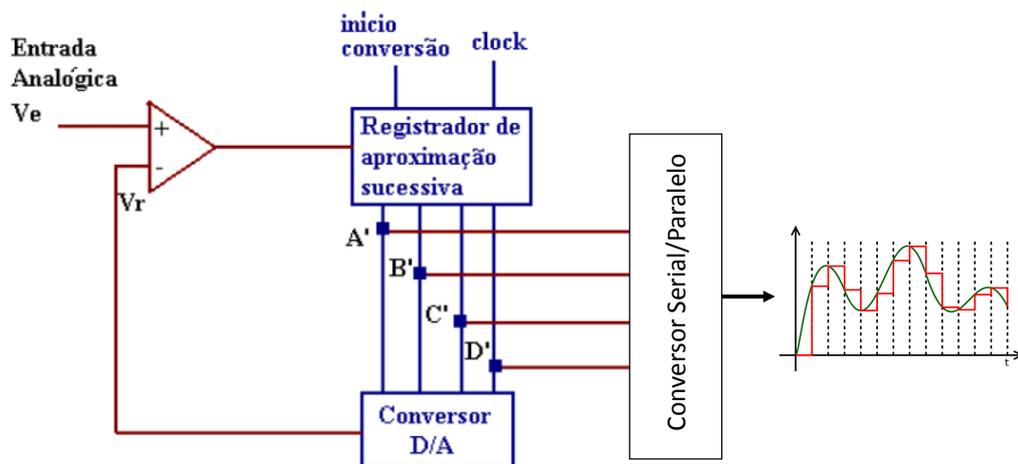
Por fim, a recuperação de dados do receptor óptico consiste em um circuito de decisão e

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 (AGRAWAL, 2014).

Para sistemas de fibra óptica, a técnica mais adequada para fazer essa conversão analógica digital é baseada na aproximação sucessiva no tempo (SAVORY, 2010). Essa conversão está representada na Figura 14 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.

**Figura 14** – Circuito de decisão por aproximação sucessiva no tempo.



Fonte: O Autor, 2018.

Por fim, no aspecto de consumo de energia, os conversores analógico digital são, aproximadamente, linearmente dependentes da resolução de bits do conversor, que determina o número de níveis de quantização e a taxa de amostragem (PILLAI et al., 2014).

### 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:

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \quad (2.16)$$

em que,  $N_e$  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 essas BERs tão baixas, os modernos sistemas de comunicação por fibra ótica utilizam o *forward error correction* (FEC), em que 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 feita, 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 BER pré-FEC 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 BER pré-FEC mostrou-se um fraco indicador de BER pós FEC (ALVARADO et al., 2015).

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.

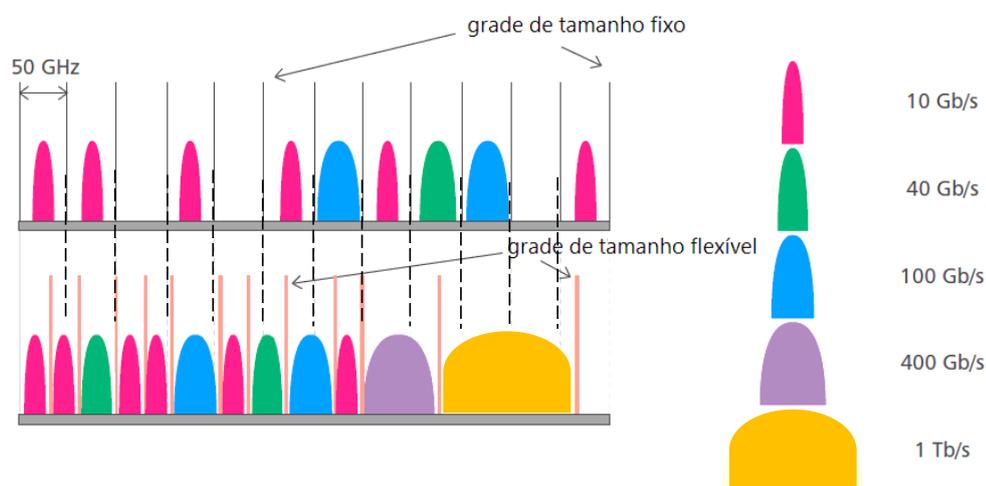
### 2.3 REDES ELÁSTICAS

Com o crescente aumento na demanda por informação, em poucos anos será atingido o limite das redes óticas baseadas em WDM (*Wavelength-Division Multiplex*). Por esse motivo o conceito de redes óticas elásticas foi pensado, para que recursos da rede fossem economizados, como por exemplo aumentar 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. Neste contexto, o objetivo de uma EON é alocar uma demanda a um determinado caminho ótico que possua uma largura de banda com um tamanho apropriado

à ela (GERSTEL et al., 2012). A Figura 15 apresenta as diferenças entre a alocação de canais usando o conceito de grade fixa e flexível.

**Figura 15** – Esquema representando a diferença na alocação em redes WDM com a EON.



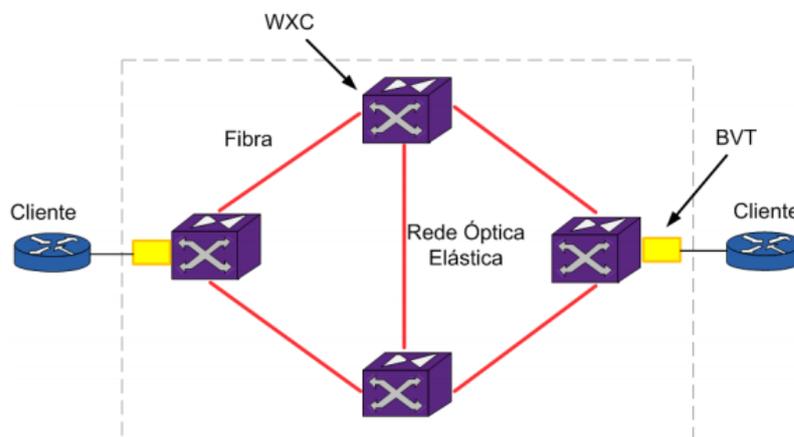
Fonte: Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?.

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 (GERSTEL et al., 2012). 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 de elas aproveitarem ao máximo o espectro, alocando de forma mais eficiente as requisições. Como pode ser observado na Figura 15, 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 10 GHz, 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 com 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 16 mostra a arquitetura de uma rede EON.

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

**Figura 16** – Arquitetura da rede EON.



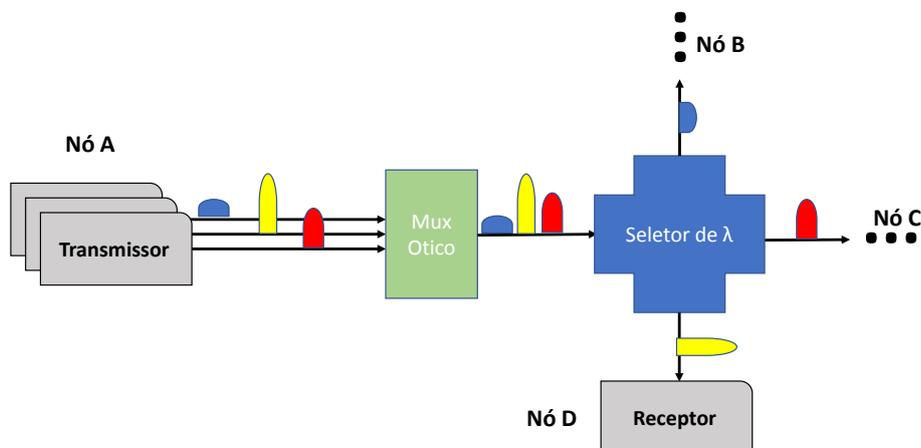
Fonte: Adaptado de Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture, Benefits, and Enabling Technologies.

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 17, no qual transmissores com taxas de bit adaptáveis transmitem em diferentes taxas, se unem através de um multiplexador 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 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.

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.

**Figura 17** – Exemplo de um sistema de comunicação óptica elástica.



Fonte: O Autor, 2018.

Uma abordagem comumente utilizada pela literatura EON define a distância de transmissão do caminho óptico como o fator mais relevante na QoT (JINNO; TAKARA; SONE, 2011). 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 2.17 apresenta essa relação (XIONG, 2006):

$$Bw = \frac{R_s}{2\log_2(M)} \quad (2.17)$$

em que,  $Bw$  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 têm seus benefícios consagrados quando comparados com a WDM (GERSTEL et al., 2012). A tabela abaixo mostra, num *link* ponto a ponto assumindo *slots* de 50 Ghz para redes WDM e o conceito de super-canais com banda de guarda de 10Ghz para EONs, diferentes cenários de taxa de transmissão e formato de modulação. Os ganhos encontrados chegaram a até 150% de redução da utilização espectral.

**Tabela 2** – Tabela Comparando a performance das redes EON e WDM.

<b>Demanda(Gb/s)</b>	<b>Modulação</b>	<b>Banda Canal(Ghz)</b>	<b>Eficiência com EON vs WDM</b>
40	QPSK	25+10	35Ghz vs 50 =43%
100	QPSK	37.5+10	47.5Ghz vs 50 =5%
100	16-QAM	25+10	35Ghz vs 50 =43%
400	QPSK	75+10	85Ghz vs 200 =135%
400	16-QAM	75+10	85Ghz vs 100 =17%
1000	QPSK	190+10	200Ghz vs 500 =150%
1000	16-QAM	190+10	200Ghz vs 250 =25%

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

### 3 MODELOS PARA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO (QOT)

Neste capítulo é apresentado todo *background* sobre qualidade de transmissão e modelos que o descrevem num contexto para redes ópticas coerentes. Neste trabalho, a métrica usada para descrever a qualidade do sinal é o *Signal to Noise Ratio* (SNR). Os modelos para o QoT permitem estimar analiticamente os níveis de SNR para que os canais serão transmitidos. Com esse artifício, algoritmos de otimizações surgem para escolher a potência do transmissor e a alocação de canal para obter um SNR apropriado para os formatos de modulação escolhidos. Além disso, será apresentada de forma detalhada o modelo de Ruído Gaussiano (GN), suas premissas de aplicação e suas simplificações em um contexto de rede.

#### 3.1 SNR DOS SÍMBOLOS

Considere um sistema de transmissão digital, como ilustrado na Figura 7, 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:

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

em que,  $s_i$  é o  $i$ -ésimo símbolo transmitido e  $e_i$  é o ruído no  $i$ -ésimo símbolo recepcionado.

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

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

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

em que,  $e_i^*$  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 gaussiano, o filtro casado

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

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

em que  $p$  é a potência média do sinal óptico (W),  $E_s$  é a potência óptica por símbolo (J) e  $N_0$  é a densidade espectral de potência (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 uma PSD unilateral, de tal forma que a potência transmitida por um filtro óptico de largura de banda óptica,  $B_n$ , é dado por  $N_0 B_n$  (W).

Costumeiramente, o desempenho de receptores coerentes na linearidade é medida em termos do  $OSNR$ , em que  $B_n$  é a referência de largura de banda do ruído. A relação entre o  $SNR$  dos símbolos e  $OSNR$  é uma expressão importante para a próxima seção e é descrita por (POGGIOLINI et al., 2014):

$$SNR = OSNR \frac{B_n}{R_s} \quad (3.8)$$

em que ambos  $SNR$  e  $OSNR$  estão em unidades lineares e  $R_s$  é a taxa de símbolo do canal.

### 3.2 DEPENDÊNCIA DO BER COM A SNR

Nessa dissertação, o modelo de decisão usado é o *hard decision*. Considerando isso, é possível derivar uma expressão para a BER baseada apenas nos erros dos símbolos vizinhos mais próximos tendo como base as Equações 2 e 7 da seguinte referência (VITTHALADEVUNI; ALOUINI; KIEFFER, 2005; SMITH, 1975). A expressão de BER encontrada é descrita a seguir:

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

em que  $N$  é o número de símbolos vizinhos mais próximos,  $G_p$  é o número médio de bits errados por símbolos errados chamado de penalidade de Gray,  $M$  é o tamanho de alfabeto de símbolos,  $2d$  é a distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos e  $\sigma^2$  é a variância do ruído nas componentes de fase e quadratura.

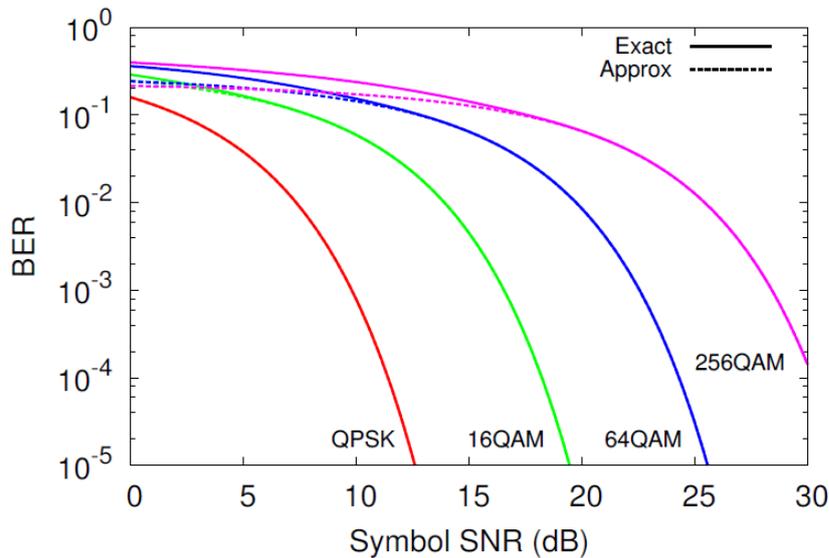
Como mostrado anteriormente, a BER é um parâmetro importante para especificar um receptor. Contudo, a qualidade da transmissão está sendo medida em termos de  $SNR$ . Logo, uma

relação entre esses dois parâmetros é fundamental para a caracterização correta dos equipamentos da rede e para o correto planejamento da rede dada uma certa infraestrutura. Em (CHO; YOON, 2002), aproximações da Equação 3.9 foram feitas para relacionar  $SNR$  e BER para diferentes formatos de modulação. A Equação 3.10 mostra essa relação e a mesma está representada na Figura 18 para os formatos de modulação QPSK, 16QAM 64QAM e 256QAM.

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

em que os valores de  $A$  e  $B$  são determinados pelo formato  $M$ -QAM que for escolhido e pode ser observado na Tabela 3 para todos os formatos de formulação usados neste trabalho (CHO; YOON, 2002).

**Figura 18** – BER x SNR para diferentes formatos de modulação.



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

**Tabela 3** – Tabela com os parâmetros A e B por formato de modulação .

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	$\frac{1}{42}$

Fonte: O Autor, 2018.

Ao se comparar os valores obtidos usando a expressão com a aproximação da Equação 3.9 e os resultados exatos sem a aproximação mostrados nessa referência, conclui-se que a aproximação é suficientemente precisa para um BER menor que 0.1. A Figura 18 ilustra bem a essa diferença.

### 3.3 O CONCEITO DE SNR REQUERIDA

Na Seção sobre FEC, foi visto que, no caso do *hard decision*, o desempenho do FEC pode ser parametrizado por um valor de pré-FEC BER. Neste trabalho 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 ocorrem 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.

O desempenho do FEC é frequentemente especificada pelo ganho de codificação efetivo (NCG – *net coding gain*). O NCG é definido na literatura como (FORUM, 2010):

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

em que  $QdB_{10^{-15}} = 18$  dB é o fator Q para obter um BER de  $10^{-15}$ ,  $QdB_{preFEC}$  é o fator 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 no decodificador.

O fator Q em dB é dado por:

$$QdB = 20\log_{10}[\sqrt{2}erfc^{-1}(2BER)] \quad (3.12)$$

em que  $erfc^{-1}$  é o inverso da função erro complementar. 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.

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

Por questões práticas, o  $Snr_{Requerido}$  para cada formato de modulação usado neste trabalho se encontra na Tabela 4, retirada do artigo (IVES; BAYVEL; SAVORY, 2015). 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 uma pre-FEC BER mínima de 0.004.

**Tabela 4** – Tabela com os valores de SNR Requerido nessa dissertação.

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

Fonte: Adaptado de (IVES; BAYVEL; SAVORY, 2015)

### 3.4 MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO – 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" (*Uncompensated Techniques* ou 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 têm compensação. Além disso, no quesito de modelos de perturbações não-lineares na propagação em fibras ópticas, a aplicação em sistemas UT têm sido reconhecida como a que fornece uma previsão de desempenho do sistema mais satisfatória (POGGIOLINI et al., 2014).

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 se assume que em redes WDM a origem de toda não-linearidade é advinda do efeito de FWM (POGGIOLINI et al., 2014). 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 de 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 (POGGIOLINI et al., 2014) é apenas um dos vários modelos propostos ao longo dos anos para descrever as perturbações não lineares. Além disso, 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 novos sistemas.

Para encontrar soluções analíticas aproximadas para a equação não linear de Schrodinger (NLSE) ou a *Manakov Equation* (ME), mencionada anteriormente nessa dissertação, e antes da explicação do modelo GN, é necessário considerar as seguintes premissas aplicadas nas aproximações dos modelos (POGGIOLINI et al., 2014):

1. Considerar que a não-linearidade é relativamente pequena, sendo apenas uma perturbação comparada com o sinal útil;
2. A suposição da Gaussianidade do Sinal, significando 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 também por outros modelos que buscam soluções não tão exatas do problema da propagação não linear, mas que geram aplicações confiáveis e práticas.

O modelo GN tem a seguinte fórmula como referência para descrever a densidade de potência da perturbação não linear ( $G_{NLI}(f)$ ) no final de um *link* (POGGIOLINI et al., 2014):

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

em que  $N_s$  é o número de *spans* no *link*,  $\beta_2$  é a constante de dispersão na fibra,  $\beta_3$  é a constante de dispersão do *slope*,  $\alpha$  é o coeficiente linear de atenuação de campo,  $G_{canal}(f_i)$  é a PSD do canal  $i$ ,  $\gamma$  é o coeficiente de não linearidade da fibra,  $L$  é o comprimento do *span*,  $\Gamma_k$  é o ganho de potência ao fim 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, é possível simplificar tal expressão levando em consideração o cenário de sistema que será usado neste trabalho. As suposições para simplificação são (POGGIOLINI et al., 2014):

1. O *link* é composto de *spans* 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 a PSD da não linearidade gerada 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 mix*, 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  $\rho$  da expressão pode ser entendido fisicamente como o quão eficiente é o batimento dos sinais na formação do FWM normalizado.

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

O termo  $p_{ch}$  [Watt], é a 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  $\chi$ , 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  $\chi$  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 (POGGIOLINI et al., 2014). Isso permite uma separação da qualidade da transmissão a partir da escolha do formato de modulação, o que simplifica muito o processo de otimização da escolha do formato de modulação. Existe algum debate sobre a validade dessa declaração sobre o modelo GN (NESPOLA et al., 2014) (CARENA et al., 2014), em particular, que a interferência não linear pode depender do formato de

modulação, contudo, para fins de engenharia a diferença é pequena e está sendo desconsiderada neste trabalho assim como nos trabalhos (POGGIOLINI, 2012), (IVES; BAYVEL; SAVORY, 2014) e (AGRAWAL, 2012).

Após definidas as equações do modelo não linear, é importante agora destacar 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 óptica (OSNR), definida como:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}} \quad (3.19)$$

Para encontrar a BER a partir da 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 (POGGIOLINI et al., 2014):

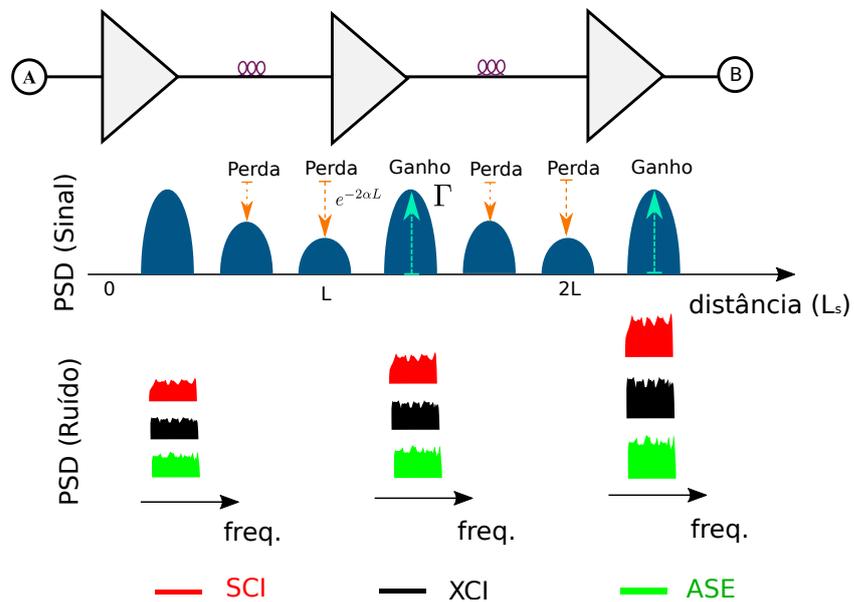
1. A função de transferência de banda de base  $H_{Rx}(f)$  no receptor é fixa;
2. Não há interferência entre símbolos (ISI);
3.  $B_n = R_s$ , o que faz com que todas as leis OSNR versus BER se tornam invariantes com a taxa de símbolos, Equações 3.8 e 3.10;
4. Os ruídos ASE e NLI não são correlacionados. Como explicado anteriormente, o ruído NLI é assumido como sendo aproximadamente gaussiano e aditivo, semelhante ao ASE. A Figura 19 ilustra bem esse efeito ao longo dos *spans*, mostrando o incremento dos ruídos de forma aditiva.

Então, sob as três primeiras condições, a OSNR se torna exatamente igual a relação sinal-ruído, SNR, no receptor elétrico e o SNR dos símbolos (POGGIOLINI et al., 2014). Finalmente, sob todas as condições, as PSD dos ruídos ASE e NLI podem ser adicionadas 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  $SNR$  descrito pela Equação 3.20, fica com o numerador proporcional à potência do canal e o denominador proporcional ao cubo da potência do canal, pelo fato da não linearidade presente. Para ilustrar melhor essa afirmação, a Figura 20 mostra a 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 10 Ghz separando-os. Todos os canais possuem a mesma potência e a mesma banda espectral de 50 Ghz. Um resultado similar foi encontrado e

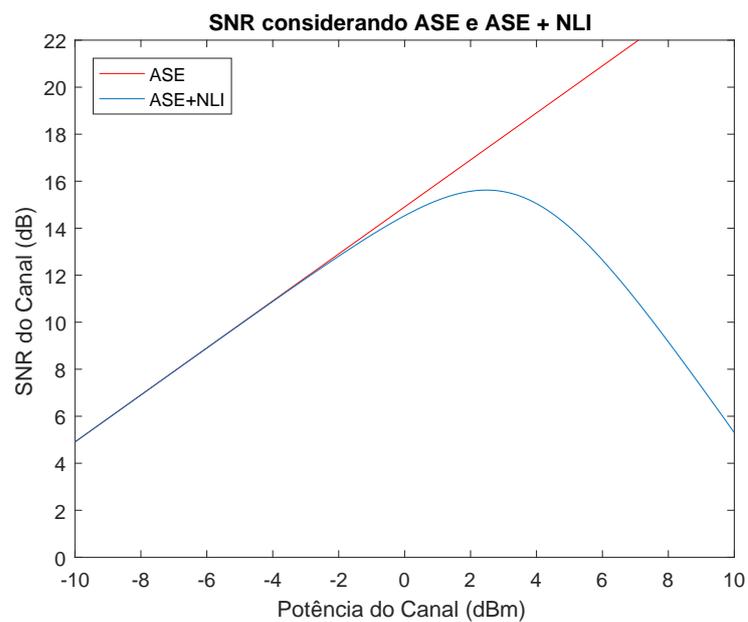
**Figura 19** – Comportamento aditivo do ASE e da não linearidade da fibra.



Fonte: O Autor, 2018.

citado em (ELSON et al., 2017).

**Figura 20** – Dependência do SNR pela potência quando considerado apenas o efeito ASE ou quando considera os efeitos ASE + NLI.



Fonte: O Autor, 2018.

O gráfico do resultado para o canal central 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 com 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 decrescer, 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 a SNR do canal. Neste trabalho usa-se esse fato para buscar escolher a potência que proporcione maior SNR para um dado formato de modulação e que globalmente aumente a eficiência na utilização dos recursos da rede.

### 3.4.1 O Modelo IGN num contexto de Rede

Existe outro modelo, conhecido como modelo GN incoerente (IGN), no qual a interferência coerente entre a NLI gerada em diferentes *spans* pode ser completamente negligenciada. A expressão desse modelo para a PSD não linear no final de um *link* é dada por (POGGIOLINI et al., 2014):

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

em que  $G_{NLI}^n$  é definido como:

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

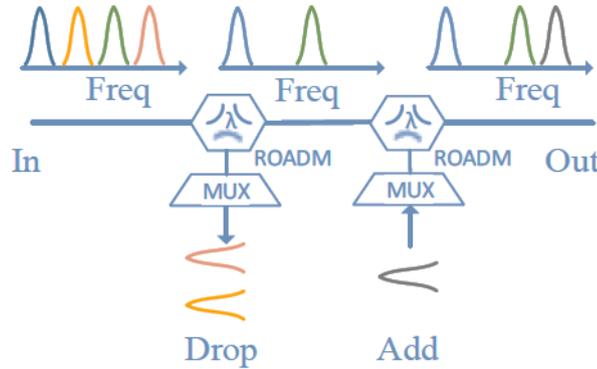
Como pode ser percebido, o modelo IGN é idêntico ao modelo GN, exceto por uma aproximação adicional, isto é, que a acumulação de NLI ocorre incoerentemente. Portanto, o modelo IGN é mais "aproximado" que o modelo GN, de modo que se esperava que ele seja menos preciso.

Entrando, num contexto de redes, por exemplo em redes ópticas de malha, os canais são adicionados e retirados dos *links* pelos ROADMs, o que influencia na interferência não linear inter-canais acumulada (NLI), como exemplificado na Figura 21.

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 os *spans* alterados são recalculados no modelo IGN, enquanto que, no modelo GN, todos os *spans* do caminho após mudança precisam ser recalculados.

Apesar de o modelo IGN ter menor complexidade no ponto de vista de implementação, é importante identificar se o modelo tem precisão suficiente e se produz resultados confiáveis. Em essência, espera-se que o modelo IGN praticamente coincida com o modelo GN para sistemas

**Figura 21** – Esquema representando o fato de um *Add/Drop* no *link* óptico.

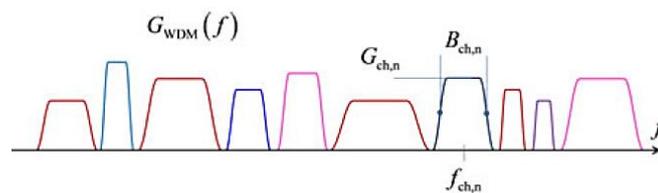


Fonte: <https://community.fs.com/blog/oadm-vs-roadm.html/working-diagram-of-roadm>.

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 do que o modelo GN. Para sistemas de canal único, o modelo IGN pode ser impreciso e não deve ser usado (POGGIOLINI et al., 2014).

Outro aspecto importante é que os canais podem ter diferentes potências de lançamento, taxas de símbolos e espaçamento, como mostrado na Figura 22. Em problemas práticos de análise e projeto, todos esses parâmetros são necessários 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 para 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 22** – 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:

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

em que  $N_l$  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 (*GN reference model* – Equação 3.15). Contudo, mesmo em situações que gerem um erro de 1,5 dB, o impacto que esse erro gera 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 (POGGIOLINI et al., 2014).

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:

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

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

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

em que  $R_{s,i}$  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 PROBLEMA RMLSA E HEURÍSTICAS CIENTES DE IMPERFEIÇÕES DA CAMADA FÍSICA

Neste capítulo aborda-se o problema RSA e sua evolução para um outro problema ao se considerar a QoT do sinal, chamado na literatura de problema RMLSA. É apresentada a estratégia desenvolvida neste trabalho para adaptar uma classe de heurísticas do RSA para o RMLSA, comparando seus resultados para diferentes topologias e configurações de *spans*. Além disso, a estratégia proposta é comparada com uma outra estratégia encontrada na literatura, denominada AMMS.

### 4.1 PROBLEMA RSA E HEURÍSTICAS TRADICIONAIS

Em redes DWDM de grade fixa, os algoritmos de roteamento e alocação de comprimento de onda (RWA) são propostos para gerenciar de maneira simultânea o encaminhamento de comprimento de onda e a sua atribuição, a fim de obter a melhor solução para implementação da requisição. No problema RWA convencional, a atribuição do roteamento e comprimento de onda de uma demanda é otimizada para obter o uso mínimo de recursos. O problema RSA (WANG; CAO; PAN, 2011) em EONs é similar ao problema RWA da rede DWDM. No DWDM, uma demanda é transmitida em uma banda de 50 GHz com uma frequência central discreta e fixa. Já nas EONs, a banda de 50 GHz é subdividida em vários *slots* de largura de banda estreitos. Assim, nos algoritmos RSA, a tradicional restrição de continuidade de comprimento de onda é transformada na restrição de continuidade de espectro. Além dessa restrição, o problema de roteamento e alocação de espectro exige que as subportadoras, pertencentes ao caminho óptico, sejam roteadas de forma contígua utilizando faixas de espectro sequenciais ao longo de toda a rota. Assim, pode-se resumir o problema RSA em EONs como um problema de escolha de caminho óptico para as demandas e atribuição cuidadosa do espectro necessário para elas, a fim de economizar recursos de rede para atender todas as demandas ou dado um recurso atender o máximo de demandas.

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, os caminhos ópticos são estabelecidos *off-line* e o objetivo do problema estático do RSA é minimizar o número de sub-portadoras de rede para atender totalidade das demandas (WANG; CAO; PAN, 2011). No segundo, as requisições dos clientes chegam dinamicamente à rede, 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.

Este trabalho concentrou-se na fase de planejamento da rede óptica elástica, ou seja, o

caso RSA *off-line*, que é conhecido por ser um problema NP-completo (CHRISTODOULOUPOULOS; TOMKOS; VARVARIGOS, 2010). Além disso, é importante destacar que a principal dificuldade no trabalho com alocação de recursos *off-line* vem do fato de se visar otimizar o estabelecimento de todas as conexões e minimizar os recursos utilizados ao mesmo tempo. Nessa dissertação é considerado que não há bloqueio por falta de *slots*, apenas quando o canal não atinge a QoT necessária para transmissão.

Portanto, algumas estratégias de roteamento foram propostas com o objetivo de melhorar o desempenho das redes elásticas em termos de economia do espectro e assim, reduzir a quantidade de *slots* usados. Por exemplo, em (WANG; CAO; PAN, 2011), são apresentados os algoritmos chamados de SPSR (*Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse*) e BLSA (*Balanced Load Spectrum Allocation*), e em (JÚNIOR et al., 2015) o algoritmo BSR (*Best among the Shortest Routes*) foi também apresentado. Todos eles são heurísticas que usam variações do conceito de escolher 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 (CAI et al., 2013) (FENG; DOULIGERIS; KLINKOWSKI, 2015). As três heurísticas serão definidas em detalhe nas subseções seguintes.

#### 4.1.1 SPSR

Para entender a heurística SPSR (*Shortest Path with Maximum Spectrum Reuse*), considere um conjunto de requisições  $SP$  representadas por pares  $SP_i = \langle p_i, t_i \rangle$ , onde  $p_i$  é a rota e  $t_i$  é o tamanho da requisição em termos de *slots* para a  $i$ -ésima requisição da rede. Intuitivamente, quanto mais reutilização de subportadora puder ser alcançada, mais se reduz o número máximo de subportadoras da rede (utilização da rede). O SPSR inicia por calcular a rota mais curta para cada demanda, chamado de *Dijkstra*. Depois disso, ele faz uso da alocação de reutilização máxima de espectro, chamada de algoritmo MRSA. O algoritmo MRSA está descrito no Algoritmo 1 (WANG; CAO; PAN, 2011).

Na linha 1 do Algoritmo 1, as requisições são ordenadas de acordo com o tamanho de suas demandas de tráfego. Requisições com maiores demandas têm uma prioridade maior devido ao fato da premissa de continuidade e contiguidade fazerem essas requisições mais difíceis de serem alocadas no espectro. É importante destacar que somente fibras distintas podem utilizar ao mesmo tempo as mesmas subportadoras. No *loop* da linha 2 do Algoritmo 1, todas as requisições em  $SP$  são alocadas da seguinte forma: Na linha 3, um conjunto auxiliar  $J$  de requisições é iniciado como vazio, pois tem como objectivo gravar o conjunto de caminhos de espectro que são acomodados na iteração atual do *loop* da linha 2; Na linha 4, se mais de uma requisição apresentar o maior valor de demanda do conjunto  $SP$ , a escolha é feita de maneira aleatória; Na linha 5, a requisição é alocada no espectro usando o *First-Fit* (ROSA et al., 2012). Na sequência (linha 6), o conjunto  $J$  recebe a requisição recém alocada na linha 5; O *loop* da linha 7 aloca todas as requisições de  $SP$  que apresentam caminhos disjuntos às demandas contidas no

---

**Algorithm 1** *Maximum Reuse Spectrum Allocation (MRSA)*


---

**Require:** Conjunto  $SP$  de todas as requisições da rede;

**Ensure:** Alocação das requisições no espectro da rede;

- 1: Ordenação das requisições do conjunto  $SP$  de forma decrescente quanto a demanda (em número de *slots*);
  - 2: **while**  $SP \neq \emptyset$  **do**
  - 3:    $J \leftarrow \emptyset$ ;
  - 4:   Primeira requisição  $SP_j$  é retirada de  $SP$ ;
  - 5:   Alocação da requisição  $\langle p_j, t_j \rangle$  com First Fit;
  - 6:    $J \leftarrow J \cup SP_j$ ;
  - 7:   **for all** requisições em  $SP$  **do**
  - 8:     Requisição  $SP_j$  em  $SP$  é selecionada;
  - 9:     **if**  $p_j$  é disjunto de todos os caminhos em  $J$  **then**
  - 10:      Retira a requisição  $SP_j$  de  $SP$ ;
  - 11:      Alocação da requisição  $\langle p_j, t_j \rangle$  com First Fit.
  - 12:       $J \leftarrow J \cup SP_j$ ;
  - 13:     **end if**
  - 14:   **end for**
  - 15: **end while**
- 

conjunto  $J$ ; Nota-se, a partir da linha 12, que cada requisição alocada é adicionada no conjunto  $J$  iterativamente.

#### 4.1.2 BLSA

A segunda heurística de RSA estudada neste trabalho é o BLSA (*Balanced Load Spectrum Allocation*). O BLSA determina o roteamento através do balanceamento de carga no interior da rede, com o intuito de reduzir o número máximo de subportadoras alocadas em uma fibra. O Algoritmo 2 representa a heurística do BLSA (WANG; CAO; PAN, 2011).

Na linha 1 do Algoritmo 2, o conjunto  $T$  é ordenado de forma decrescente à sua demanda. Se mais de uma requisição apresentar o maior valor de demanda, a escolha da linha 2 é feita de forma aleatória. Para essa primeira requisição selecionada, a heurística de  $k$  menores caminhos é realizada. Nessa heurística, os caminhos são gerados a partir da análise do número de *hops* de cada possível opção e as  $k$  menores são selecionadas. Como o espectro está vazio para essa primeira requisição, é escolhido aleatoriamente uma das  $k$  rotas, conforme apresentado na linha 3. Na linha 4 a requisição  $j$  é salva no conjunto  $SP$ ; O *loop* para determinar os caminhos de todas as demandas em  $T$  é feito na linha 5. Após fazer a heurística de  $k$  menores caminhos para a requisição  $j$  retirada de  $T$  (linhas 6 e 7), o caminho  $p_j$  selecionado é aquele que minimiza a carga  $L_a$  de sua fibra mais congestionada, dentre cada uma das  $k$  opções. A equação 4.1 calcula a carga da fibra  $a$  pertencente ao caminho  $p_j$ :

$$L_a = \sum_{a \in p_j} t_j + GB(I_a - 1) \quad (4.1)$$

---

**Algorithm 2** *Balanced Load Spectrum Allocation (BLSA)*


---

**Require:** Conjunto de demandas ( $T$ ) com o número de *slots* por requisição;

**Ensure:** Utilização da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

- 1: Ordenação das demandas em  $T$  de forma decrescente quanto ao número de *slots*;
  - 2: Primeira requisição  $j$  é retirada de  $T$ ;
  - 3: A rota  $p_j$  é escolhida aleatoriamente dentre uma das opções oferecidas pela Heurística de  $k$ -menores caminhos;
  - 4: Salva o conjunto  $\langle p_j, t_j \rangle$  em  $SP$ ;
  - 5: **while**  $T \neq \emptyset$  **do**
  - 6:   Primeira requisição  $j$  é retirada de  $T$ ;
  - 7:   A heurística de  $k$ -menores caminhos é usada para se obter as possíveis rotas candidatas;
  - 8:   A Equação 4.1 é usada para calcular a carga de cada enlace das rotas candidatas com os caminhos ópticos do conjunto  $SP$ ;
  - 9:   A rota  $p_j$  é definida como sendo a rota que minimiza a carga do link de maior carga das  $k$  rotas;
  - 10:   Salva o conjunto  $\langle p_j, t_j \rangle$  em  $SP$ ;
  - 11: **end while**
  - 12: O algoritmo MRSA é utilizado para alocar as requisições de  $SP$  no espectro.
- 

em que  $GB$  é a banda de guarda e  $I_a$  é o número total de requisições de espectro que usam a fibra  $a$ . Após a escolha da rota, a requisição é gravada em  $SP$ , conforme apresentado na linha 10. Por fim, na linha 12, as requisições do conjunto  $SP$  são alocadas usando o Algoritmo 1.

### 4.1.3 BSR

Por fim, esta seção apresenta o BSR (*Best among the Shortest Routes*) que pertence à classe de roteamento fixo e é proposto para EON. Ao contrário das últimas duas estratégias, o BSR usa os resultados de um processo iterativo na tentativa de encontrar a melhor solução, em termos de utilização espectral da rede, para o conjunto de caminhos fixos mais curtos a serem usados durante a operação da rede. O objetivo da BSR é, como no BLSA, equilibrar a carga entre os ligações de rede, a fim de reduzir o número de sub-portadoras usadas. Dois pontos fazem com que o BSR difira do BLSA: o cálculo do custo para cada fibra, que depende das iterações passadas, e o fato de que a solução escolhida é o resultado da análise de  $M$  iterações simuladas. Essas duas mudanças fazem com que o BSR se mostre uma melhor estratégia, em que utilizando as mesmas requisições de tráfegos, menos sub-portadoras são usadas pela rede para efetuar as transmissões. O Algoritmo 3 descreve o funcionamento do BSR.

Explicando o Algoritmo 3, observa-se que inicialmente uma solução para determinação dos caminhos para cada par origem-destino é definida usando *Dijkstra* e custos unitários. Após isso, para cada iteração  $i$  do BSR, uma nova solução de roteamento  $S_i$  é encontrada e simulada usando custos dos enlaces atualizados. Os resultados da simulação realizada na  $i$ -ésima iteração são os valores da utilização de cada enlace da rede ( $u_i(l)$ ) e o desempenho da rede em termos de alocação de *slots* atribuídos com a solução de roteamento  $S_i$ , ou utilização da rede ( $U_i$ ). A ideia básica deste algoritmo é ajustar, na iteração  $i + 1$ , o custo de cada enlace com uma pequena

---

**Algorithm 3** Best among the Shortest Routes (BSR)
 

---

**Require:** Conjunto de demandas ( $T$ ) com o número de *slots* por requisição;

**Ensure:** Utilização da Rede ( $u_{best}$ ) e Caminhos ópticos por requisição;

- 1: **for all** Enlaces ( $l$ ) na rede **do**
  - 2:    $c_i(l) \leftarrow 1$ ;
  - 3: **end for**
  - 4:  $U_{best} \leftarrow \infty$ ;
  - 5:  $M \leftarrow$  número total de iterações;
  - 6: **for**  $i = 1$  to  $M$  **do**
  - 7:   O conjunto  $P$  de menores caminhos para cada par origem-destino da rede é determinado usando o *Dijkstra* e considerando os custos  $c_i(l)$ ;
  - 8:    $SP \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
  - 9:   O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições do  $SP$  no espectro;
  - 10:    $u_i \leftarrow$  índice da maior subportadora alocada na rede;
  - 11:   **if**  $u_i < u_{best}$  **then**
  - 12:      $SP_{best} \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
  - 13:      $u_{best} \leftarrow u_i$
  - 14:   **end if**
  - 15:   Os custos de todas as fibras  $c_{i+1}(l)$  são atualizados segundo a Equação 4.2;
  - 16: **end for**
  - 17: Ao final das iterações, aplica-se o algoritmo MRSA para alocar no espectro as requisições da melhor solução encontrada ( $SP_{best}$ );
- 

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:

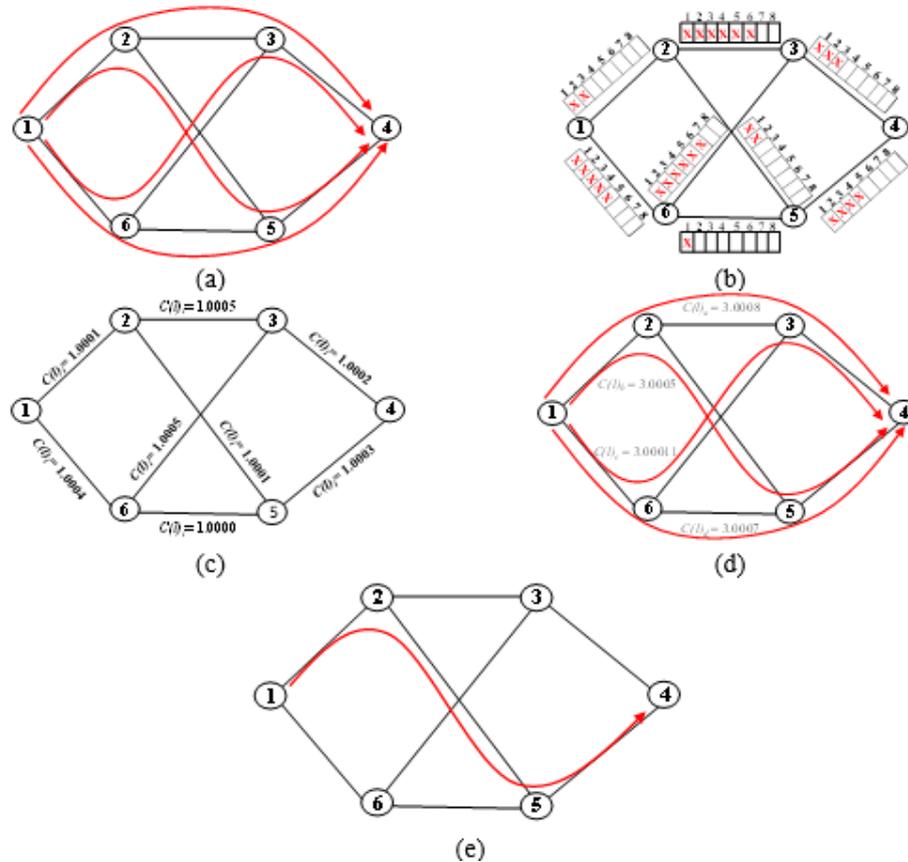
$$c_{i+1}(l) = \alpha c_i(l) + (1 - \alpha)u_i(l) \quad (4.2)$$

em que,  $l$  é um enlace pertencente à rede,  $c_i(l)$  é o custo do enlace  $l$  na  $i$ -ésima iteração,  $u_i(l)$  é a utilização do enlace  $l$  obtida via simulação na  $i$ -ésima iteração, isto é, a soma dos *slots* alocados no enlace  $l$  e  $\alpha$  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. A referência da literatura determina o valor empiricamente de  $\alpha$  como igual a 0,9999 (JÚNIOR et al., 2015).

Na iteração do BSR, os resultados de desempenho da rede são analisados e o resultado que apresentar melhor desempenho, em termos de utilização espectral, é escolhido como solução ideal na fase de planejamento. Neste trabalho, todas as simulações com o BSR utilizam 2000 iterações como padrão. Esse número foi o valor experimental obtido no qual se percebeu que, para todas as topologias, o algoritmo convergia.

Por fim para exemplificar o funcionamento do BSR, um exemplo do seu passo a passo foi ilustrado na Figura 23. Suponha que haja uma requisição de um *slot* do nó origem 1 para o nó destino 4. Suponha também que o peso de cada enlace seja igual a 1. Ao observar a Figura 23a,

**Figura 23** – Esquema representativo do BSR.



Fonte: Algoritmos para Roteamento e Alocação de Espectro em Redes Ópticas Elásticas.

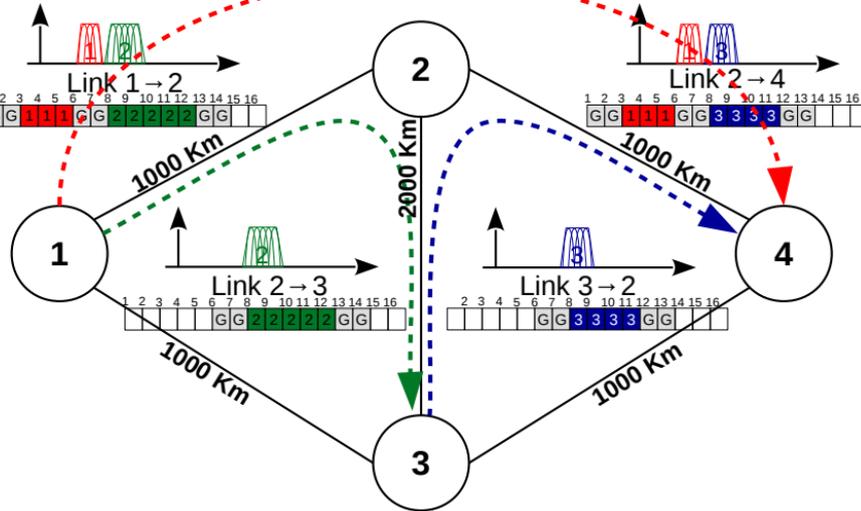
percebe-se que existem quatro possíveis caminhos mais curtos por onde essa requisição pode ser estabelecida. Então, é necessário escolher um, dentre estes, para disponibilizar à requisição. A Figura 23b apresenta uma rede elástica, com os respectivos *slots* alocados por enlace na iteração  $i$  do algoritmo. Neste exemplo, cada enlace contém oito *slots*, dos quais aqueles marcados com “x” estão alocados. Ao aplicar a Equação 4.2 tem-se os valores de  $c_{i+1}(l)$  para cada enlace (Figura 23c). Deve-se, portanto, escolher um caminho para alocar a requisição do nó 1 para o 4. Para isto, o custo de cada caminho é computado (Figura 23d). 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 23e).

## 4.2 ESTRATÉGIAS PARA SOLUÇÃO DO PROBLEMA RMLSA

Recentemente, o problema RSA evoluiu para um outro problema NP-completo chamado RMLSA (*Routing, Modulation Level, and Spectrum Allocation*). O problema RMLSA foi inicialmente apresentado em (CHRISTODOULOPOULOS; TOMKOS; VARVARIGOS, 2011), onde os autores adicionam o formato de modulação ao problema RSA. Isso se deve ao fato da tecnologia O-OFDM dar flexibilidade para escolher um entre vários formatos de modulação para cada requisição, escolhendo a que melhor se adapta no espectro, de acordo com a distância de

transmissão. A Figura 24 exemplifica bem o problema RMLSA.

**Figura 24** – Esquema representativo do problema RMLSA.



Fonte: Potencializando a Modulação Adaptativa com Roteamento em Múltiplos Saltos em Redes Ópticas Elásticas.

No exemplo da Figura 24, considere que o caminho óptico “1” (linha vermelha), formado por 3 *slots*, seja modulado com o nível de modulação QPSK. Por outro lado, o caminho óptico “2” (linha verde), formado por 5 *slots*, é modulado com o nível de modulação BPSK, por percorrer uma distância maior na fibra, 1000 Km a mais que a vermelha. Logo, embora o caminho óptico “2” tenha mais *slots* que o caminho óptico “1”, sua capacidade de banda é inferior, pois utiliza um formato de modulação que transmite menos bits. Esse caso ilustra bem o problema RMLSA, onde a decisão de caminho e alocação levam em consideração os aspectos do formato de modulação de cada sub-portadora e a distância percorrida na fibra.

Vendo a real necessidade desse problema em aplicações práticas de rede, o problema RMLSA continuou sendo investigado em (WAN; HUA; ZHENG, 2012), onde os autores avaliam os efeitos da modulação adaptativa. Os autores propõem um esquema de modulação adaptativa para o problema RSA denominado mAdap. A cada requisição, o algoritmo escolhe o formato de modulação com melhor eficiência espectral disponível na rede e 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, é verificado se a distância percorrida nessa rota atende os requisitos mínimos de QoT da modulação. Caso a rota atenda, 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

QoS da modulação, a requisição também é bloqueada. Contudo, esse modelo não investiga o uso de múltiplos saltos na topologia virtual (roteamento *multihop*).

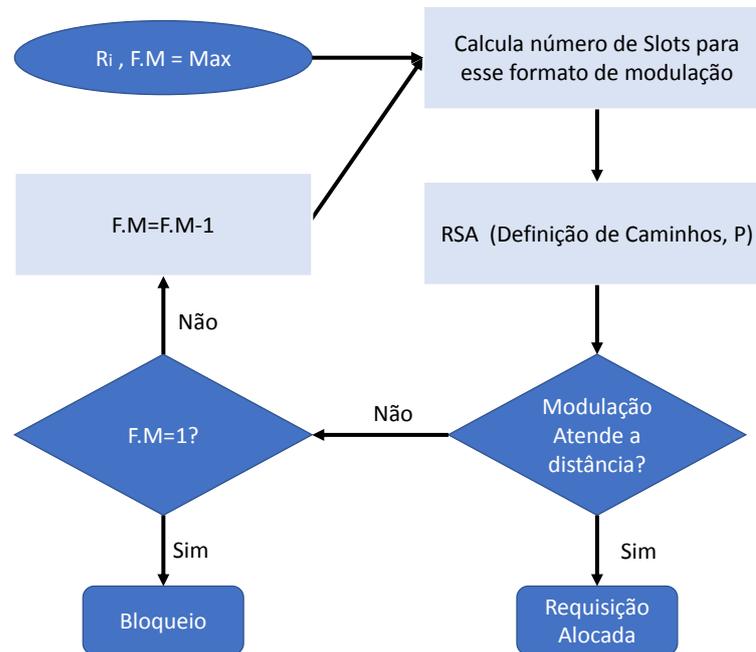
Como mostrado na seção anterior, diversos algoritmos para a alocação de recursos em redes EON têm sido propostos na literatura. Contudo, estudos mais profundos precisam ser feitos para demonstrar a eficácia deles para essa nova abordagem e sua viabilidade. Nas seções a seguir, é abordado a evolução do mAdap para topologias com múltiplos saltos, chamada AMMS (*Adaptive Modulation Multi-hop Schema*) (COSTA; DRUMMOND, 2017) aplicada nas 3 estratégias de RSA apresentadas anteriormente. Além disso, é apresentada a proposta de solução deste trabalho para o RMLSA e as devidas comparações com os resultados da estratégia clássica da literatura.

#### 4.2.1 Adaptação Clássica - Adaptive Modulation Multi-hop Schema

A proposta denominada AMMS (*Adaptive Modulation Multi-hop Schema*), apresentada no trabalho (COSTA; DRUMMOND, 2017), permite a utilização de qualquer abordagem RSA clássica para resolver o problema RMLSA. O AMMS tem como objetivo atribuir níveis de modulação adequados associados 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 para 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 QoS aceitável na rede.

O fluxograma dessa estratégia pode ser encontrada na Figura 25. A cada chegada de requisição  $R_i$ , o esquema escolhe o formato de modulação ( $F.M$ ) mais espectralmente eficiente disponível na rede. Em seguida, calcula quantos *slots* aquele formato de modulação precisa e executa a rotina para encontrar o menor caminho para a requisição, sabendo os pontos de origem e destino e o número de *slots* para o nível de modulação  $F.M$ , definindo o caminho “P”. Em seguida, o algoritmo verifica se o número de saltos em “P” é maior que o permitido pelo alcance máximo do formato  $F.M$ . Se não for, o caminho “P” é aceito na rede. Caso contrário, decrementa-se  $F.M$  e executa-se os passos anteriores novamente. Este laço é executado até  $F.M = 1$ . Se mesmo assim a requisição não é alocada, isso significa que o QoS não foi alcançado mesmo com o formato de modulação de maior alcance, o que caracteriza um bloqueio de requisição.

Com relação às distâncias máximas necessárias para que as modulações possuam uma taxa de transmissão com QoS aceitável na rede, a Tabela 5 mostra os valores usados pelo AMMS. Para encontrar esses valores, o AMMS seguiu a lei da meia distância de (BOCOI et al., 2009), que assume ao reduzir pela metade a distância de um formato de modulação, é possível mudar o formato de modulação para um que fornece 1 bit a mais por símbolo sem que o nível QoS seja

**Figura 25** – Fluxograma AMMS.

Fonte: O Autor, 2018.

comprometido. Esse conceito, apesar de ter sido apresentado em 2009, continua sendo usado em trabalhos da literatura internacional até os dias de hoje (TOMASSILLI; JAUMARD; GIROIRE, 2018; ZHAO et al., 2018).

**Tabela 5** – Alcances máximos adotados na AMSS para cada formato de modulação.

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

Fonte: Novo Esquema para Provisão de Modulação Adaptativa em Redes Ópticas Elásticas.

É necessário explicitar ainda mais para o leitor a lógica usada nas junções das 3 heurísticas do RSA com esse método de escolha para os formatos de modulação, feitos neste trabalho. Para isso, o pseudo-código do SPSR com AMMS, BLSA com AMMS e BSR com AMMS são apresentados nos Algoritmos 4, 5 e 6, respectivamente.

---

**Algorithm 4** *SPSR com AMMS*


---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxas de transmissão e Potências dos Canais;

**Ensure:** Utilização da Rede, Bloqueio da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

- 1: Heurística do Dijkstra é usada para definir as menores rotas ( $P$ ) para cada par de nó origem-destinos da rede;
  - 2: O formato de modulação ( $FM_i$ ) é escolhido para cada rota, sendo esse o de maior eficiência espectral disponível que não ultrapasse o limite descrito na Tabela 5;
  - 3: Com os formatos de modulação, o conjunto ( $T$ ) com os tamanhos em slots  $t_i$  de todas as requisições  $i$  são definidas;
  - 4:  $SP \leftarrow \langle P, T \rangle$ ;
  - 5: O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no espectro;
  - 6:  $bloqueio \leftarrow 0$ ;
  - 7:  $N \leftarrow$  Número total de requisições da rede;
  - 8: **for**  $i = 1$  até  $N$  **do**
  - 9:    $FM_i \leftarrow$  formato de modulação da requisição  $i$ ;
  - 10:    $SNR_i \leftarrow$  SNR da requisição  $i$  é calculado usando as Equações 3.23, 3.26, 3.27 e 3.28;
  - 11:   **if**  $SNR_i < SNR_{requerido}(FM_i)$  **then**
  - 12:      $bloqueio \leftarrow bloqueio + 1$ ;
  - 13:     Requisição  $i$  é retirada do conjunto  $\langle P, T \rangle$ ;
  - 14:   **end if**
  - 15: **end for**
  - 16: O conjunto final  $\langle P, T \rangle$  é alocada no espectro usando o MRSA;
  - 17: Utilização final é definida;
-

---

**Algorithm 5** *BLSA com AMMS*


---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxas de transmissão e Potências dos Canais;

**Ensure:** Utilização da Rede, Bloqueio da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

- 1:  $SP \leftarrow \emptyset$ ;
  - 2:  $W \leftarrow$  Conjunto de todas as requisições na rede;
  - 3: **while**  $W \neq \emptyset$  **do**
  - 4: A requisição  $i$  no conjunto  $W$  é selecionada aleatoriamente;
  - 5: A heurística de  $k$ -menores caminhos é usada na requisição  $i$  para se obter as possíveis rotas candidatas;
  - 6: Para cada um dos  $k$  caminhos, o formato de modulação é escolhido, sendo esse o de maior eficiência espectral disponível que não ultrapasse o limite descrito na Tabela 5;
  - 7: Com os formatos de modulação, os  $k$  tamanhos em *slots*  $t_i$  da requisição  $i$  são definidos;
  - 8: A Equação 4.1 é usada para calcular a carga de cada enlace das rotas candidatas com os caminhos ópticos do conjunto  $SP$ ;
  - 9: A rota  $p_i$  é definida como sendo a rota que minimiza a carga do link de maior carga das  $k$  rotas;
  - 10: Salva o conjunto  $\langle p_i, t_i \rangle$  em  $SP$ ;
  - 11: Retira a requisição  $i$  de  $W$ ;
  - 12: **end while**
  - 13: O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$ ;
  - 14:  $bloqueio \leftarrow 0$ ;
  - 15:  $N \leftarrow$  Número total de requisições da rede;
  - 16: **for**  $i = 1$  até  $N$  **do**
  - 17:  $F.M_i \leftarrow$  formato de modulação da requisição  $i$ ;
  - 18:  $SNR_i \leftarrow$  SNR da requisição  $i$  é calculado usando as Equações 3.23, 3.26, 3.27 e 3.28;
  - 19: **if**  $SNR_i < SNR_{requerido}(F.M)$  **then**
  - 20:  $bloqueio \leftarrow bloqueio + 1$ ;
  - 21: Requisição  $i$  é retirada do conjunto  $SP$ ;
  - 22: **end if**
  - 23: **end for**
  - 24: O conjunto final  $SP$  é alocada no espectro usando o MRSA;
  - 25: Utilização final é definida;
-

---

**Algorithm 6** BSR com AMMS
 

---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxas de transmissão e Potências dos Canais;

**Ensure:** Utilização da Rede ( $u_{best}$ ), Bloqueio da Rede ( $B_{best}$ ) e Caminhos ópticos por requisição;

```

1: for all Enlaces ( $l$ ) na rede do
2:    $c_i(l) \leftarrow 1$ ;
3: end for
4:  $u_{best} \leftarrow \infty$ ;
5:  $B_{best} \leftarrow \infty$ ;
6:  $M \leftarrow$  número total de iterações;
7: for  $i = 1$  até  $M$  do
8:   O conjunto  $P$  de menores caminhos para cada par origem-destino da rede é determinado
   usando o Dijkstra e considerando os custos  $c_i(l)$ ;
9:   Para cada caminho, o formato de modulação é escolhido, sendo esse o de maior eficiência
   espectral disponível que não ultrapasse o limite descrito na Tabela 5;
10:   $T \leftarrow$  conjunto de slots para cada requisição a partir dos formatos de modulação;
11:   $SP \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
12:  O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no espectro;

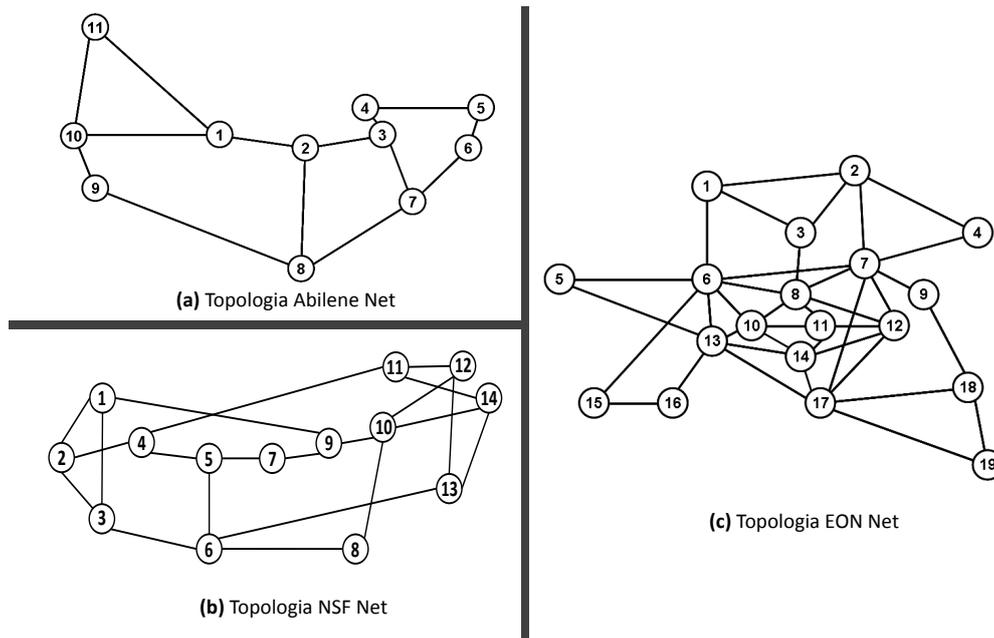
13:   $u_i \leftarrow$  índice da maior subportadora alocada na rede;
14:   $bloqueio \leftarrow 0$ ;
15:   $N \leftarrow$  Número total de requisições;
16:  for  $j = 1$  até  $N$  do
17:     $F.M_j \leftarrow$  formato de modulação da requisição  $j$ ;
18:     $SNR_j \leftarrow$  SNR da requisição  $j$  é calculado usando as Equações 3.23, 3.26, 3.27 e 3.28;

19:    if  $SNR_j < SNR_{requerido}(F.M_j)$  then
20:       $bloqueio \leftarrow bloqueio + 1$ ;
21:      Requisição  $j$  é retirada do conjunto  $SP$ ;
22:    end if
23:  end for
24:  Simula-se as alocações no espectro do conjunto final  $SP$  usando o MRSA;
25:   $u_i \leftarrow$  Utilização final;
26:  if ( $bloqueio < B_{best}$ ) ou ( $bloqueio = B_{best}$  e  $u_i < u_{best}$ ) then
27:     $u_{best} \leftarrow u_i$ ;
28:     $B_{best} \leftarrow bloqueio$ ;
29:     $SP_{best} \leftarrow SP$ ;
30:  end if
31:  Os custos de todas as fibras  $c_{i+1}(l)$  são atualizados segundo a Equação 4.2.
32: end for
33: Ao final das iterações, aplica-se o algoritmo MRSA para alocar no espectro a melhor solução
   encontrada ( $SP_{best}$ );

```

---

As heurísticas descritas foram simuladas em três topologia diferentes: rede Abilene com 11 nós, rede NSF (*National Science Foundation*) com 14 nós e a rede EON (*European Optical Network*) com 19 nós. A Figura 26 ilustra a configuração dessas topologias.

**Figura 26 – Topologias Simuladas.**

Fonte: Potencializando a Modulação Adaptativa com Roteamento em Múltiplos Saltos em Redes Ópticas Elásticas.

Neste trabalho, o conceito de bloqueio em uma rede significa um canal cuja  $SNR$  tem valor menor que o  $SNR$  requerido do seu formato de modulação. No caso dos canais que não atingiram o nível mínimo de  $SNR$ , os mesmos não são alocados na rede, não fazendo parte do cálculo da utilização espectral.

Para as simulações, considerou-se que todos os canais possuíam as mesmas potências de lançamento e a mesma taxa de bit requerida de 300 Gbits/s. Os gráficos a seguir refletem a relação entre a quantidade de bloqueio na rede e utilização espectral, para as diferentes estratégias do RSA, com potência de lançamento dos canais variando entre  $-5$  dBm à  $5$  dBm. Vale destacar também que foram simuladas em três configurações de *spans*. As três configurações estão descritas na Tabela 6. Por uma questão de melhorar a visualização nos gráficos, os comprimentos  $L$  foram divididos em 100 Km, 80 Km e 60 Km.

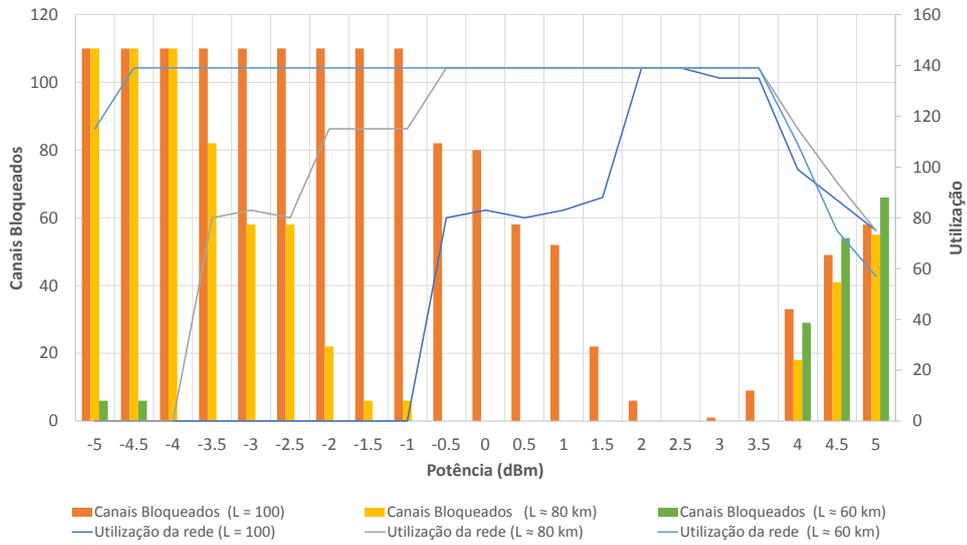
**Tabela 6 – Tabela com as configurações dos Spans nas Redes.**

Parâmetro	1 <sup>a</sup> Situação	2 <sup>a</sup> Situação	3 <sup>a</sup> Situação
Tamanho do Span [Km]	100	83,34	62,5
Ganho do Amplificador [dB]	22	18,34	13,75
Número de Spans por enlace	10	12	16

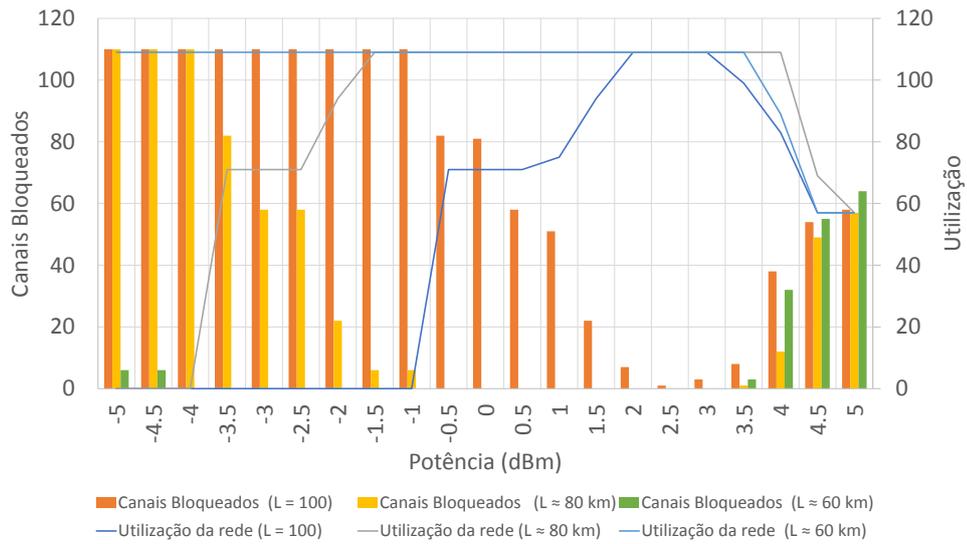
Fonte: O Autor, 2018.

**Figura 27 – Resultados com a Rede Abilene.**

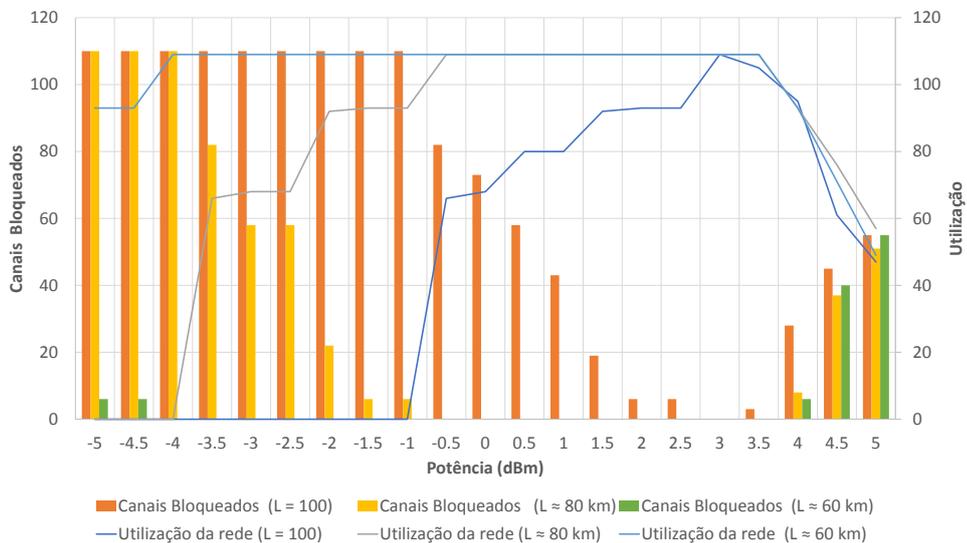
**(a) SPSR + AMMS.**

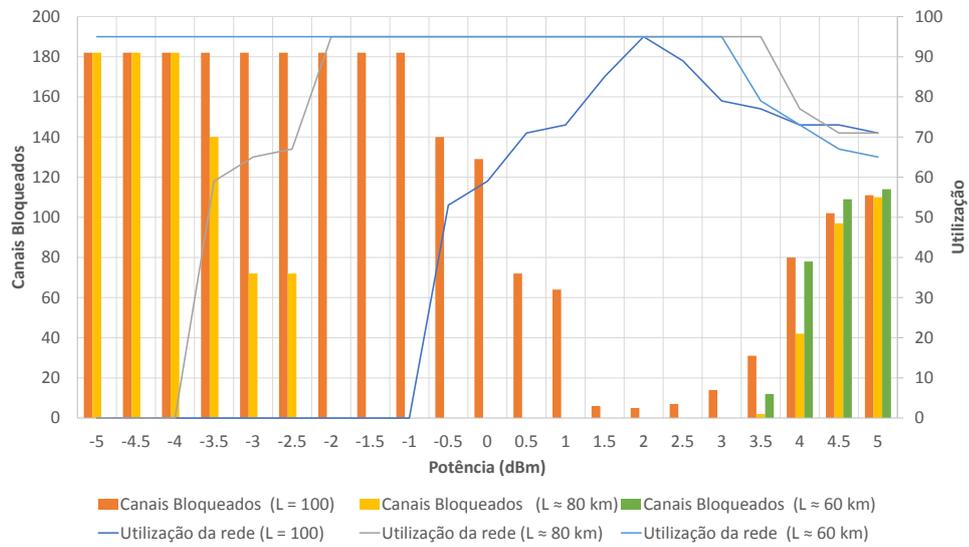
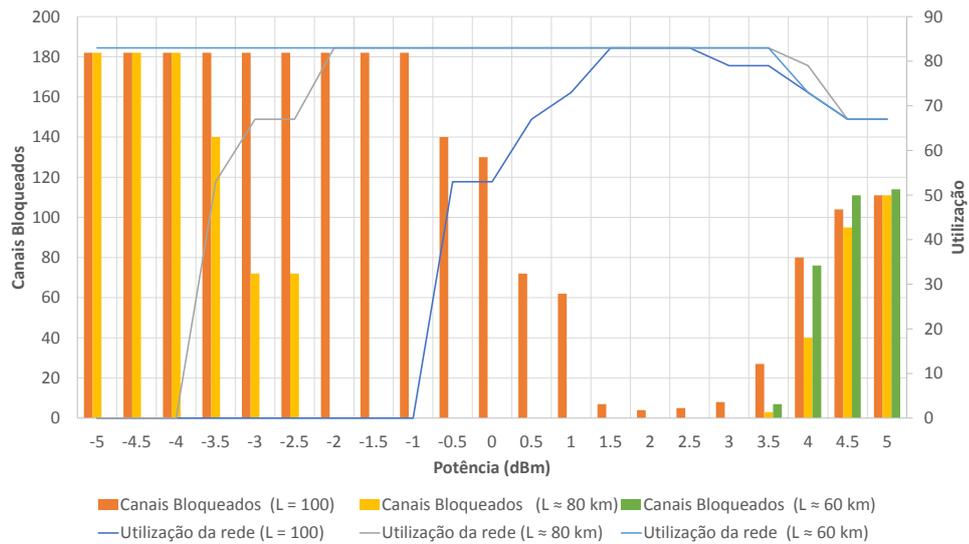
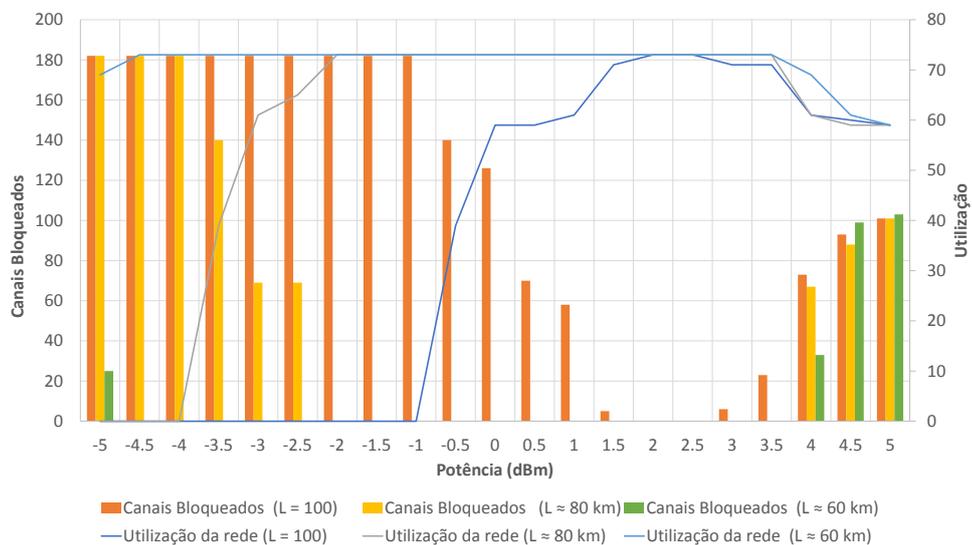


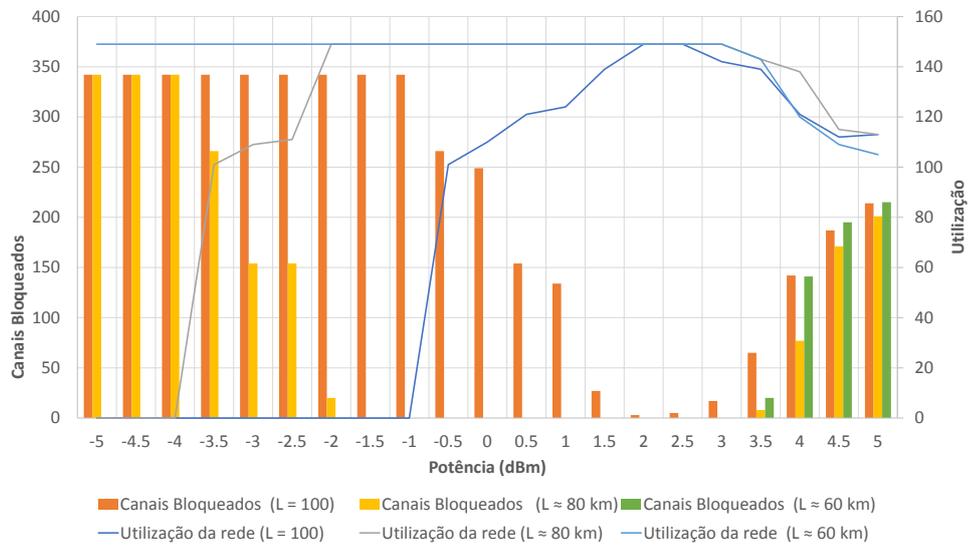
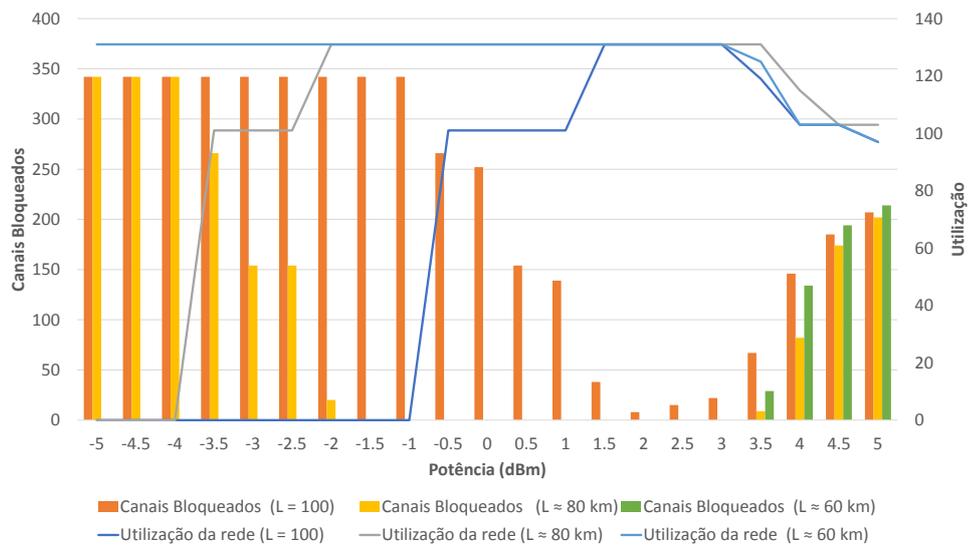
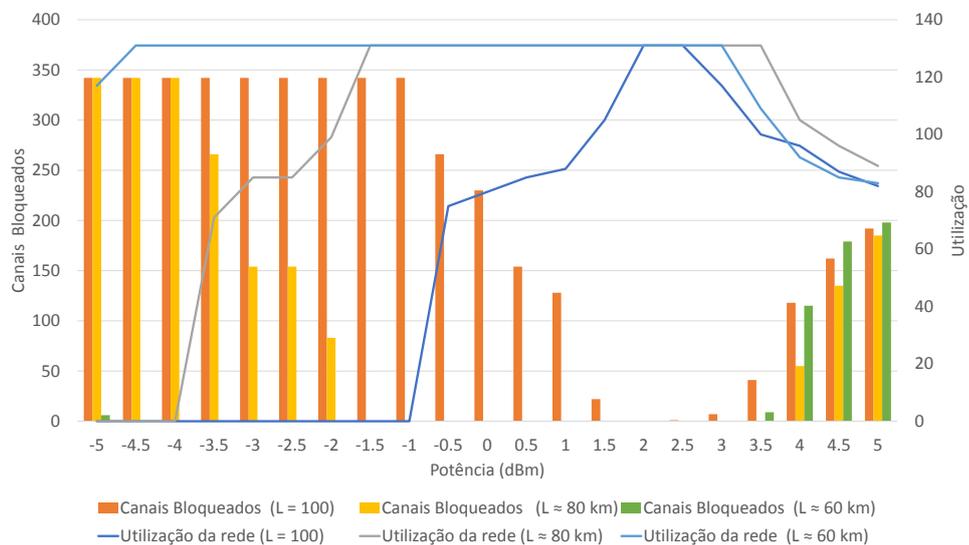
**(b) BLSA + AMMS.**



**(c) BSR + AMMS.**

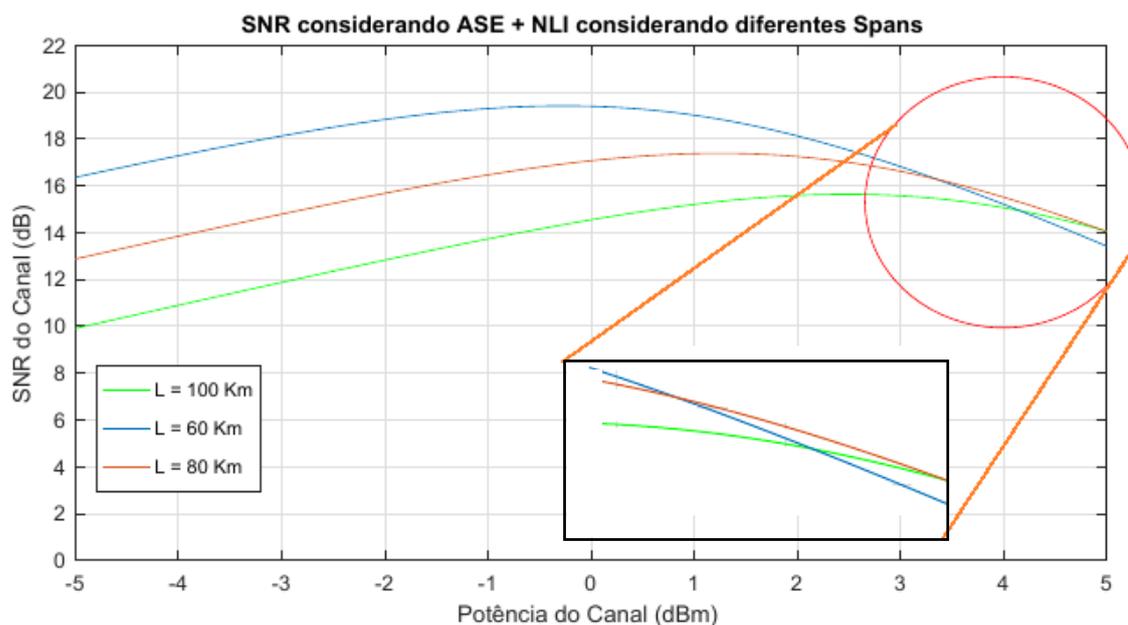


**Figura 28 – Resultados com a Rede NSF.****(a) SPSR + AMMS.****(b) BLSA + AMMS.****(c) BSR + AMMS.**

**Figura 29 – Resultados com a Rede EON.****(a) SPSR + AMMS.****(b) BLSA + AMMS.****(c) BSR + AMMS.**

Para tentar entender a dependência dos efeitos não lineares com as configurações de *span* do enlace, foi realizado um estudo a partir dos gráficos de SNR. A Figura 30 mostra a dependência do SNR de um canal central alocado entre dois outros canais idênticos com mesma potência e banda espectral de 50GHz, variando a potência de lançamento do canal e usando as três configurações de *spans*.

**Figura 30** – Variação do SNR do canal com a configuração do Span



Fonte: O Autor, 2018.

Observando os gráficos acima, pode-se chegar a certas conclusões sobre o comportamento desses procedimentos. Essas conclusões são:

1. **Para baixas potências:** Como percebido na Figura 30, o fato de mudar a configuração do *span* alterou drasticamente os valores de SNR na baixa potência. Isso se deu pelo fato de que em *spans* menores o número de amplificadores aumenta. Contudo, o valor do ganho do amplificador cai e introduz menos ruído ASE. A Equação 3.28 mostra bem isso, visto que o número de *spans* tem uma relação direta com o  $G_{ASE}$ , enquanto o ganho do amplificador tem uma relação de maior intenção com o valor do  $G_{ASE}$ , pois é proporcional a  $10^{Ganho/10}$ . Logo, ao diminuir o tamanho do *span*, o ganho do amplificador diminui por consequência, o que faz com que os ruídos por ASE diminuam. Os resultados em todas as redes e usando todas as heurísticas confirmaram esse fato. Para potências abaixo de 0 dBm, a configuração com o tamanho de *span* igual a 100km começa a bloquear antes do que as com de 80km e 60km, pois o efeito ASE no primeiro é maior e faz com que seu SNR seja prejudicado. Neste contexto a não linearidade não é relevante. Além disso, como descrito anteriormente, quando há bloqueio de todos os canais não há utilização do espectro da rede.

2. **Para altas potências:** Neste caso, a não linearidade domina a parcela referente ao ruído no cálculo de SNR. Na Equação 3.23 é observado que esse fator tem a dependência proporcional a  $N_{spans} * L_{eff}^2$ . Assim, para diferentes tipos de configurações, percebemos que para altas potências, os cenários que usam menores comprimentos de *span* sofrem mais com a não linearidade, podendo ter seu SNR resultante menor que uma configuração com maiores *spans*, mesmo sofrendo menos com o ASE. Fisicamente, esse efeito pode ser explicado pelo fato de a potência decair exponencialmente na fibra. Numa configuração com menores comprimentos de *spans*, a potência do sinal não decai tanto quanto em um *span* mais longo, o que faz com que o sinal de maior potência, interaja mais tempo com a matéria da fibra o que faz gerar os ruídos não lineares. Já para *spans* mais longos, a potência está bem degradada, o que faz com que não seja gerado tanto ruído quanto no caso anterior, pois existe uma redução exponencial com a potência. Os resultados em todas as redes usando todas as heurísticas confirmaram esse fato. Foi observado na Figura 30 que, até a potência de  $5dBm$ , a configuração com  $L_{span} = 80Km$  apresentou maior SNR, pois a configuração com  $L_{span} = 100Km$  já veio mais degradada pelo ruído ASE e a configuração com  $L_{span} = 60Km$  é mais degradada pelo ruído não linear. Esse fato fez com que uma menor quantidade de canais fossem bloqueados no caso com  $L_{span} = 80Km$  e, conseqüentemente, um aumento na utilização espectral da rede apareceu.
3. **Melhores potências:** Como previsto, foi identificado nas Figuras 27, 28 e 29, que em todas as redes e heurísticas uma potência de lançamento pode ser escolhida para minimizar os bloqueios das requisições. Dependendo da configuração do *span*, essa melhor potência pode variar de  $-5$  à  $3.5$  dBm, como mostrado nos resultados anteriores.
4. **Diferença entre as Heurísticas:** As três estratégias mostraram um comportamento bem semelhante na questão de utilização de espectro com o problema RSA, tendo o BSR alcançado melhores valores de utilização da rede por ter utilizado melhores estratégias de alocação.
5. **Diferença entre as topologias:** Pelas Figuras 27, 28 e 29 é possível ver que as três estratégias mostraram um comportamento bem semelhante por topologia, apenas variando o fato de que, para redes com mais nós por linhas, a componente do XCI é bem mais impactante, pois existem mais canais copropagantes nos enlaces. Isso é representado no gráfico pelo fato de que em topologias menores os resultados de bloqueio para o *span* com  $L = 60km$  só supera o caso com  $L = 100km$  em potências mais altas. Já com topologias que têm mais interferências por XCI, o resultado do cenário com  $L = 60km$  já inicia mais alto em termos de bloqueio, até dos casos com  $L = 80km$ , alcançando o valor de bloqueio com  $L = 100km$  mais rapidamente.

#### 4.2.2 Adaptação Proposta

A abordagem clássica AMMS procura realizar o maior uso da agregação óptica possível associado ao uso do nível de modulação mais alto. Contudo, as métricas para medir e decidir

esses níveis para cada canal têm uma abordagem bem generalista e não consideram parâmetros importantes como, por exemplo, potência e banda dos canais vizinhos, ganho dos amplificadores na fibra, número de *spans*, posição no espectro, entre outros.

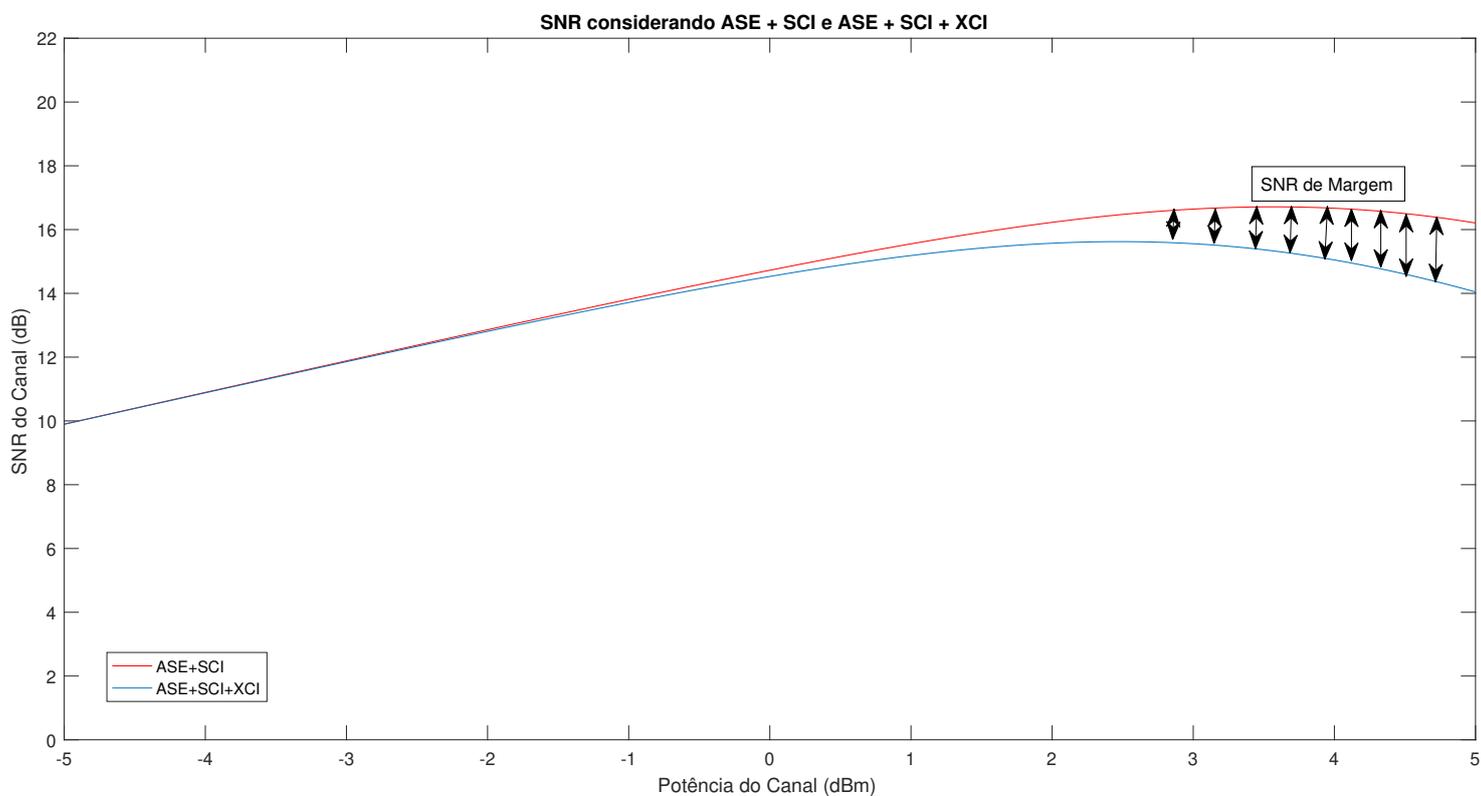
Este trabalho teve então como principal objetivo procurar, igualmente, realizar o maior uso de níveis de modulação mais eficientes, espectralmente falando, para cada canal da rede. Contudo, é aplicado agora o procedimento descrito no Capítulo 3 para encontrar a  $SNR$  do canal e comparar com o seu nível requerido, para definir a banda do canal a ser alocado sem haver bloqueio.

Como visto anteriormente, para calcular o  $SNR$  do canal precisamos calcular a densidade espectral de potência do ruído ASE e das interferências SCI e XCI. Para o cálculo dos termos de ASE e do SCI, todas as variáveis parametrizadas são conhecidas e só dependem das propriedades da fibra, amplificador, potência e banda do canal a ser definido. Entretanto, para o XCI a situação se torna um pouco mais complexa. As posições relativa das conexões vizinhas (que alteram o termo  $f_{ch,n}$  em 3.24), seus formatos de modulação (que alteram o termo  $B_{ch,n}$  em 3.24) e suas potências (que alteram o termo  $G_{ch,n}$  em 3.23) afetam diretamente a intensidade XCI do canal  $i$  a ser definido. Isso faz com que a escolha do formato de modulação (e conseqüentemente o número de *slots*) da conexão  $i$  dependa do roteamento, do posicionamento do espectro e do formato de modulação atribuído (RMLSA) de conexões interferentes na rede; e essas conexões também dependem da escolha do RMLSA feita para a conexão  $i$  e outras. Tudo isso torna o problema do RMLSA muito mais difícil, pois para alocar um canal é preciso saber o seu formato de modulação e para saber o formato de modulação é preciso alocar o canal.

Para contornar esta dificuldade, foi proposto uma estratégia na qual, durante o processo iterativo, o valor de  $SNR$  é calculado com os efeitos ASE e SCI em cada conexão. Fisicamente isso quer dizer que calculamos seu SNR supondo que a mensagem trafegasse sozinha no meio físico da sua origem ao destino. Após isso, o valor de  $SNR_i$  do canal  $i$  é subtraído por uma margem de segurança chamada neste trabalho de margem de SNR ( $\Delta SNR$ ) com o intuito de prever a degradação do SNR com o acréscimo de canais co-propagantes no mesmo meio óptico (XCI). Para ilustrar ainda mais o sentido da margem de SNR, a Figura 31 compara o SNR calculado que considerou apenas os ruídos ASE e SCI com o que utiliza os ruídos ASE, SCI e XCI. A margem de SNR é a diferença entre os dois, que varia com a potência e só aparece quando a não linearidade surge.

Na estratégia proposta, o primeiro passo é a escolha dos formatos de modulação dos canais da rede. Essa escolha do formato de modulação é feita então comparando o valor de " $SNR - \Delta SNR$ " com o  $SNR_{Requerido}$  do formato de modulação candidato. Além disso, foi assumido que os formatos de modulação são indexados como  $F.M = 1, 2, \dots, M$ , em que  $M$  é o formato de modulação de eficiência espectral disponível na rede. Caso o resultado da subtração seja superior ao  $SNR_{Requerido}$  para aquela escolha, o formato de modulação candidato é atribuído a conexão. Entretanto, se o  $SNR_{Requerido}$  é maior, um formato de modulação imediatamente

**Figura 31** – Representação da margem de SNR como artifício de previsão do efeito XCI.



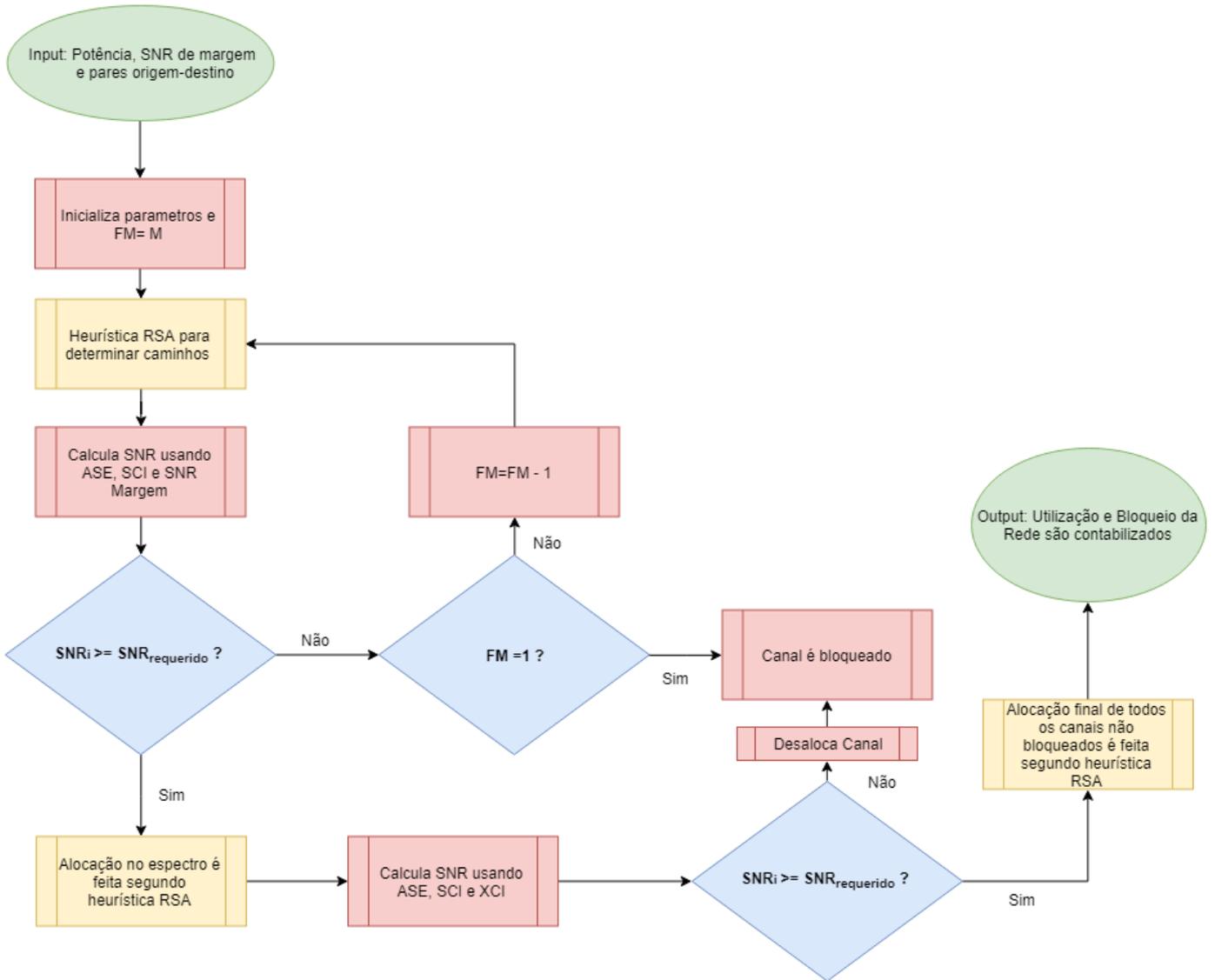
Fonte: O Autor, 2018.

inferior (isto é, o próximo na lista dos mais espectralmente eficientes) é atribuído à conexão e se analisa novamente. Este processo é executado ao longo de todas as heurísticas adaptadas com o intuito de definir o número necessário de *slots* de cada conexão e o formato de modulação mais espectralmente eficiente que preenche as condições acima.

O segundo passo da estratégia é escolher a potência e a margem de SNR dos canais que irão prover melhores resultados de bloqueio e utilização do espectro. Nessa seção foi considerado que todos os canais têm mesma potência e margem de SNR, devido a limitações computacionais de processamento. Para calcular o bloqueio, todos os canais são alocados usando *First-Fit* e assim, a posição espectral de todos os canais é definida. Após isso, a *SNR* dos canais é atualizada acrescentando agora o efeito XCI. Se a  $SNR_{Requerido}$  de uma conexão não for satisfeito, é chamado neste documento como canal bloqueado e a mesma é "desalocada" do espectro.

O fluxograma dessa estratégia proposta pode ser encontrada na Figura 32. Para entrar em mais detalhes na proposta desse trabalho, os Algoritmos 7 e 8 mostram como a escolha do formato de modulação e número de slots por requisição é feita e como é calculado no bloqueio da rede. Além disso, os Algoritmos 9, 10 e 11 descrevem as três heurísticas RSA com a adaptação proposta nesta dissertação para o RMLSA.

**Figura 32** – Fluxograma estratégia proposta.



Fonte: O Autor, 2018.

---

**Algorithm 7** Escolha do Formato de Modulação proposto
 

---

**Require:** Taxa de transmissão, Potência do Canal e Margem de SNR;

**Ensure:** Formato de modulação, canais bloqueados preliminares e conjunto do número de *slots* ( $T$ ) de cada requisição;

```

1:  $bloqueio \leftarrow 0$ ;
2:  $T \leftarrow \emptyset$ 
3:  $\Delta_{SNR} \leftarrow$  Margem de SNR;
4:  $N \leftarrow$  Número total de requisições;
5: for  $i = 1$  até  $N$  do
6:    $FM \leftarrow$  Índice do formato de modulação com maior eficiência espectral disponível;
7:    $ok \leftarrow 0$ ;
8:   while  $ok = 0$  do
9:      $SNR \leftarrow$  Cálculo de SNR considerando os efeitos ASE e SCI;
10:    if  $SNR - \Delta_{SNR} > SNR_{requerido}(FM)$  then
11:       $FM_i \leftarrow FM$ ;
12:       $Mod \leftarrow$  número de símbolos do formato de modulação  $FM$ ;
13:       $t_i \leftarrow \frac{BitRate}{2 \cdot B_{Ref} \cdot \log_2 Mod}$ ;
14:       $T \leftarrow T \cup t_i$ 
15:       $ok \leftarrow 1$ ;
16:    else
17:      if  $FM = 1$  then
18:         $bloqueio \leftarrow bloqueio + 1$ ;
19:         $ok \leftarrow 1$ ;
20:      else
21:         $FM \leftarrow FM - 1$ ; {Índice do formato de modulação subsequente (com menor
          eficiência espectral que o anterior)}
22:      end if
23:    end if
24:  end while
25: end for

```

---



---

**Algorithm 8** Cálculo de Canais bloqueados
 

---

**Require:** Posições dos canais no Espectro, Potência dos Canais, Caminhos ópticos, Conjunto  $SP$  e Conjunto de formatos de modulação ( $FM_i$ ) das  $i$  requisições;

**Ensure:** Bloqueio da rede;

```

1:  $N \leftarrow$  Número total de requisições;
2: for  $i = 1$  até  $N$  do
3:    $SNR_i \leftarrow$  Cálculo de SNR da requisição  $i$  é calculado usando as Equações 3.23, 3.26,
     3.27 e 3.28;
4:   if  $SNR_i < SNR_{requerido}(FM_i)$  then
5:      $bloqueio \leftarrow bloqueio + 1$ ;
6:     Requisição  $i$  é retirada do conjunto  $SP$ ;
7:   end if
8: end for

```

---

---

**Algorithm 9** *SPSR com a proposta deste trabalho*


---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxa de transmissão, Potência do Canal, Canais bloqueados preliminares e Margem de SNR;

**Ensure:** Utilização da Rede, Bloqueio da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

```

1:  $B_{best} \leftarrow \infty$ ;
2:  $u_{best} \leftarrow \infty$ ;
3:  $SP_{best} \leftarrow \emptyset$ ;
4:  $bloqueio \leftarrow$  canais bloqueados preliminares no Algoritmo 7;
5: for Potência = -5 até 5 dBm variando em 0.5 dB do
6:   for Margem de SNR = 0 até 5 dB variando em 0.5 dB do
7:      $bloqueio \leftarrow 0$ ;
8:      $SP \leftarrow \emptyset$ ;
9:      $F.M_i \leftarrow$  Formato de modulação da requisição  $i$ 
10:    Heurística do Dijkstra é usada para definir as menores rotas  $P$  para cada par de nó
    origem destinos da rede;
11:    O Algoritmo 7 é executado para determinar todos os formatos de modulação e conjunto
     $T$  com os números de slots  $t_i$  de cada requisição  $i$ .
12:     $SP \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
13:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no
    espectro;
14:    O Algoritmo 8 é executado para calcular quantos canais foram bloqueados na rede,
    definido como  $bloqueio$ , e definir o conjunto final  $SP$ .
15:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições do conjunto
    final  $SP$  no espectro;
16:    Utilização final é definida como  $u$ ;
17:    if ( $bloqueio < B_{best}$ ) ou ( $bloqueio = B_{best}$  e  $u_{best} > u$ ) then
18:       $B_{best} \leftarrow bloqueio$ ;
19:       $u_{best} \leftarrow u$ ;
20:       $SP_{best} \leftarrow SP$ ;
21:    end if
22:  end for
23: end for
24: O conjunto final  $SP_{best}$  é alocada no espectro usando o MRSA;

```

---

Para testar a efetividade das novas heurísticas e compararmos seus ganhos com relação à abordagem clássica, todas as heurísticas foram simuladas nas mesmas condições da seção anterior, variando o tamanho do *span* e para os três tipos de topologias. Além disso, uma variável a mais será mostrada no gráfico que é a margem de *SNR*. Sendo assim, serão representados a utilização e o bloqueio em gráficos tridimensionais diferentes, para que se perceba melhor a influência da potência e margem nos resultados das redes.

As Tabelas 7, 8 e 9 representam a melhor utilização e bloqueio da rede encontrada usando heurísticas clássicas e compara com a proposta deste trabalho para as diversas situações de configuração de *span*, margem, potência e topologia de rede.

---

**Algorithm 10** *BLSA com a proposta deste trabalho*


---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxa de transmissão, Potência do Canal e Margem de SNR;

**Ensure:** Utilização da Rede, Bloqueio da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

```

1:  $B_{best} \leftarrow \infty$ ;
2:  $u_{best} \leftarrow \infty$ ;
3:  $SP_{best} \leftarrow \emptyset$ ;
4: for Potência = -5 até 5 dBm variando em 0.5 dB do
5:   for Margem de SNR= 0 até 5 dB variando em 0.5 dB do
6:      $bloqueio \leftarrow 0$ ;
7:      $SP \leftarrow \emptyset$ ;
8:      $FM_i \leftarrow$  Formato de modulação da requisição  $i$ 
9:      $W \leftarrow$  Conjunto de todas as requisições na rede;
10:    while  $W \neq \emptyset$  do
11:      A requisição  $i$  no conjunto  $W$  é selecionada;
12:      A heurística de  $k$ -menores caminhos é usada para se obter as possíveis rotas candidatas;
13:      O Algoritmo 7 é executado para determinar todos os formatos de modulação e conjunto  $T$  com os números de slots  $t_i$  de cada requisição  $i$  de cada rota candidato.
14:      A Equação 4.1 é usada para calcular a carga de cada enlace das rotas candidatas com os caminhos ópticos do conjunto  $SP$ ;
15:      A rota  $p_i$  é definida como sendo a rota que minimiza a carga do link de maior carga das  $k$  rotas;
16:      Salva o conjunto  $\langle p_i, t_i \rangle$  em  $SP$ ;
17:      Retira  $i$  de  $W$ ;
18:    end while
19:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no espectro;
20:    O Algoritmo 8 é executado para calcular quantos canais foram bloqueados na rede, definido como  $bloqueio$ , e definir o conjunto final  $SP$ .
21:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições do conjunto final  $SP$  no espectro;
22:    Utilização final é definida como  $u$ 
23:    if ( $bloqueio < B_{best}$ ) ou ( $bloqueio = B_{best}$  e  $u_{best} > u$ ) then
24:       $B_{best} \leftarrow bloqueio$ ;
25:       $u_{best} \leftarrow u$ ;
26:       $SP_{best} \leftarrow SP$ ;
27:    end if
28:  end for
29: end for
30: O conjunto final  $SP_{best}$  é alocada no espectro usando o MRSA;

```

---

---

**Algorithm 11** *BSR com a proposta deste trabalho*


---

**Require:** Pares Origem-Destino, Taxa de transmissão, Potência do Canal e Margem de SNR;

**Ensure:** Utilização da Rede , Bloqueio da Rede e Caminhos ópticos por requisição;

```

1:  $B_{best} \leftarrow \infty$ ;
2:  $u_{best} \leftarrow \infty$ ;
3:  $SP_{best} \leftarrow \emptyset$ ;
4: for Potência = -5 até 5 dBm variando em 0.5 dB do
5:   for Margem de SNR= 0 até 5 dB variando em 0.5 dB do
6:     for all Enlaces ( $l$ ) na rede do
7:        $c_i(l) \leftarrow 1$ ;
8:     end for
9:      $N \leftarrow$  Número total de iterações;
10:    for  $i = 1$  até  $N$  do
11:       $SP \leftarrow \emptyset$ ;
12:       $bloqueio \leftarrow 0$ ;
13:      O conjunto  $P$  de menores caminhos para cada par origem-destino da rede é determinado usando o Dijkstra e considerando os custos  $c_i(l)$ ;
14:      O Algoritmo 7 é executado para determinar todos os formatos de modulação e conjunto  $T$  com os números de slots  $t_i$  de cada requisição  $i$ .
15:       $SP \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
16:      O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no espectro;
17:      O Algoritmo 8 é executado para calcular quantos canais foram bloqueados na rede, definido como  $bloqueio$ , e definir o conjunto final  $SP$ .
18:      O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições do conjunto final  $SP$  no espectro;
19:      Utilização final é definida como  $u$ ;
20:      if ( $bloqueio < B_{best}$ ) ou ( $bloqueio = B_{best}$  e  $u_{best} > u$ ) then
21:         $B_{best} \leftarrow bloqueio$ ;
22:         $u_{best} \leftarrow u$ ;
23:         $SP_{best} \leftarrow SP$ ;
24:      end if
25:      Os custos de todas as fibras  $c_{i+1}(l)$  são atualizados segundo a Equação 4.2;
26:    end for
27:  end for
28: end for
29: Ao final das iterações, aplica-se o algoritmo MRSA para alocar no espectro a melhor solução encontrada ( $SP_{best}$ );

```

---

**Tabela 7** – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística SPSR.

Situação Simulada	Clássico (Bloqueio da Rede)	Clássico (Utilização)	Adaptação (Bloqueio da Rede)	Adaptação (Utilização)
Rede Abilene (L = 60 km)	0	139	0	75
Rede Abilene (L = 80 km)	0	139	0	97
Rede Abilene (L = 100 km)	0	139	0	135
Rede NSF (L = 60 km)	0	95	0	50
Rede NSF (L = 80 km)	0	95	0	77
Rede NSF (L = 100 km)	5	95	0	87
Rede EON (L = 60 km)	0	149	0	93
Rede EON (L = 80 km)	0	149	0	117
Rede EON (L = 100 km)	3	149	0	149

Fonte: O Autor, 2018

**Tabela 8** – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística BLSA.

Situação Simulada	Clássico (Bloqueio da Rede)	Clássico (Utilização)	Adaptação (Bloqueio da Rede)	Adaptação (Utilização)
Rede Abilene (L = 60 km)	0	109	0	69
Rede Abilene (L = 80 km)	0	109	0	91
Rede Abilene (L = 100 km)	1	109	0	117
Rede NSF (L = 60 km)	0	83	0	58
Rede NSF (L = 80 km)	0	83	0	83
Rede NSF (L = 100 km)	4	83	0	93
Rede EON (L = 60 km)	0	131	0	91
Rede EON (L = 80 km)	0	131	0	131
Rede EON (L = 100 km)	8	131	0	147

Fonte: O Autor, 2018

**Tabela 9** – Resultados encontrados para as melhores situações de bloqueio e utilização na Heurística BSR.

Situação Simulada	Clássico (Bloqueio da Rede)	Clássico (Utilização)	Adaptação (Bloqueio da Rede)	Adaptação (Utilização)
Rede Abilene (L = 60 km)	0	109	0	60
Rede Abilene (L = 80 km)	0	109	0	81
Rede Abilene (L = 100 km)	0	109	0	99
Rede NSF (L = 60 km)	0	73	0	47
Rede NSF (L = 80 km)	0	73	0	67
Rede NSF (L = 100 km)	0	73	0	73
Rede EON (L = 60 km)	0	131	0	65
Rede EON (L = 80 km)	0	131	0	93
Rede EON (L = 100 km)	0	131	0	105

tab:interpolation

Fonte: O Autor, 2018

Com esses resultados, podemos chegar a certas conclusões sobre o comportamento das heurística adaptadas, sendo elas:

1. **Melhorias nas utilizações espectrais:** Em todos os casos, foi observado um ganho considerável em utilização de espectro quando comparamos a abordagem clássica com a proposta deste trabalho. Percebe-se ganhos muito evidentes nas configurações de *spans*

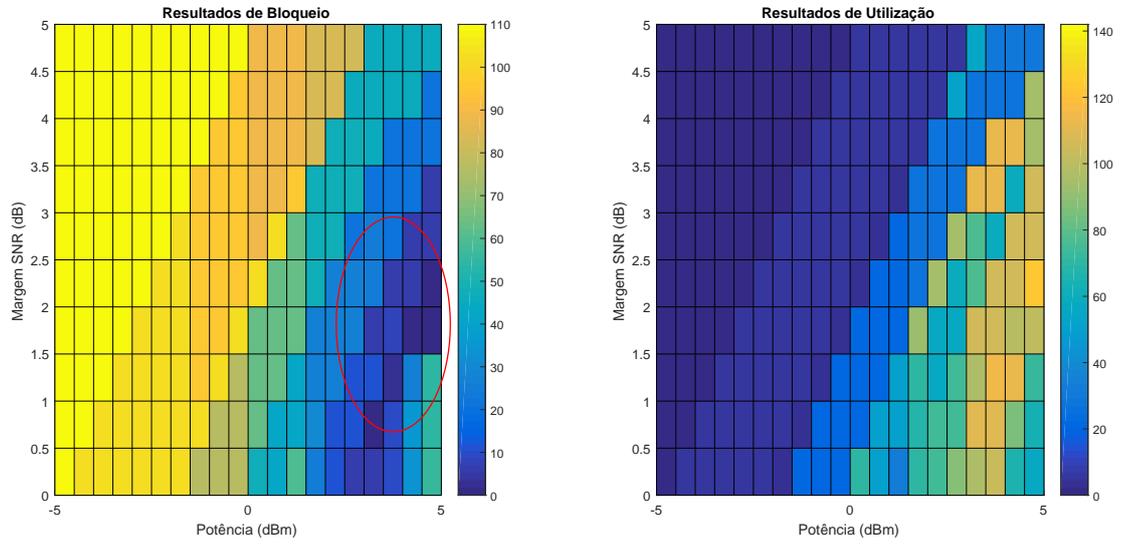
com comprimento igual a 60 Km, pois com a redução do ruído ASE a SNR permitiu que a nova heurística escolhesse formatos de modulação com melhor eficiência espectral, enquanto que no caso clássico os formatos de modulação permaneciam constantes, pois dependem apenas da distância do caminho óptico. Foi observado que a estratégia clássica tem uma abordagem que subestima os alcances dos formatos de modulação para que não ocorra bloqueio e ele possa trabalhar com segurança apenas com problemas da camada de rede. Isso traz como consequência a possibilidade de utilização espectral da rede poder ser maior que a necessária para transmitir a informação. Por outro lado, a proposta deste trabalho se mostrou bastante atrativa para solução desse problema, mostrando-se de implementação fácil para cada situação, em relação à utilização do espectro da rede.

2. **Diferença entre as Heurísticas:** Todas as heurísticas apresentaram melhores resultados com a adaptação proposta por esse trabalho. No cenário em que havia bloqueio, esse foi zerado. Nos casos em que não havia bloqueios, a utilização espectral da rede foi reduzida. Além disso, o BSR continuou se mostrando a melhor heurística entre as existentes com relação à utilização do espectro disponível da rede.

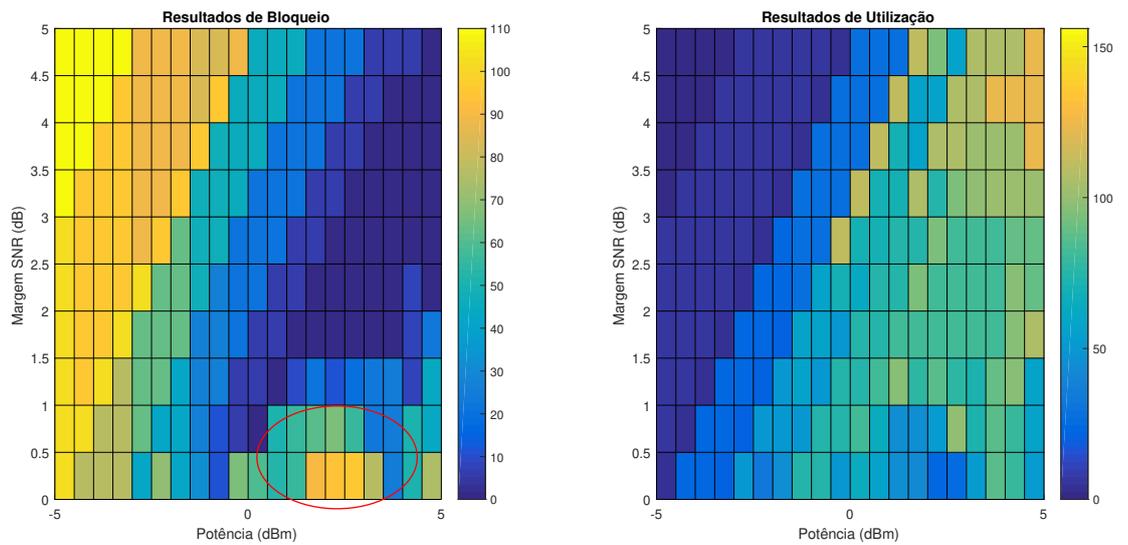
Para aprofundar ainda mais as discussões sobre a heurística proposta, a Figura 33 ilustra o comportamento do uso da margem de SNR para os diferentes cenários de comprimento de *span*. Na ilustração dos gráficos, cores quentes representam mais canais bloqueados (para gráficos de bloqueio) e mais *slots* utilizados no espectro (para gráficos de utilização). Já as cores frias, por outro lado, representam menos canais bloqueados e *slots* utilizados na rede. A melhor escolha do par (Potência, Margem de SNR) é a que gere as cores mais frias para os dois gráficos. De forma a abreviar a apresentação dos resultados, esta seção mostra apenas os gráficos dos resultados com o BSR variando a margem de SNR e potência de lançamento dos canais. Os gráficos das outras heurísticas se encontram no Apêndice A.

**Figura 33** – Resultados da Heurística BSR com adaptação proposta.

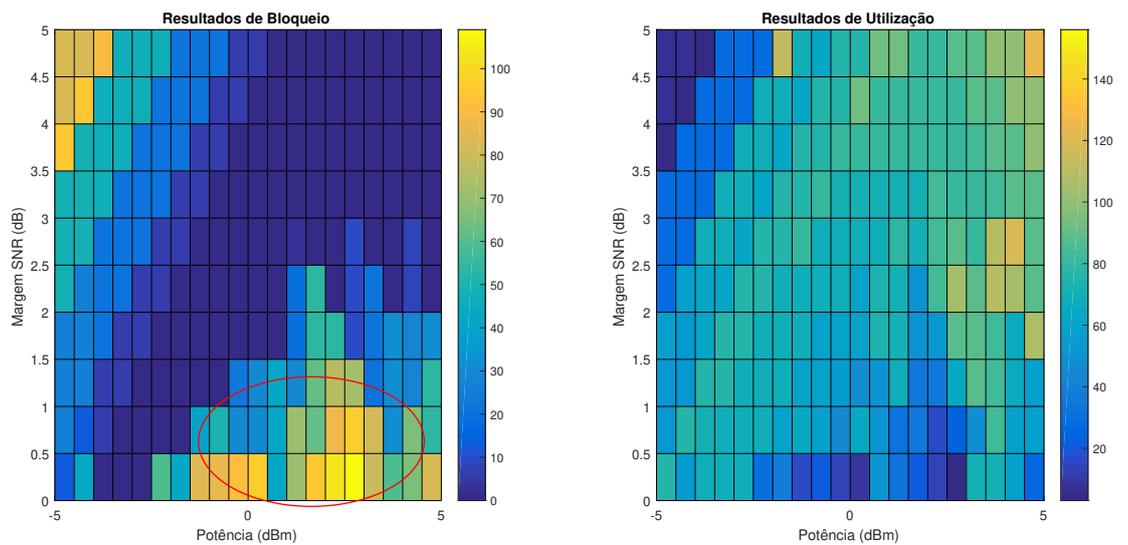
**(a)** Rede Abilene com  $L = 100km$ .

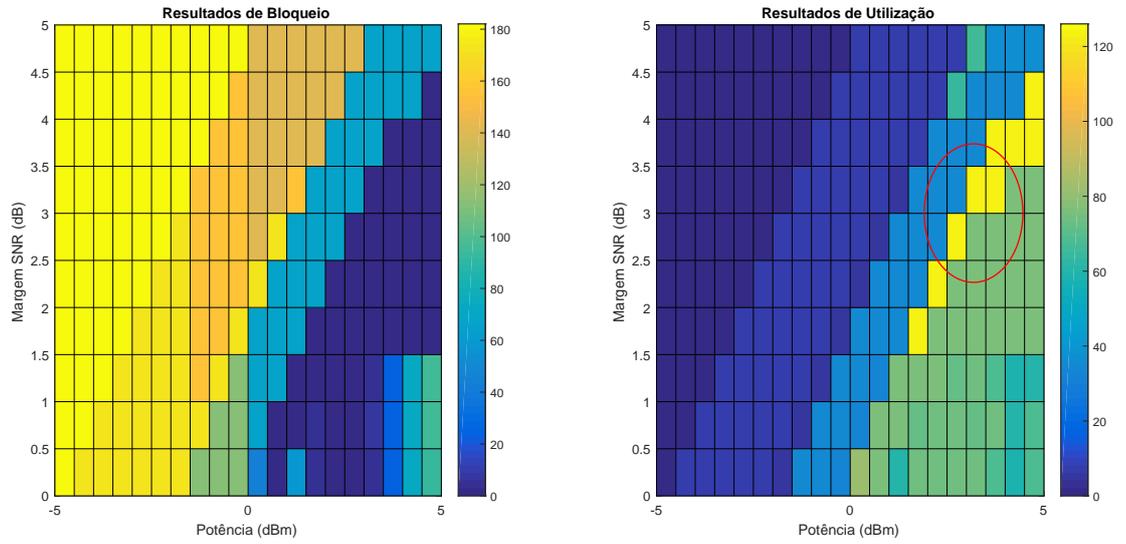
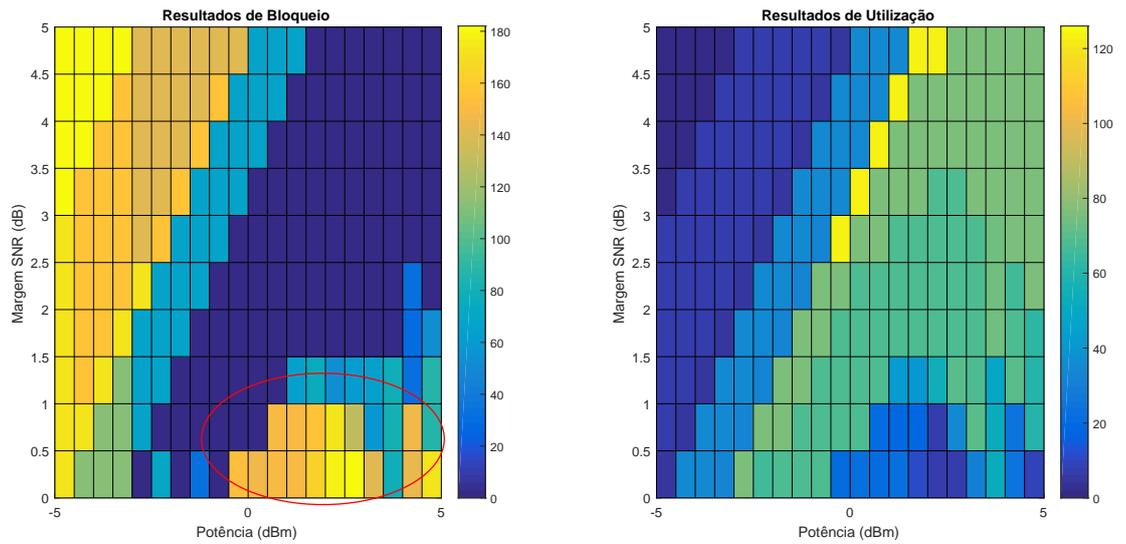
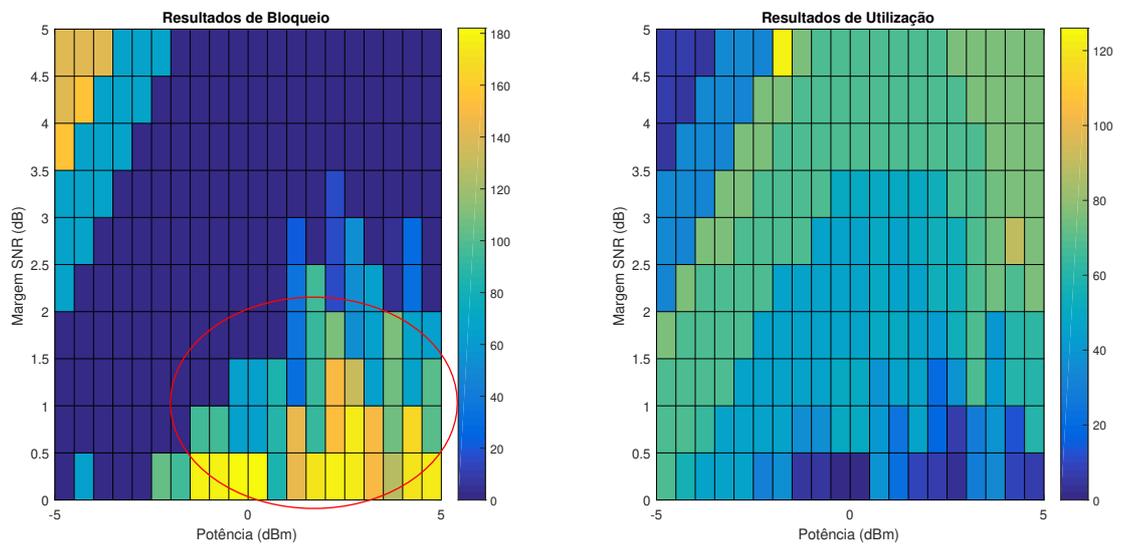


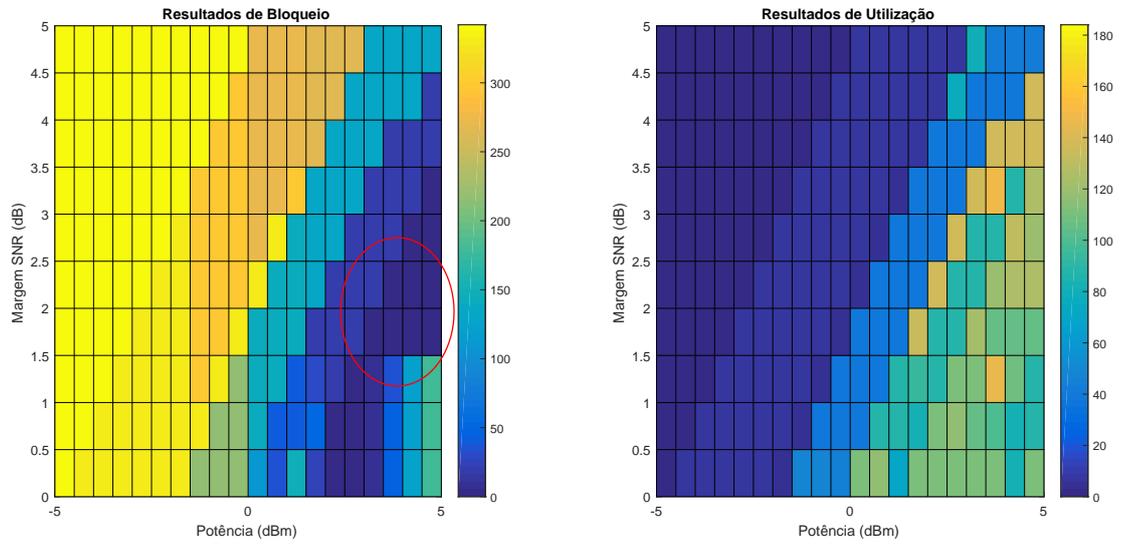
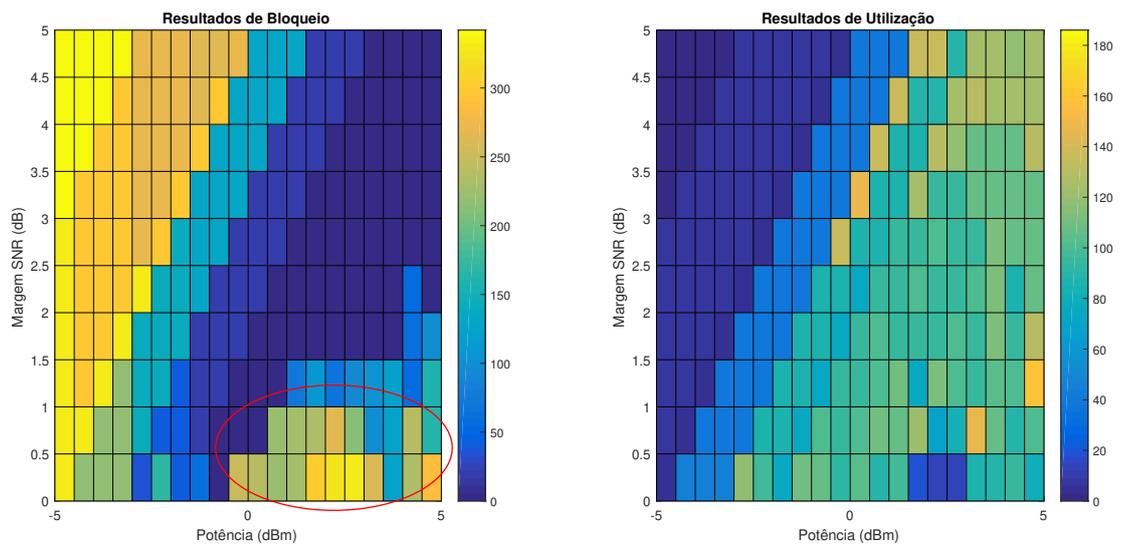
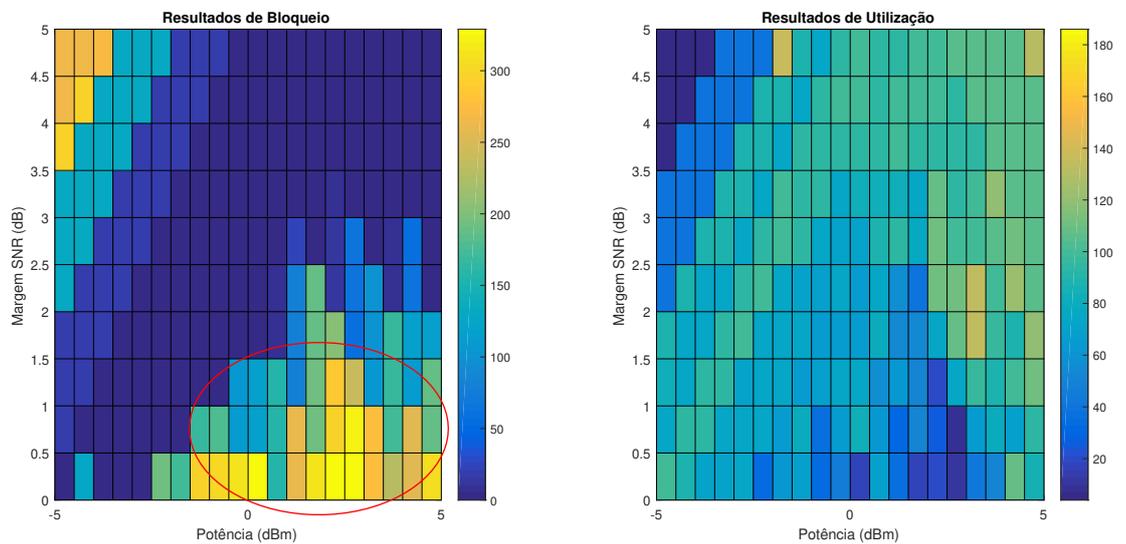
**(b)** Rede Abilene com  $L \approx 80km$ .



**(c)** Rede Abilene com  $L \approx 60km$ .



(d) Rede NSF com  $L = 100km$ .(e) Rede NSF com  $L \approx 80km$ .(f) Rede NSF com  $L \approx 60km$ .

(g) Rede EON com  $L = 100km$ .Rede EON com  $L \approx 80km$ .(i) Rede EON com  $L \approx 60km$ .

Com esses resultados, é possível chegar a certas conclusões sobre o comportamento dessa heurística. São elas:

1. **Para baixas potências:** Em todas as figuras para baixas potências a determinação do SNR se dá praticamente pelo efeito ASE. Assim, é escolhido o formato de modulação correto para todas as situações, só havendo bloqueio se o efeito ASE for mais acentuado. Repare que quando se diminui o tamanho do *span*, o bloqueio pelo ASE nas baixas potências cai drasticamente. Além disso, para as baixas potências o uso da margem de SNR não é recomendado, devido ao fato de praticamente não existir, nessa situação, influência do XCI. Isso é confirmado pelo fato de que quando a margem para uma potência baixa é aumentada, ele começa a gerar canais bloqueados, pois agora esta sendo considerado uma margem de segurança para o SNR que faz com que seja super estimada a decisão de alocar uma quantidade de *slots* ou até de bloquear uma requisição.
2. **Para altas potências:** Como observado nas figuras, nas potências mais elevadas a margem de SNR se torna uma ferramenta muito importante para definir o formato de modulação da requisição. Para as altas potências e com margem de SNR igual a zero, observamos que muitos canais estão sendo bloqueados pela decisão da proposta desse trabalho, principalmente com a configuração de 60 Km e 80 Km, pois elas possuem maior influência dos efeitos não lineares da fibra. Assim por subestimar o valor da SNR e sem a margem, as escolhas geram formatos de modulação que violam o QoT daquele formato, causando bloqueio de carregamento. Quando adiciona-se a margem de SNR percebemos que os canais começaram a escolher melhor qual formato alocar e assim predizendo a adição do XCI, diminuindo a quantidade de canais bloqueados com o aumento da margem de SNR, vide Figura 33(a). Contudo, se a margem for muito grande, o problema da baixa potência começa a aparecer novamente, fazendo com que seja subestimado o valor do SNR do canal, o que pode fazer com que formatos de modulação menos eficientes sejam escolhidos, vide Figura 33(a), ou seja, tomada uma decisão de bloquear a requisição, ambos erroneamente.
3. **Melhores potências e margem de SNR:** Percebeu-se, com as Figuras 33 a) a i) que, para as configurações com *spans* de comprimento de 100 Km, as potências escolhidas eram maiores e possuem margem de SNR maiores que os casos de 80 e 60 Km. Isso se explica pelo fato de que a melhor situação escolhida nos casos de 80 e 60 Km está na zona de baixa potência onde o ASE domina e, por isso, não é preciso o uso do margem de SNR. Já no caso onde  $L = 100$  Km, as potências escolhidas são geralmente maiores, o que torna o parâmetro da margem de SNR mais importante para prever o XCI e evitar bloqueio. Essa intuição foi demonstrada na Figura 33, onde a potência que gera o maior nível de SNR varia com a configuração do *span*.

## 5 A META HEURÍSTICA PROPOSTA – UMA ABORDAGEM COM MÉTODOS EVOLUCIONÁRIOS

Neste capítulo serão apresentados os conceitos e informações que serviram de pilares para o desenvolvimento de uma meta heurística proposta usando o BSR adaptado como base. Será apresentada a história dos algoritmos evolucionários e o porquê de um algoritmo genético ter sido escolhido neste trabalho. Além disso, será mostrada uma abordagem do algoritmo genético numa visão de redes ópticas elásticas e seu funcionamento. Por fim, uma meta heurística será apresentada em detalhes buscando otimizar ainda mais a efetividade da estratégia proposta no Capítulo 4, onde, ao evoluir a configuração de potências de lançamento de canais e suas margens de SNR numa rede, melhores resultados, com relação à utilização do espectro e canais bloqueados, são alcançados.

### 5.1 CONHECENDO UM POUCO DA HISTÓRIA DA META-HEURÍSTICA

Algoritmos evolutivos (EAs) referem-se a algoritmos de otimização caracterizados por implementações que fazem uma busca aleatória guiada num processo iterativo (ZHANG et al., 2014). EAs fazem parte de uma família de algoritmos, chamadas de meta heurísticas (ANDREA et al., 2008). Inspirados pela seleção natural e pela genética molecular, os EAs começaram com três tópicos de pesquisa nos anos 50 e 60: algoritmos genéticos (AGs), desenvolvidos por Holland (JOHN, 1992); estratégias de evolução (ES) (RECHENBERG, 1994) (SCHWEFEL, 1975), inventadas por Rechenberg e Schwefel ; e programação evolucionária (EP), introduzida por (FOGEL; OWENS; WALSH, 1966). Essas estratégias têm mostrado um tremendo crescimento nas últimas três décadas, visto pelo crescente número de conferências internacionais, workshops, artigos, livros e dissertações bem como mais e mais revistas dedicadas ao tema. Historicamente, pode-se dividir os EAs em dois grupos: EAs clássicos e EAs recentemente desenvolvidos. O primeiro consiste nos GAs, ES, EP e programação genética (GP), que foi desenvolvido na década de 1990. Os recentemente desenvolvidos incluem os algoritmos evolutivos inspirados em quantum (QIEAs) (HAN; KIM, 2002), *simulated annealing* (SA) (ČERNÝ, 1985), otimização de colônia de formigas (ACO) (DORIGO; CARO, 1999), otimização de enxame de partículas (PSO) (PASSINO, 2002) e evolução diferencial (DE)(DAS; SUGANTHAN, 2011) .

Para o leitor se familiarizar ainda mais com a proposta final deste trabalho, foi dado maior enfoque na meta heurística escolhida para essa análise. Assim, sobre o algoritmo genético, estudos relacionados à elaboração dessa estratégia remontam da década de 50. Mais precisamente, em 1953, quando o cientista Nils Barricelli foi convidado para a universidade de Princeton com o intuito de usar um dos primeiros computadores digitais para escrever softwares que reproduzissem comportamentos naturais de reprodução e mutação. Apesar de seu intuito principal não ser a otimização de funções ou até mesmo simular evoluções biológicas, ele criou o que ficou

conhecido como primeiro software de algoritmo genético. Quatro anos após, seu trabalho foi seguido por Alexander Fraser, biólogo londrino que teve a ideia de usar recursos computacionais de programação para estudar evolução. No entanto, foi em 1960 que John Holland oficialmente inventou, ou pelo menos uma versão inicial, o que hoje é conhecido como algoritmo genético. A versão de Holland envolvia aspectos da teoria *Darwiniana* conhecida como “*survival of the fittest*” (que se traduz por sobrevivência do mais apto), bem como processos de cruzamento, recombinação e mutação, similarmente ao encontrado na genética. Seus estudos foram movidos pela curiosidade em compreender como sistemas se adaptam às circunstâncias que os cercam. Foi em 1975, porém, que Holland consolidou casos de estudos e contribuições de alunos através do livro “*Adaptation in Natural and Artificial Systems*”. Neste, Holland apresenta o algoritmo genético como uma “abstração da evolução da Biologia” e concede um contexto teórico para a tratativa. Este livro permaneceu até recentemente como uma base de fundamentos para algoritmos genéticos e boa parte de trabalhos que discutiam o tema se referenciavam a este. (HAUPT, 1998)

O “*boom*” em pesquisas sobre algoritmos genéticos deu-se entre 1970 e 1980, particularmente devido aos avanços em tecnologia. Além disso, cientistas começaram a perceber a limitação de técnicas convencionais de otimização para resolver problemas complexos. A vantagem dos algoritmos genéticos (que será referenciado de agora em diante por GA) é que conseguem simultaneamente testar múltiplos pontos de todo espaço de soluções, trabalhar com vários tipos de dados e, mais importante, gerar diferentes tipos de soluções que podem ser investigadas sob a ótica de relações de compromisso. Estes benefícios permitem “*produzir resultados impressionantes enquanto técnicas tradicionais falham miseravelmente.*”.(HAUPT, 1998)

Enquanto isso, o GA tem grande vantagem com relação aos métodos tradicionais. No GA há a progressão de uma população de candidatos pulverizados (dispersos) no espaço de buscas. Isto aumenta enormemente a probabilidade de encontrar um ótimo global ao invés de local. Igualmente importante, é o fato do GA não requerer informação extra (e.g., derivadas). O único mecanismo que guia a procura é a avaliação numérica da função objetivo. Isto permite a avaliação em ambientes ruidosos, não deriváveis e principalmente não lineares. Além disso, o GA pode ser ajustável, ou seja, dá liberdade para escolha dos tipos de soluções de acordo com as demandas de acurácia ou eficiência (HAUPT, 1998).

Após essa breve abordagem histórica, a próxima seção destina-se a criar um ambiente que explora os conceitos técnicos do GA, sempre montando a analogia com o cenário de transmissão óptica, que motivou a elaboração deste trabalho. Isto permitirá, mais adiante, a análise da heurística criada na Seção 5.3.

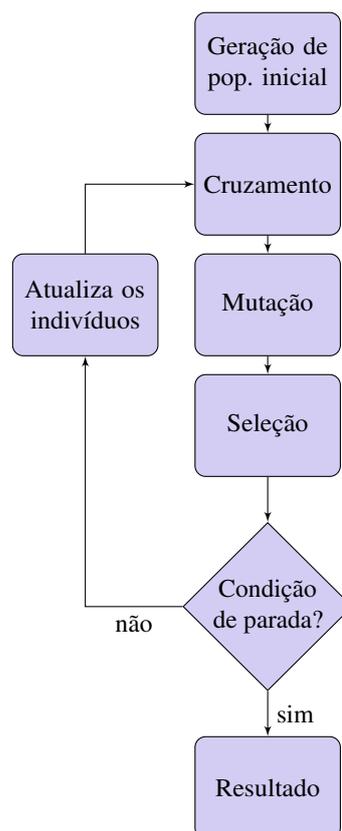
## 5.2 DESCRIÇÃO TEÓRICA DO ALGORITMO GENÉTICO

Métodos evolutivos para resolver problemas NP de otimização, como o problema RMLSA, tornaram-se um tópico de pesquisa muito popular nos últimos anos. Entre os muitos métodos mencionados, os três que são muito semelhantes e populares são os algoritmos genéticos

(GA), a otimização por enxame de partículas (PSO) e a evolução diferencial (DE). Enquanto GA é mais bem estabelecido por causa de sua introdução muito anterior, os algoritmos PSO e DE começaram recentemente a atrair mais atenção, especialmente para problemas de otimização com variáveis contínuas. Como a margem de SNR e a Potência de lançamento dos canais foram discretizadas neste trabalho, a abordagem de melhor implementação para esse caso é usando o GA.

O entendimento completo do GA passa pela compreensão das quatro etapas básicas que o compõem: Geração de população inicial, Cruzamento, Mutação e Seleção. Os indivíduos, inseridos através da etapa única de Geração de população inicial, são iterativamente avaliados pelos critérios do processo de Seleção, que determinam quais características o fazem sobreviver ou perecer às condições impostas pelo ambiente. Os motores de evolução estão diretamente ligados às etapas de Mutação e Cruzamento. Uma visão macro e introdutória da técnica é apresentada no fluxo da Figura 34.

**Figura 34** – Diagrama de fluxo básico para entendimento do GA.



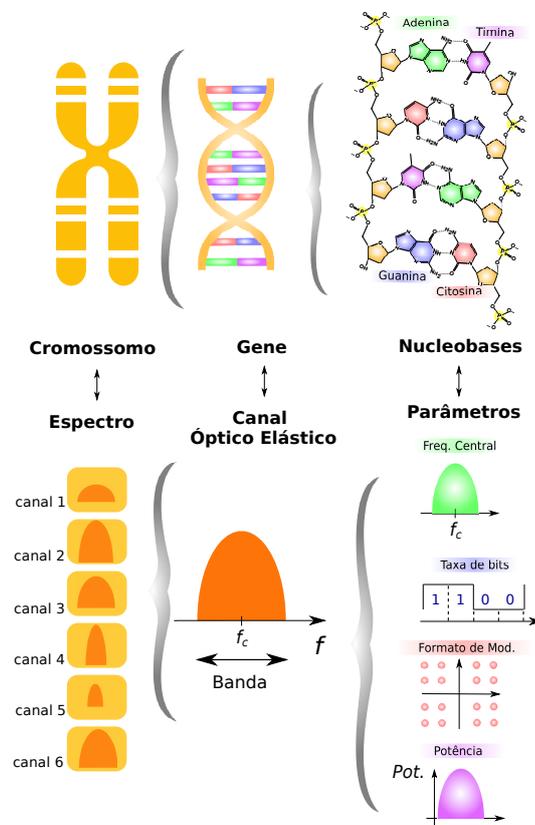
Fonte: O Autor, 2018.

### 5.2.1 Geração de população inicial

No GA, a inicialização da população é realizada no início do mecanismo. Portanto, dada uma população com  $N$  indivíduos, em que cada um possui uma identificação  $i$  ( $1 \leq i \leq N$ ),

por  $\zeta_i^l$  lê-se a característica assumida pela partícula  $i$  ao início da  $l$ -ésima iteração. É importante ressaltar que a variável  $\zeta$  pode ser entendida como um conjunto de características discretizadas (genes) que formam um indivíduo (cromossomo). Talvez ainda esteja nebuloso o conceito, mas o leitor ficará mais confortável com o entendimento durante o decorrer deste capítulo. Por ora, é necessário assimilar que o início do mecanismo exige que as características de cada indivíduo sejam concedidas de forma aleatória para pulverizar o espaço de buscas com diversidade. A primeira dúvida pode surgir em relação o que isso pode se assemelhar a canais ópticos elásticos sendo transmitidos em um fluxo de um ponto de origem a um ponto de destino. A resposta desenha-se através das analogias descritas a seguir.

**Figura 35** – Representação do Genes numa visão de Redes.



Fonte: O Autor, 2018.

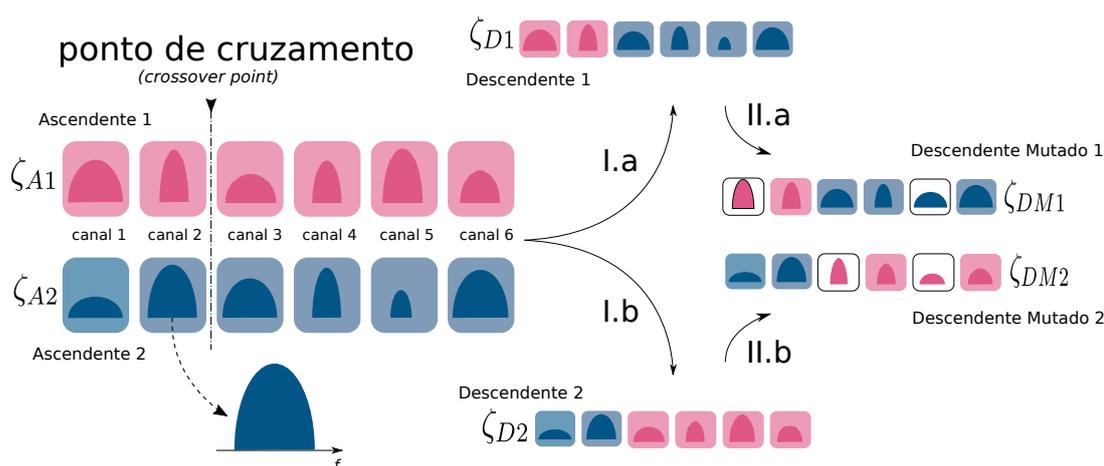
Assim como um cromossomo é formado por uma quantidade de genes, ou seja, unidades fundamentais de hereditariedade que determinam características de um indivíduo, o espectro óptico é formado por canais elásticos, ou pela ausência deles durante certos intervalos, e que também determinam peculiaridade do status de transmissão em uma rede. Se uma investigação mais detalhada for feita, ao olhar para genes, vê-se uma composição feita por sequências de DNA (molécula de arranjo helicoidal com intruções genéticas) que nada mais é do que a disposição em pares de quatro nucleobases (*citocina*, *guanina*, *adenina* e *timina*). Similarmente, olhando-se sob a perspectiva da fotônica, cada canal óptico é formado pelo arranjo quádruplo composto por: uma frequência central, uma taxa de bits, formato de modulação e um nível de potência. A Figura 35 resume esta ponte entre os dois sistemas.

## 5.2.2 Cruzamento

Dada a geração de população inicial, os indivíduos são postos a interagir num processo que determina a primeira fase de reprodução, o Cruzamento. Nessa etapa, as partículas da população são pareadas e realizam uma permuta (caso seja escolhido segundo uma probabilidade pré-definida) de material genético entre si, visando gerar novos indivíduos diversificados. Quais materiais genéticos a serem permutados depende apenas do *crossover-point* (ponto de cruzamento). Voltando para o exemplo no contexto deste trabalho, suponha duas possibilidades de arranjo do espectro com 6 canais ópticos. A estas duas possibilidades dar-se-ão os nomes de *Ascendente 1* ( $\zeta_{A1}$ ) e *Ascendente 2* ( $\zeta_{A2}$ ). Imaginando agora que o espectro seja seccionado em duas faixas com um número inteiro de canais para cada uma, então, se neste exemplo trabalha-se com 6 canais, é mais que nítido que existem 5 possibilidades de corte. Para ficar mais claro, as 5 possibilidades de troca citadas são: entre canais 1 e 2, 2 e 3, 3 e 4, 4 e 5 e 5 e 6. Esta operação de corte deve dar-se para os dois indivíduos  $\zeta_{A1}$  e  $\zeta_{A2}$ , assumindo que a escolha do ponto de cruzamento é feita de forma aleatória uniformemente distribuída entre as cinco possibilidades expostas. Com a realização do corte, as quatro faixas de material genético geradas pelos indivíduos ascendentes se unem de forma complementar com o intuito de gerar outros dois indivíduos descendentes ( $\zeta_{D1}$  e  $\zeta_{D2}$ ) e novos na população. Sob a perspectiva da óptica, o que houve foi nada menos do que a concatenação de cruzada de canais. (ZITZLER, 1999)

A compreensão gráfica deste mecanismo é explorada na Figura. 36 através dos identificadores *I.a* e *I.b*

**Figura 36** – Representação do Cruzamento e mutação num contexto de Redes Ópticas.



Fonte: O Autor, 2018.

**Probabilidade de Cruzamento ( $P_C$ ):** É a probabilidade de uma dupla de indivíduos ascendentes propriamente realizar a troca de material genético.

### 5.2.3 Mutação

O entendimento desta fase é mais direto do que a anterior. Este mecanismo replica a operação de Mutação presente na genética, que ocorre quando há uma mudança na sequência de genes. Esta alteração, que pode ser de diversas naturezas (inversão dos genes, perda, inserção), implica no aparecimento de características diferentes no indivíduo, que podem trazer benefícios à sobrevivência deste ou não. Mais uma vez, no contexto deste trabalho, este mecanismo será retratado pela alteração de características que compõem um determinado canal óptico. Por exemplo, caso os 6 canais ópticos dos indivíduos descendentes no sistema após a etapa de cruzamento, isto é:  $\zeta_{D1}$ ,  $\zeta_{D2}$ , sejam analisados individualmente e, se obedecerem a uma determinada probabilidade ( $Pr_M$ ), terão suas características modificadas aleatoriamente (potência, margem de SNR). Os dois novos indivíduos gerados têm identificações  $\zeta_{DM1}$ ,  $\zeta_{DM2}$ .

A estocacidade deste processo permite que diversidade seja gerada na população e novas condições de sobrevivência sejam investigadas. Novamente, o entendimento gráfico deste mecanismo é explorado na Figura. 36 pelos identificadores *II.a* e *II.b*.

**Probabilidade de Mutação ( $P_M$ ):** É a probabilidade de um gene pertencente a um indivíduo ter seu valor alterado. Considerou-se neste trabalho um valor de 30% para esta variável.

### 5.2.4 Seleção

Esta etapa torna-se uma das mais importantes do GA, pois é aqui que são avaliados os indivíduos que mais se adaptam às condições impostas pelo ambiente. Traçando um paralelo com a realidade deste trabalho, a seleção de candidatos elegíveis é feita através da função objetivo, seguindo o mesmo raciocínio discutido no Capítulo 4. Adiante, será visto que mais de uma função objetivo pode ser utilizada, introduzindo o conceito de multi-objetividade. Neste caso, critérios de não dominância precisarão ser levados em conta, o que é propriedade do método chamado NSGA-II (ZITZLER, 1999).

### 5.2.5 NSGA-II

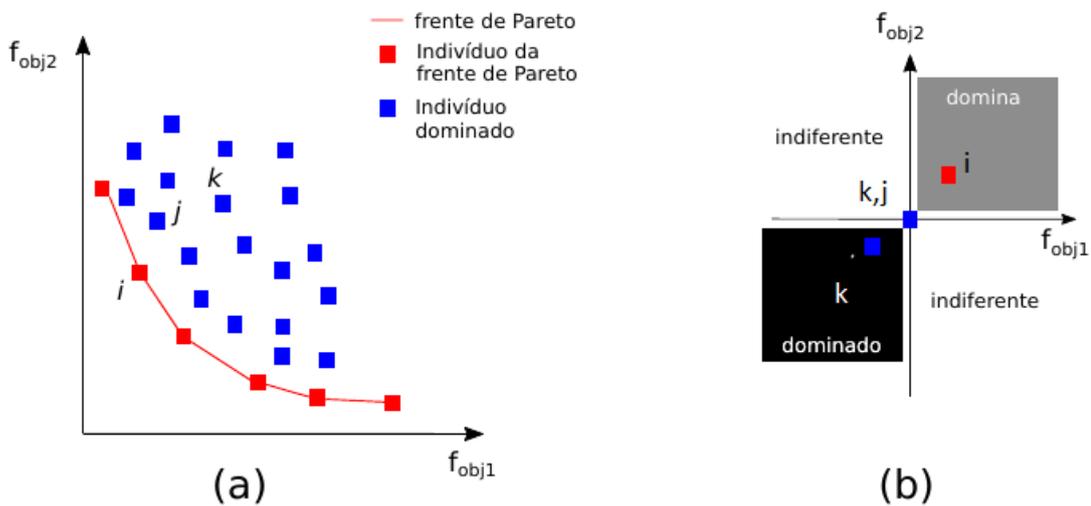
O NSGA-II (do inglês, *Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II*) é um algoritmo evolucionário que se baseia no conceito da não dominância para seleção de indivíduos. Nessa tratativa, utiliza-se um princípio bem popular da Economia chamado de: Eficiência de Pareto (MITCHEL, 1996).

Eficiência ou ótimo de Pareto é um conceito desenvolvido pelo italiano economista Vilfredo Pareto, em que se define um estado de distribuição de recursos no qual é impossível realocá-los tal que a situação de qualquer participante seja melhorada sem piorar a situação individual de outro participante. Neste conceito, trabalha-se com um termo denominado "*frente de Pareto*". Esta frente é o conjunto de todas alocações eficientes, que são convencionalmente

mostradas graficamente. Veja, por exemplo, a Figura. 37. Nessa, deseja-se analisar não mais uma única função objetivo, mas agora duas funções ( $f_{Obj1}$ ,  $f_{Obj2}$ ). Neste caso, busca-se otimizar os recursos através da minimização das duas funções de onde é possível obter a distribuição gráfica mencionada. Logo, denomina-se frente de Pareto o conjunto de recursos (indivíduos) que obtém melhores resultados em termos de  $f_{Obj1}$  e  $f_{Obj2}$ , em ambas as funções. Em termos matemáticos, para que um indivíduo  $i$  pertença à frente de Pareto, é preciso que não haja um indivíduo  $j$  tal que:

$$f_{Obj1}(\zeta_j) \leq f_{Obj1}(\zeta_i) \cap f_{Obj2}(\zeta_j) \leq f_{Obj2}(\zeta_i) \quad (5.1)$$

**Figura 37** – Representação do conceito de Frente de Pareto.



Fonte: O Autor, 2018.

Para o caso de minimização das duas funções objetivos, como mostra a Figura. 37, é possível também investigar graficamente se o indivíduo é dominado, checando se ele está presente no primeiro quadrante de algum outro indivíduo da população. Se sim, não atende a Equação 5.1 e logo,  $i \notin$  frente de Pareto. Portanto, é através do critério de dominância que o algoritmo agrega o conceito de otimalidade e, assim, consegue dividir a população em diversos níveis (ou frentes), o que permite a categorização das soluções.

### 5.3 META-HEURÍSTICA PARA O PROBLEMA RMLSA

Nessa seção, buscou-se retratar a multiobjetividade com as relações de compromisso do GA ao invés de criar uma otimização mono-objetiva por pesos. Como cenário, pensou-se em contrastar Bloqueio da rede com utilização da rede, onde a ideia é minimizar a primeira e a segunda. Se o leitor perceber, esta conexão entre as duas variáveis é contraditória pois, quando se pensa em reduzir banda, recorre-se a modulações mais eficientes, que consequentemente possuem  $SNR_{Requerido}$  mais elevado e assim aumenta a quantidade de canais bloqueados.

Usando todo *background* apresentado neste capítulo e no Capítulo 4, foi possível desenvolver uma nova proposta que usa o algoritmo NSGA-II para trazer ainda mais ganhos para a fase de planejamento de redes ópticas elásticas sob tráfego estático. As heurísticas adaptadas apresentadas neste trabalho mostraram um avanço no quesito de escolher formatos de modulação da rede não só pela distância de transmissão, mas também considerando as configurações dos spans, amplificadores, potências dos canais e presença de canais vizinhos interferentes. Contudo, algumas generalizações foram feitas para que o tempo de simulação fosse alcançável. A questão do tempo, como falado anteriormente, se trata em testar todas as possibilidades de margem e potência para cada canal da rede e escolher a melhor configuração. Foi observado que para a rede com menor número de canais o número de simulações ultrapassou qualquer limite computacional aceitável (na ordem de mais de  $10^{259}$  simulações). Contudo, ao considerar que todos os canais possuem potência de lançamento e SNR de margens iguais, restringe-se para um grupo de solução específico, pois, variando as potências e margens por canal, melhores resultados poderiam ser alcançados. Essa limitação é bem entendida quando pensamos que globalmente uma margem de SNR que gerou zero bloqueio na rede, fez com que canais que poderiam usar formatos de modulação espectralmente mais eficientes não os usassem, pois a margem estava superestimada para esses casos. Além disso, essa estratégia não levou em conta o fato de que caminhos mais curtos devem exigir margens SNR mais baixas e o XCI é mais pronunciado nos canais internos, de modo que uma maior potência lançada possa ser alocada para canais externos.

Para contornar os problemas computacionais e considerar todos os fatos citados anteriormente, a teoria do Capítulo 4 foi aplicada para o desenvolvimento de uma metaheurística baseada no BSR, pois, nos casos anteriores, foi a que apresentou melhor desempenho. Além disso, a configuração utilizada para as simulações desta seção foram com o tamanho do *span* igual a 100 Km. O motivo para essa escolha se deu devido às potências que promovem a melhor utilização espectral da rede estarem na faixa de potências altas, em que a não linearidade é predominante. Isso não ocorre para os outros dois casos, com 80 e 60 Km. Além disso, melhorar ainda mais o desempenho da estratégia na situação em que se utiliza menos amplificadores na rede, o que diminui o custo de implementação (Capex) que, para construí-la, se torna mais atrativo.

A metaheurística se resume em um algoritmo evolucionário multi-objetivo que tem como indivíduo o conjunto de canais de uma certa rede. Neste trabalho o número de indivíduos  $N$  recebeu o valor de 50. Cada canal é um gene do indivíduo e possui duas variáveis que o caracterizam: potência e Margem de SNR. A heurística BSR adaptada funciona como a função objetivo do algoritmo genético que tem como entrada todas as potências e margens para cada requisição dos pares origem-destino da topologia e tem como saída os formatos de modulação dos canais não bloqueados, a utilização espectral da rede, os formatos de modulação de cada requisição e seu bloqueio. Essa saída então é usada para definir quais indivíduos geram melhores resultados com relação ao bloqueio e utilização da rede. Ao fim, os melhores indivíduos ao final de cada geração prosseguem para a próxima, o que contribui para a evolução do grupo. Neste trabalho, o número de gerações  $G$  é de 200.

A seguir, são apresentados todos os pseudo-códigos utilizados para implementar a metaheurística proposta.

---

**Algorithm 12** *Meta Heurística baseada no BSR.*

---

**Require:** Taxa de bit requerida e Topologia;

**Ensure:** Canais bloqueados, Utilização da rede, Potência dos canais e Margem de SNR dos canais;

- 1:  $G \leftarrow$  Número de Gerações;
  - 2:  $N \leftarrow$  Número de Indivíduos;
  - 3:  $I = (I_1, I_2, \dots, I_N)$ ; {Potência dos  $N$  indivíduos}
  - 4:  $J = (J_1, J_2, \dots, J_N)$ ; {Margem de SNR dos  $N$  indivíduos}
  - 5:  $R = (R_1, \dots, R_G)$ ; {Primeira frente de pareto de cada geração}
  - 6:  $P = \underbrace{\begin{array}{|c|c|c|} \hline I_1 & \dots & I_N \\ \hline J_1 & \dots & J_N \\ \hline \end{array}} \leftarrow$  CriarPopulaçãoInicial( $N$ );
  - 7: **for**  $g = 1$  até  $G$  **do**
  - 8:  $Q \leftarrow$  CriarNovaPopulação( $P$ ); {Nova população  $Q$  apresentará tamanho  $4N$ };
  - 9:  $S = \underbrace{\begin{array}{|c|c|c|} \hline B_1 & \dots & B_{4N} \\ \hline u_1 & \dots & u_{4N} \\ \hline \end{array}} \leftarrow$  FunçãoObjetivo( $Q$ );
  - 10:  $F \leftarrow$  CriarFrentesdePareto( $Q, S$ ); {O número de frentes é variável e apresentam  $4N$  soluções no máximo}
  - 11:  $R_g \leftarrow F_1$
  - 12:  $P \leftarrow$  SelecionarMelhorPopulação( $F$ ); {Conjunto das melhores  $N$  soluções}
  - 13:  $g \leftarrow g + 1$
  - 14: **end for**
  - 15: Soluções da última frente de parede são usados para o planejamento da rede
- 

---

**Algorithm 13** *CriarPopulaçãoInicial*

---

**Require:** Número de indivíduos  $N$ ;

**Ensure:** População Inicial  $P$ ;

- 1:  $X \leftarrow$  número de pares nós origem destino da topologia;
  - 2: **for**  $n = 1$  até  $N$  **do**
  - 3:  $I_n = (I_n^1, I_n^2, \dots, I_n^x)$
  - 4:  $J_n = (J_n^1, J_n^2, \dots, J_n^x)$
  - 5: **for**  $o = 1$  até  $X$  **do**
  - 6:  $I_n^o \leftarrow$  Random(-5dBm, 5dBm) (Cromossomos)
  - 7:  $J_n^o \leftarrow$  Random(0dB, 5dB) (Cromossomos)
  - 8: **end for**
  - 9: **end for**
-

---

**Algorithm 14** *CriarFrentesDePareto*


---

**Require:** População total  $Q$  e resultados da função objetivo  $S$  de  $Q$ ;

**Ensure:** Frentes de Pareto  $F$ ;

```

1:  $x \leftarrow 1$ ;
2: while  $Q \neq \emptyset$  do
3:   O status de todos os indivíduos começa como dominante;
4:   for  $i = 1$  até tamanho de  $Q$  do
5:     for  $j = 1$  até tamanho de  $Q$  do
6:       if  $i \neq j$  e  $(B_i \geq B_j$  e  $u_i > u_j)$  ou  $(B_i > B_j$  e  $u_i \geq u_j)$  then
7:         Indivíduo  $i$  muda status para não dominante;
8:          $j \leftarrow$  tamanho de  $Q$ ;
9:       end if
10:    end for
11:  end for
12:   $F_x \leftarrow$  todos os indivíduos dominantes;
13:  Remoção todos os indivíduos acrescentados em  $F_x$  de  $Q$ ;
14:   $x \leftarrow x + 1$ 
15: end while

```

---



---

**Algorithm 15** *SelecionarMelhorPopulação*


---

**Require:** Frentes de Pareto  $F$ ;

**Ensure:** População  $P$

```

1:  $x \leftarrow 1$ ;
2:  $P \leftarrow \emptyset$ ;
3: while Número de indivíduos de  $P < N$  do
4:   if Número de indivíduos de  $P +$  número de indivíduos de  $F_x \leq N$  then
5:      $P \leftarrow P \cup F_x$ 
6:      $x \leftarrow x + 1$ 
7:   else
8:     while Número de indivíduos de  $P < N$  do
9:       Seleção de um indivíduo aleatório ( $Ind$ ) de  $F_x$ 
10:      Remoção do indivíduo ( $Ind$ ) de  $F_x$ ;
11:      Inserção do indivíduo ( $Ind$ ) na população  $P$ ;
12:    end while
13:   end if
14: end while

```

---

---

**Algorithm 16** *CriarNovaPopulação*


---

**Require:** População  $P$  {Tamanho  $N$ }

**Ensure:** População Total  $Q$  {Tamanho  $4N$ }

```

1:  $X \leftarrow$  número de pares nós origem destino da topologia;
2:  $p_c \leftarrow 0.5$  {Probabilidade da partícula sofrer cruzamento};
3:  $p_m \leftarrow 0.3$  {Probabilidade da partícula sofrer mutação}
4:  $Z \leftarrow$  Número de pares de nós origem destino da topologia.
5: while  $P \neq \emptyset$  do
6:   Seleção aleatória de dois indivíduos de  $P$  ( $I_x J_x$  e  $I_y J_y$ );
7:   Transferência dos indivíduos ( $I_x J_x$  e  $I_y J_y$ ) da população  $P$  para  $Q$ ;
8:   Criação de cópias dos indivíduos anteriores agora intitulados de ( $A_x B_x$ ) e ( $A_y B_y$ );
9:   for  $o = 2$  até  $X$  do
10:     $p \leftarrow \text{Random}(0,1)$ ;
11:    if  $p \leq p_c$  then
12:      for  $w = o$  até  $X$  do
13:         $A_x^w \leftarrow I_y^w$ 
14:         $A_y^w \leftarrow I_x^w$  {cruzar potência}
15:      end for
16:       $o \leftarrow X$ ;
17:    end if
18:  end for
19:  for  $o = 2$  até  $X$  do
20:     $q \leftarrow \text{Random}(0,1)$ ;
21:    if  $q \leq p_c$  then
22:      for  $w = o$  até  $X$  do
23:         $B_x^w \leftarrow J_y^w$ 
24:         $B_y^w \leftarrow J_x^w$  {cruzar Margem de SNR}
25:      end for
26:       $o \leftarrow X$ ;
27:    end if
28:  end for
29:  Inserção dos dois indivíduos ( $A_x B_x$ ) e ( $A_y B_y$ ) na população  $Q$ ;
30: end while
31: for  $w = 1$  até  $2N$  (Todos os Indivíduos de  $Q$ ) do
32:   Criar uma cópia do ( $A_w B_w$ ) e do indivíduo ( $I_w J_w$ )
33:   for  $o = 1$  até  $X$  do
34:     $p \leftarrow \text{Random}(0,1)$ ;
35:     $q \leftarrow \text{Random}(0,1)$ ;
36:    if  $p \leq p_m$  then
37:       $A_w^o \leftarrow \text{Random}(-5\text{dBm e } 5\text{dBm})$ ; {Mutação potencia}
38:    end if
39:    if  $q \leq p_m$  then
40:       $B_w^o \leftarrow \text{Random}(0\text{dB e } 5\text{dB})$ ; {Mutação Margem de SNR}
41:    end if
42:   end for
43:   Inserção do indivíduo ( $A_w B_w$ ) na população  $Q$ ;
44: end for

```

---

---

**Algorithm 17** *Função Objetivo do indivíduo (I, J) - BSR Adaptado*


---

**Require:** Conjunto total de Indivíduos  $Q$  e Taxa de transmissão requerida

**Ensure:** Bloqueio e Utilização por indivíduo

```

1: for  $a = 1$  até  $4N$  do
2:    $I_a \leftarrow$  Potências do indivíduo  $a$ 
3:    $J_a \leftarrow$  Margens de SNR do indivíduo  $a$ 
4:    $X \leftarrow$  número de pares nós origem destino da topologia;
5:   for all Enlaces ( $l$ ) na rede do
6:      $c_i(l) \leftarrow 1$ ;
7:   end for
8:    $B_{best} \leftarrow \infty$ ;
9:    $u_{best} \leftarrow \infty$ ;
10:  for  $i = 1$  até 2000 do
11:    O conjunto  $P$  de menores caminhos para cada par origem-destino da rede é determinado usando o Dijkstra e considerando os custos  $c_i(l)$ ;
12:    for  $Canal = 1$  até  $X$  do
13:       $Pot(Canal) \leftarrow I_a(Canal)$  ;
14:       $SNR.Margin(Canal) \leftarrow J_a(Canal)$  ;
15:    end for
16:    O Algoritmo 7 é executado para determinar todos os formatos de modulação e conjunto  $T$  com os números de slots  $t_i$  de cada requisição.
17:     $SP \leftarrow$  Conjunto  $\langle P, T \rangle$  para todas as requisições;
18:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições de  $SP$  no espectro;
19:    O Algoritmo 8 é executado para calcular quantos canais foram bloqueados na rede, definido como bloqueio, e definir o conjunto final  $SP$ ;
20:    O algoritmo MRSA é utilizado para simular a alocação das requisições do conjunto final  $SP$  no espectro;
21:    Utilização final é definida como  $u$ ;
22:    if ( $bloqueio < B_{best}$ ) ou ( $bloqueio = B_{best}$  e  $u_{best} > u$ ) then
23:       $B_{best} \leftarrow bloqueio$ ;
24:       $u_{best} \leftarrow u$ ;
25:       $SP_{best} \leftarrow SP$ ;
26:    end if
27:    Os custos de todas as fibras  $c_{i+1}(l)$  são atualizados segundo a Equação 4.2;
28:  end for
29:   $B_a \leftarrow B_{best}$ ;
30:   $u_a \leftarrow u_{best}$ ;
31: end for

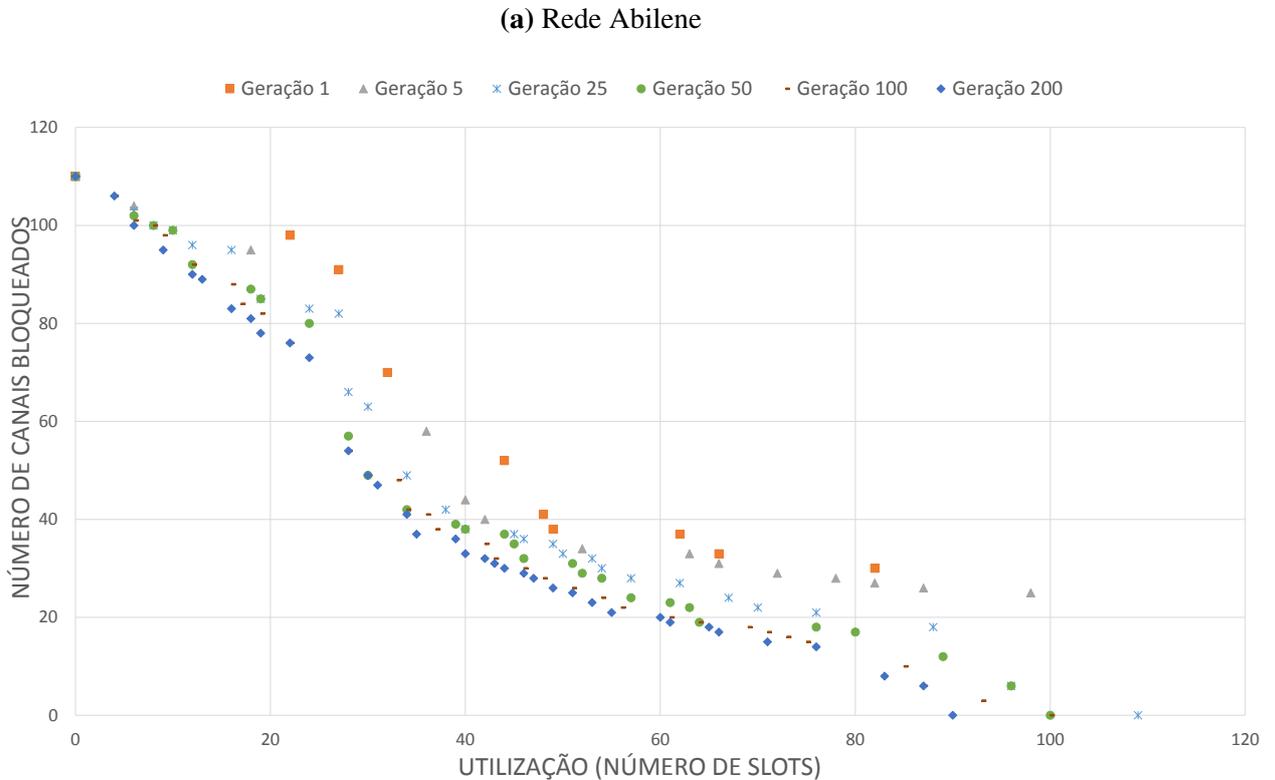
```

---

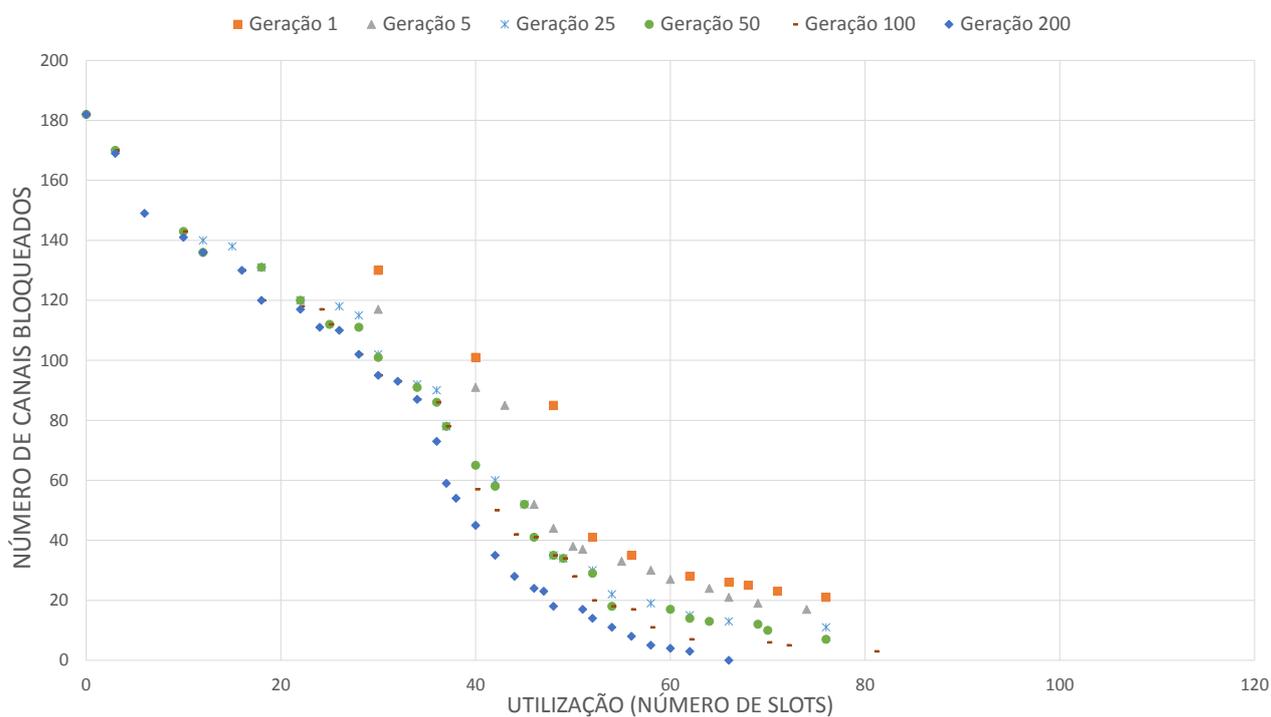
O *Algorithm 12* é o coração da lógica da metaheurística proposta. Inicialmente é criada a população, usando o *Algorithm 13*, no qual 50 indivíduos são criados cada um possuindo  $X$  canais, dependendo da topologia da rede a ser simulada. Além disso, cada canal possui uma margem e uma potência que são escolhidas aleatoriamente num conjunto pré-definido de potências e margens. Após essa etapa, uma população maior é gerada ( $4N$ ), que deriva do fato da inclusão dos indivíduos filhos gerados através de mutação e *crossover* (diversidade), usando o *Algorithm 16*. Após a criação dessa população, a função objetivo, descrita por o *Algorithm 17* e que tem como base a proposta dessa trabalho da heurística do BSR adaptado, é avaliada para cada indivíduo, dando como resultado o bloqueio e utilização que aquele indivíduo gera na rede. Com os resultados da função objetivo, o próximo passo é a criação das frentes de pareto, em que apenas os indivíduos dominantes são selecionados, formando as frentes. O *Algorithm 14* descreve a lógica da criação das frentes de pareto. Por fim, o *Algorithm 15* é usado para selecionar os melhores indivíduos dessa geração para servir de entrada para a próxima.

Para mostrar a efetividade da metaheurística, os gráficos a seguir mostram para às três topologias analisadas neste trabalho a evolução dos resultados das frentes de Pareto a cada geração. Estão destacados os resultados das gerações: 1<sup>o</sup>, 5<sup>o</sup>, 25<sup>o</sup>, 50<sup>o</sup>, 100<sup>o</sup> e 200<sup>o</sup>.

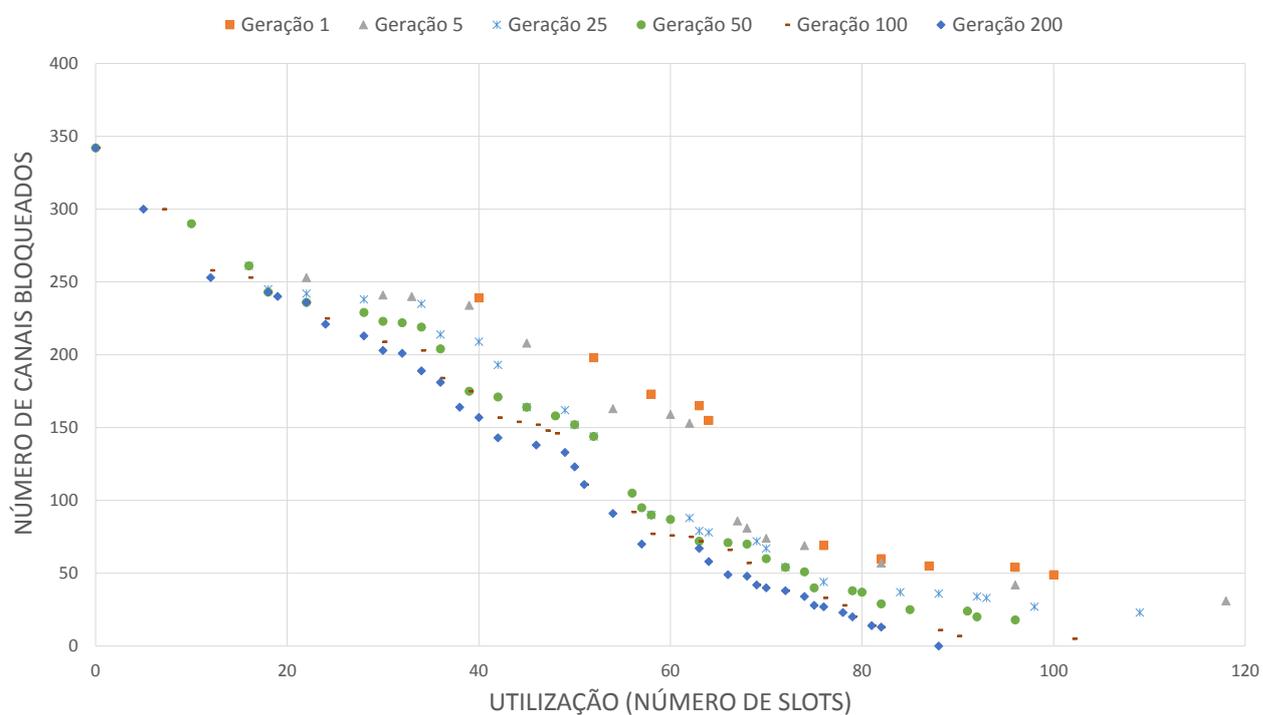
**Figura 38** – Resultados da Metaheurística do BSR com para três diferentes topologias.



(b) Rede NSF



(c) Rede EON

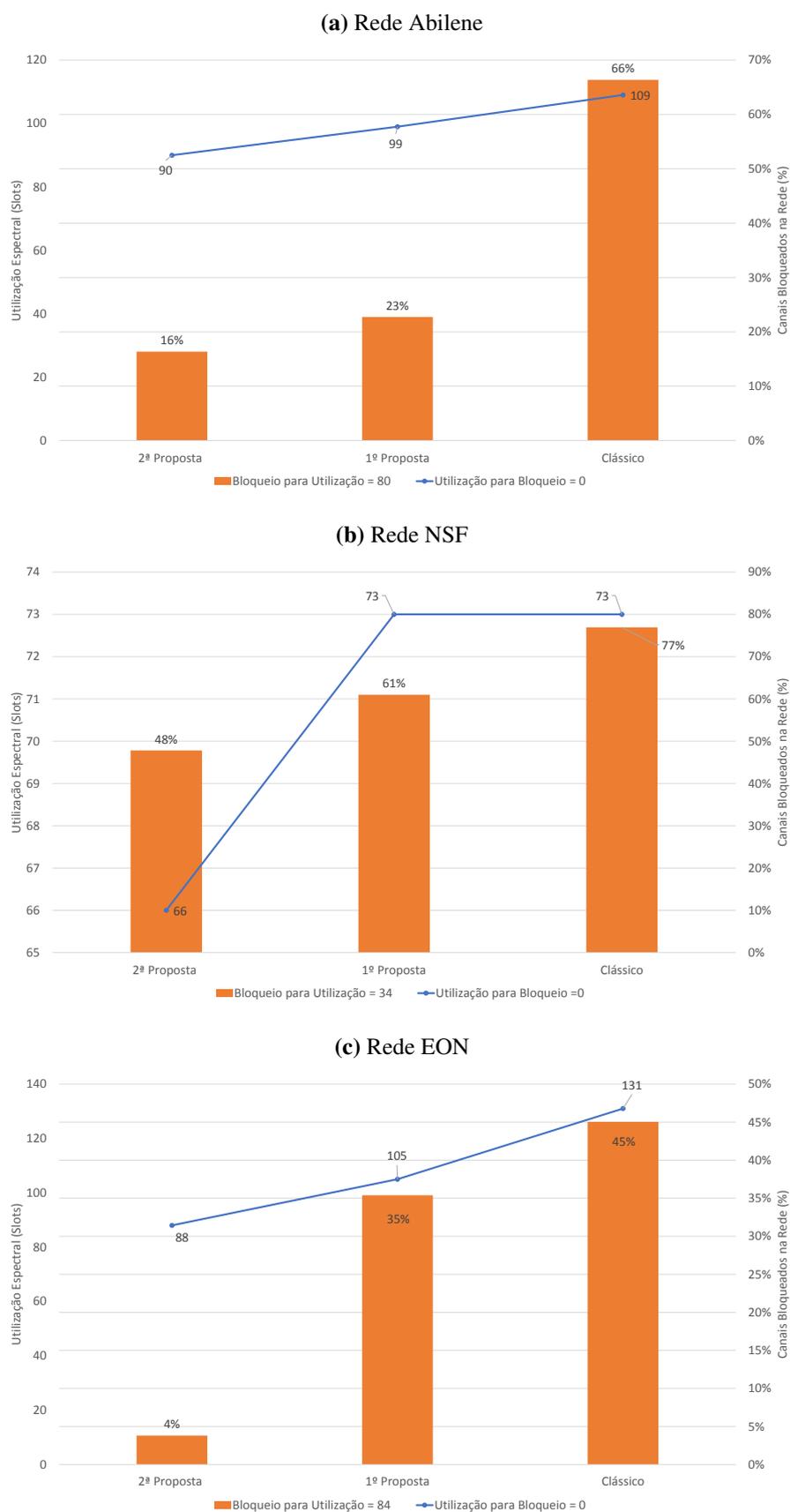


Como previsto teoricamente, uma convergência da população de indivíduos foi observada nas três situações. Os ganhos por usar o NSGA-II foram observados claramente por dar mais flexibilidade na escolha de potência dos canais e nas suas margens. Na Figura 38, pode-se identificar os benefícios da segunda estratégia que é a metaheurística proposta neste Capítulo quando comparada com a estratégia clássica e a 1ª estratégia que é a proposta deste trabalho no

Capítulo 4 nos dois seguintes contextos:

1. Tendo fixado uma quantidade de canais bloqueados e a mesma demanda, quantos *slots* do espectro são utilizados na rede. Nessa situação, assumimos como exemplo o valor de bloqueio fixo de 0 canais para as redes.
2. Tendo fixado uma quantidade de slots a ser disponibilizado no espectro e a mesma demanda, quantos canais são bloqueados. Nessa situação, assumimos como exemplo o valor de utilização fixada em 80, 34 e 84 slots para a rede Abilene, NSF e EON, respectivamente.

A conclusão que se tem ao fim dessa análise é de que, para a primeira situação, a metaheurística se mostrou uma boa estratégia para economizar espaço espectral e ainda assim ser bem sucedida em transmitir todas as requisições da origem ao destino. A Figura 39 mostra isso, através da redução vista pela linha azul em todas as situações. Para a segunda situação tivemos uma redução de 31% em bloqueio no melhor caso, representado pela Figura 39 c), em que é encontrado uma redução de bloqueio por meio da metaheurística, quando comparado com as outras propostas do Capítulo 4. O motivo para essa redução drástica no bloqueio é que, para cada situação, a metaheurística adapta as potências e margens individualmente buscando a melhor configuração que irá gerar menor bloqueio. Além disso, foi observado que os resultados com a topologia EON, que possui mais nós que as outras topologias, tiveram um ganho maior que as demais, devido ao fato de agora estarmos considerando que as rotas curtas não precisam ter as mesmas margens de SNR que as rotas longas. Na topologia da EON, as margens sempre eram bem super estimadas nas rotas menores, pois é uma rede de grande porte. Além disso, redes maiores possuem um maior número de canais que por sua vez geram mais não linearidade.

**Figura 39 – Comparação da performance das três estratégias RMLSA**

## 6 CONCLUSÃO

Este trabalho inicialmente revisou toda a base teórica por trás das transmissões ópticas coerentes, redes ópticas elásticas e modelos que descrevem efeitos que perturbam o sinal óptico e ajudam no cálculo para estimar o QoT de um sinal coerente transmitido por meio de uma fibra. O modelo para a transmissão em regime não linear, chamado de modelo IGN, foi usado neste trabalho para determinar o SNR de um canal óptica. Com isso, foi desenvolvida uma estratégia decisória do formato de modulação mais adequado para o canal, em termos de melhor eficiência espectral, tendo como base a informação do seu SNR.

Em seguida, este trabalho adaptou três heurísticas do RSA para englobar também o problema da escolha do formato de modulação usando uma estratégia conhecida na literatura como AMMS. Para as três heurísticas (SPSR, BLSA e BSR), foi estudada a efetividade da estratégia da literatura, bem como os seus pontos fracos em três configurações de *spans*. Foi constatado que canais que viajam por *spans* de maior comprimento e que têm menores potências possuem também um nível de SNR mais degradado devido ao ruído ASE mais intenso. Em contrapartida, para canais com altas potências, a configuração de menor comprimento de *span* apresentou maior degradação devido à maior ação da não linearidade. Percebendo os pontos fracos da abordagem usada para o problema RMLSA na literatura, este trabalho apresentou uma primeira abordagem através do cálculo efetivo do SNR usando os efeitos ASE e SCI, além da introdução de uma variável de correção chamada margem de SNR para incluir a ação do efeito XCI. Avanços com relação às propostas existentes foram mostrados com relação à utilização espectral da rede em diferentes tipologias e nas três heurísticas tradicionais do RSA usadas neste trabalho. Contudo, uma limitação computacional fez com que fosse considerado que todos os canais possuíssem a mesma potência de lançamento e margem de SNR.

Essa limitação foi eliminada numa segunda proposta deste trabalho que, através de uma metaheurística utilizando os conceitos do NSGA-II genético, avalia multi objetivamente a utilização da rede e a sua quantidade de canais bloqueados, em um contexto em que cada potência e margem de SNR é variada para se obter melhores resultados. A heurística do BSR adaptada foi utilizada para fornecer o valor da função objetivo da metaheurística de forma que ao se comparar os resultados com os da primeira proposta e da proposta clássica observou-se ganhos expressivos na quantidade de canais bloqueados e na utilização do espectro da rede. Pelo fato da estocasticidade do processo, a solução escolhida converge para uma situação que considera que caminhos mais curtos devem exigir margens SNR mais baixas e o XCI é mais pronunciado nos canais internos.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Apesar de novas propostas neste trabalho terem mostrado um avanço com relação às estratégias usadas na literatura, existe ainda muito espaço para melhorias e outras investigações. A seguir pode-se identificar alguns tópicos:

1. Avaliar a possibilidade de não atribuir a margem de SNR por canal, mas sim por formato de modulação escolhido.
2. Investigar a possibilidade de ajustar o custo descrito pela Equação 4.2 de tal forma que o custo  $c_{i+1}$  seja atualizado considerando a menor distância que exista entre o SNR do canal que utiliza aquele enlace e o seu  $SNR_{Requerido}$ , buscando sempre escolher rotas que tenham maiores diferenças de nível de SNRs para evitar bloqueios de canal.
3. Incluir no elitismo da metaheurística a preferência de soluções com menores potências. Tendo em vista que múltiplas configurações de potência e margem podem gerar resultados iguais ou semelhantes, incluir a condição de sempre escolher uma situação que possua a menor potência total. Isso pode ser usado para se obter um *saving* de custo na etapa de projeto de uma rede, tendo em vista que laser de menor potência é mais barato e consome menos energia.

## 6.2 TRABALHOS PUBLICADOS

Como fruto direto deste trabalho e de contribuições paralelas, quatro artigos contendo as discussões aqui levantadas foram publicados em duas conferências no ano de 2018, todos com o do prof. Dr. Raul Almeida Júnior. Os quatro artigos estão enumerados a seguir, tendo os dois primeiros relação direta com os estudos apresentados por este trabalho:

1. Artigo apresentado no XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e processamento de sinais, em 2018, intitulado: Adaptação de Heurísticas para Redes Ópticas Elásticas Considerando os Efeitos da Camada Física,
2. Artigo apresentado no SBFoton International Optics and Photonics Conference, em 2018, intitulado: A Proposed BSR Heuristic Considering Physical Layer Awareness.
3. Artigo apresentado no XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e processamento de sinais, em 2018, intitulado: Uma Análise Sobre Perfis Parabólicos de Lançamento de Potência para Canais Ópticos Elásticos Submetidos a Penalidades Não-Lineares de Camada Física,
4. Artigo apresentado no SBFoton International Optics and Photonics Conference, em 2018, intitulado: An Evolutionary Method to Optimize OSNR Margin in Elastic Optical Channels Subject to Non-Linear Physical Impairments,

## REFERÊNCIAS

- ABKENAR, F. S.; RAHBAR, A. G. Study and analysis of routing and spectrum allocation (rsa) and routing, modulation and spectrum allocation (rmsa) algorithms in elastic optical networks (eons). *Optical Switching and Networking*, Elsevier, v. 23, p. 5–39, 2017. 16
- AGRAWAL, G. *Sistemas de comunicação por fibra óptica*. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2014. v. 4. 38
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 222. 21, 23, 31, 51
- AIBIN, M.; WALKOWIAK, K. Defragmentation algorithm for joint dynamic and static routing problems in elastic optical networks with unicast and anycast traffic. In: IEEE. *Computing, Networking and Communications (ICNC), 2016 International Conference, textitProceedings[...], [S.l.]*. [S.l.], 2016. p. 1–5. 16
- ALVARADO, A. et al. Replacing the soft-decision fec limit paradigm in the design of optical communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 33, n. 20, p. 4338–4352, 2015. 39
- ANDREA, R. et al. *Hybrid metaheuristics—an emerging approach to optimization*. [S.l.]: Springer, 2008. 87
- BABANI, S. et al. Comparative study between fiber optic and copper in communication link. *Int. J. Tech. Res. Appl*, v. 2, n. 2, p. 59–63, 2014. 20
- BARBOSA, E. L. et al. Novo algoritmo baseado no uso dos slots para definição de roteamento nas redes ópticas elásticas. *Revista de Sistemas e Computação-RSC*, v. 7, n. 1, 2017. 15
- BARBOSA, E. L. et al. Nova abordagem para o problema de roteamento nas redes ópticas elásticas usando sistema fuzzy. *XIII Simposio Brasileiro de Automação Inteligente*, 2017. 15
- BOCOI, A. et al. Reach-dependent capacity in optical networks enabled by ofdm. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference, Proceedings[...], [S.l.]*. [S.l.], 2009. p. OMQ4. 63
- CAI, A. et al. Novel node-arc model and multiiteration heuristics for static routing and spectrum assignment in elastic optical networks. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 31, n. 21, p. 3402–3413, 2013. 57
- CARENA, A. et al. On the accuracy of the gn-model and on analytical correction terms to improve it. *arXiv preprint arXiv:1401.6946*, 2014. 50
- ČERNÝ, V. Thermodynamical approach to the traveling salesman problem: An efficient simulation algorithm. *Journal of optimization theory and applications*, Springer, v. 45, n. 1, p. 41–51, 1985. 87
- CHO, K.; YOON, D. On the general ber expression of one-and two-dimensional amplitude modulations. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 50, n. 7, p. 1074–1080, 2002. 46

- CHRISTODOULOPOULOS, K.; TOMKOS, I.; VARVARIGOS, E. A. Routing and spectrum allocation in ofdm-based optical networks with elastic bandwidth allocation. In: IEEE. *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 Proceedings[...]*, [S.l.], IEEE. [S.l.], 2010. p. 1–6. 57
- CHRISTODOULOPOULOS, K.; TOMKOS, I.; VARVARIGOS, E. A. Elastic bandwidth allocation in flexible ofdm-based optical networks. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 1354–1366, 2011. 61
- CISCO, C. Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast, 2016–2021. *Cisco white paper*, 2017. 15
- COSTA, L. R.; DRUMMOND, A. C. New distance-adaptive modulation scheme for elastic optical networks. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 21, n. 2, p. 282–285, 2017. 19, 63
- DAS, S.; SUGANTHAN, P. N. Differential evolution: a survey of the state-of-the-art. *IEEE transactions on evolutionary computation*, IEEE, v. 15, n. 1, p. 4–31, 2011. 87
- DORIGO, M.; CARO, G. D. Ant colony optimization: a new meta-heuristic. In: IEEE. *Proceedings of the 1999 congress on evolutionary computation-CEC99 (Cat. No. 99TH8406)*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 1470–1477. 87
- ELSON, D. J. et al. Investigation of bandwidth loading in optical fibre transmission using amplified spontaneous emission noise. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 25, n. 16, p. 19529–19537, 2017. 52
- FENG, G.; DOULIGERIS, C.; KLINKOWSKI, M. A heuristic for routing, modulation and spectrum allocation in spectrum sliced elastic optical path network. In: IEEE. *Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), 2015 IEEE International Symposium Proceedings[...]*, [S.l.], 2015. p. 111–115. 57
- FOGEL, L. J.; OWENS, A. J.; WALSH, M. J. Artificial intelligence through simulated evolution. John Wiley, 1966. 87
- FORUM, O. I. 100g forward error correction white paper. In: IEEE. *Optical Internetworking Forum*. [S.l.], 2010. p. 1–3. 47
- GERSTEL, O. et al. Elastic optical networking: A new dawn for the optical layer? *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 50, n. 2, 2012. 15, 40, 42
- GNAUCK, A.; DARCIE, T.; BODEEP, G. Comparison of direct and external modulation for catv lightwave transmission at 1.5  $\mu$ m wavelength. *Electronics Letters*, IET, v. 28, n. 20, p. 1875–1876, 1992. 31
- HAN, K.-H.; KIM, J.-H. Quantum-inspired evolutionary algorithm for a class of combinatorial optimization. *IEEE transactions on evolutionary computation*, IEEE, v. 6, n. 6, p. 580–593, 2002. 87
- HAUPT. *Practical Genetic Algorithms*. [S.l.]: Wiley- Interscience, 1998. 88
- HECHT, J. *City of light: the story of fiber optics*. [S.l.]: Oxford University Press on Demand, 2004. 20

- HUANG, S. et al. Fragmentation assessment based on-line routing and spectrum allocation for intra-data-center networks with centralized control. *Optical Switching and Networking*, Elsevier, v. 14, p. 274–281, 2014. 16
- IVES, D. J.; BAYVEL, P.; SAVORY, S. J. Adapting transmitter power and modulation format to improve optical network performance utilizing the gaussian noise model of nonlinear impairments. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 32, n. 21, p. 3485–3494, 2014. 17, 51
- IVES, D. J.; BAYVEL, P.; SAVORY, S. J. Routing, modulation, spectrum and launch power assignment to maximize the traffic throughput of a nonlinear optical mesh network. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 29, n. 3, p. 244–256, 2015. 47, 48
- JINNO, M. et al. Distance-adaptive spectrum resource allocation in spectrum-sliced elastic optical path network [topics in optical communications]. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 48, n. 8, 2010. 15
- JINNO, M.; TAKARA, H.; SONE, Y. Elastic optical path networking: Enhancing network capacity and disaster survivability toward 1 tbps era. In: IEEE. *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), 2011 16th, Proceedings[...], [S.l.]*. [S.l.], 2011. p. 401–404. 15, 42
- JOHN, H. *Holland, Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control and Artificial Intelligence*. [S.l.]: MIT Press, Cambridge, MA, 1992. 87
- JÚNIOR, A. A. et al. Heuristics for routing and spectrum allocation in elastic optical path networks. 2015. 18, 57, 60
- KOGELNIK, H.; YARIV, A. Considerations of noise and schemes for its reduction in laser amplifiers. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 52, n. 2, p. 165–172, 1964. 35
- LUNDBERG, L. Aspects of power consumption in coherent fiber-optical communication systems. *Lic. thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden*, 2017. 31, 32
- MITCHEL, M. *An Introduction to Genetic Algorithms*. [S.l.]: MIT Press, 1996. 92
- MORERO, D. A. et al. Design tradeoffs and challenges in practical coherent optical transceiver implementations. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 34, n. 1, p. 121–136, 2016. 32
- NAIN, H.; JADON, U.; MISHRA, V. Performance investigation of kerr effects on to wdm fiber optical networks. In: IEEE. *Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), IEEE International Conference Proceedings[...], [S.l.]*. [S.l.], 2016. p. 2018–2022. 17
- NESPOLA, A. et al. Gn-model validation over seven fiber types in uncompensated pm-16qam nyquist-wdm links. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 26, n. 2, p. 206–209, 2014. 50
- PASSINO, K. M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. *IEEE control systems*, IEEE, v. 22, n. 3, p. 52–67, 2002. 87
- PILLAI, B. S. G. et al. End-to-end energy modeling and analysis of long-haul coherent transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 32, n. 18, p. 3093–3111, 2014. 32, 38

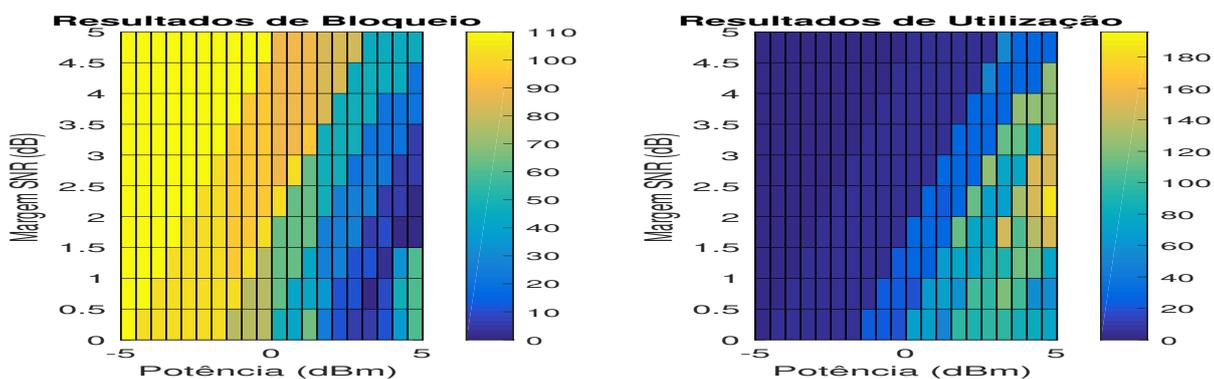
- POGGIOLINI, P. The gn model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 30, n. 24, p. 3857–3879, 2012. 17, 51
- POGGIOLINI, P. et al. The gn-model of fiber non-linear propagation and its applications. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 32, n. 4, p. 694–721, 2014. 45, 48, 49, 50, 51, 53, 54, 55
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. *Optical networks: a practical perspective*. [S.l.]: Morgan Kaufmann, 2009. 26, 32
- RECHENBERG, I. Evolutionsstrategie: Optimierung technischer systeme nach prinzipien der biologischen evolution. frommann-holzbog, stuttgart, 1973. *Google Scholar*, 1994. 87
- ROSA, A. et al. Spectrum allocation policy modeling for elastic optical networks. In: IEEE. *High Capacity Optical Networks and Emerging/Enabling Technologies, Proceedings[...]*, [S.l.]. [S.l.], 2012. p. 242–246. 57
- RUAN, L.; ZHENG, Y. Dynamic survivable multipath routing and spectrum allocation in ofdm-based flexible optical networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, Optical Society of America, v. 6, n. 1, p. 77–85, 2014. 15
- SAVORY, S. J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, IEEE, v. 16, n. 5, p. 1164–1179, 2010. 38
- SCHWEFEL, H.-P. *Evolutionsstrategie und numerische Optimierung*. Tese (Doutorado) — Technische Universität Berlin, 1975. 87
- SERVAL, D.; MARKOVIC, C.; KOVACEVIC, S. 4g mobile internet, services, regulation and mobile operators in bosnia and herzegovina. In: IEEE. *Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO), 2014 37th International Convention textitProceedings[...]*, [S.l.]. [S.l.], 2014. p. 432–435. 15
- SHEN, G.; GUO, H.; BOSE, S. K. Survivable elastic optical networks: survey and perspective. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 31, n. 1, p. 71–87, 2016. 15
- SHIRAZIPOURAZAD, S. et al. On routing and spectrum allocation in spectrum-sliced optical networks. In: IEEE. *INFOCOM, 2013 Proceedings IEEE*. [S.l.], 2013. p. 385–389. 17
- SILVA, E. P. da. *Linear and Nonlinear Impairment Compensation in Coherent Optical Transmission with Digital Signal Processing*. Tese (Doutorado) — DTU Fotonik, 2017. 28, 29
- SMITH, J. Odd-bit quadrature amplitude-shift keying. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 23, n. 3, p. 385–389, 1975. 45
- TAKAGI, T. et al. Dynamic routing and frequency slot assignment for elastic optical path networks that adopt distance adaptive modulation. In: IEEE. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, Proceedings[...]*, [S.l.]. [S.l.], 2011. p. 1–3. 15
- TALEBI, S. et al. Spectrum management techniques for elastic optical networks: A survey. *Optical Switching and Networking*, Elsevier, v. 13, p. 34–48, 2014. 17
- THYAGARAJAN, K.; GHATAK, A. *Fiber optic essentials*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. v. 10. 30

- THYAGARAJAN, K.; GUPTA, D.; KUMAR, A. Effects of nonlinearity and polarization mode dispersion on high bit-rate fiber-optic communication links. In: *Conference Proceedings, Photonics*. [S.l.: s.n.], 2004. 16
- TOMASSILLI, A.; JAUMARD, B.; GIROIRE, F. Path protection in optical flexible networks with distance-adaptive modulation formats. In: IEEE. *2018 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), Proceedings[...], [S.l.]*. [S.l.], 2018. p. 30–35. 64
- TOMÉ, C. G. et al. Optimization of hybrid fiber amplifiers in uncompensated links designed for nywdm transmission. 2015. 24, 26, 28, 35
- VERMA, R.; GARG, P. Comparative analysis of self phase modulation (spm) and cross phase modulation (cpm). *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Electronics Engineering (IJARCSEE)*, v. 1, n. 3, p. pp–97, 2012. 27, 28
- VITTHALADEVUNI, P. K.; ALOUINI, M.-S.; KIEFFER, J. C. Exact ber computation for cross qam constellations. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 4, n. 6, p. 3039–3050, 2005. 45
- WAN, X.; HUA, N.; ZHENG, X. Dynamic routing and spectrum assignment in spectrum-flexible transparent optical networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, Optical Society of America, v. 4, n. 8, p. 603–613, 2012. 62
- WANG, Y.; CAO, X.; PAN, Y. A study of the routing and spectrum allocation in spectrum-sliced elastic optical path networks. In: IEEE. *INFOCOM, 2011, Proceedings[...], [S.l.] IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1503–1511. 15, 17, 56, 57, 58
- XIONG, F. *Digital modulation techniques*. [S.l.]: Artech House, 2006. 42
- YAN, L.; AGRELL, E.; WYMEERSCH, H. Resource allocation in nonlinear flexible-grid fiber-optic networks. In: IEEE. *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2015*. [S.l.], 2015. p. 1–3. 17
- YARIV, A. Signal-to-noise considerations in fiber links with periodic or distributed optical amplification. *Optics letters*, Optical Society of America, v. 15, n. 19, p. 1064–1066, 1990. 36
- ZHANG, G. et al. Evolutionary membrane computing: a comprehensive survey and new results. *Information Sciences*, Elsevier, v. 279, p. 528–551, 2014. 87
- ZHANG, G. et al. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 15, n. 1, p. 65–87, 2013. 41
- ZHAO, J. et al. Dispersion based highest-modulation-first last-fit spectrum allocation scheme for elastic optical networks. *IEEE Access*, IEEE, v. 6, p. 59907–59916, 2018. 64
- ZHAO, J. et al. Distance-adaptive routing and spectrum assignment in ofdm-based flexible transparent optical networks. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 27, n. 3, p. 119–127, 2014. 15
- ZITZLER, E. *Evolutionary algorithms for multiobjective optimization: Methods and applications*. [S.l.: s.n.], 1999. 91, 92

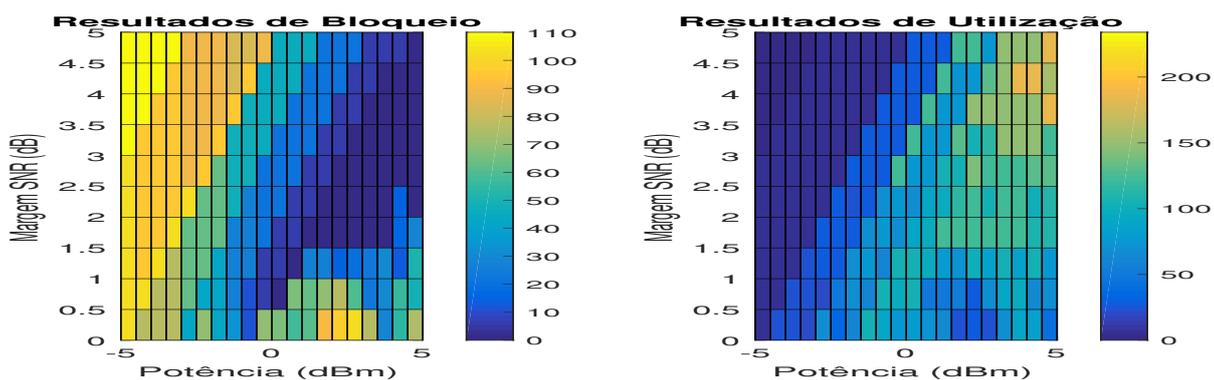
## APÊNDICE A – RESULTADOS DAS HEURÍSTICAS

**Figura 40** – Resultados da Heurística SPSR com adaptação proposta

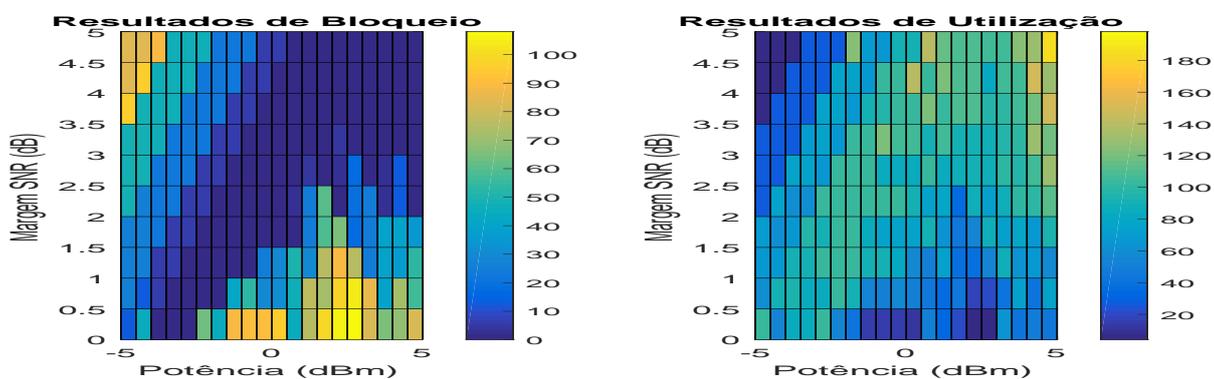
(a) Rede Abilene com  $L = 100km$

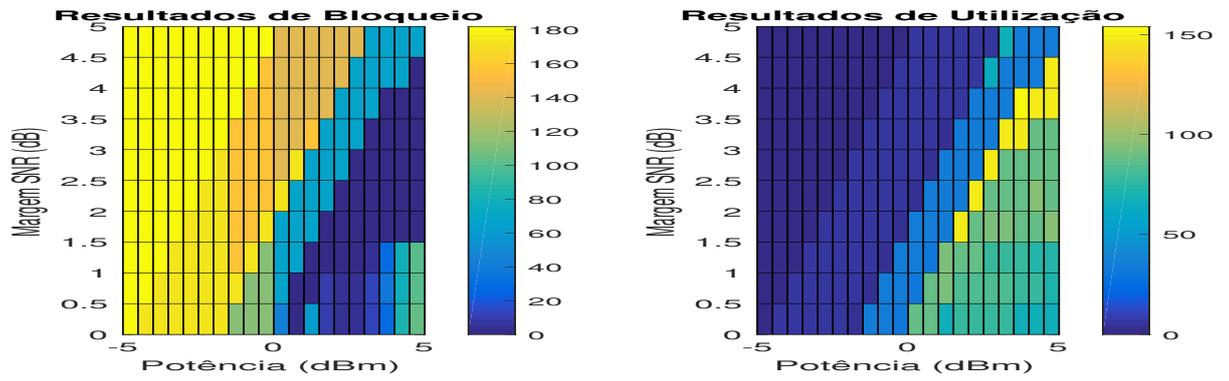
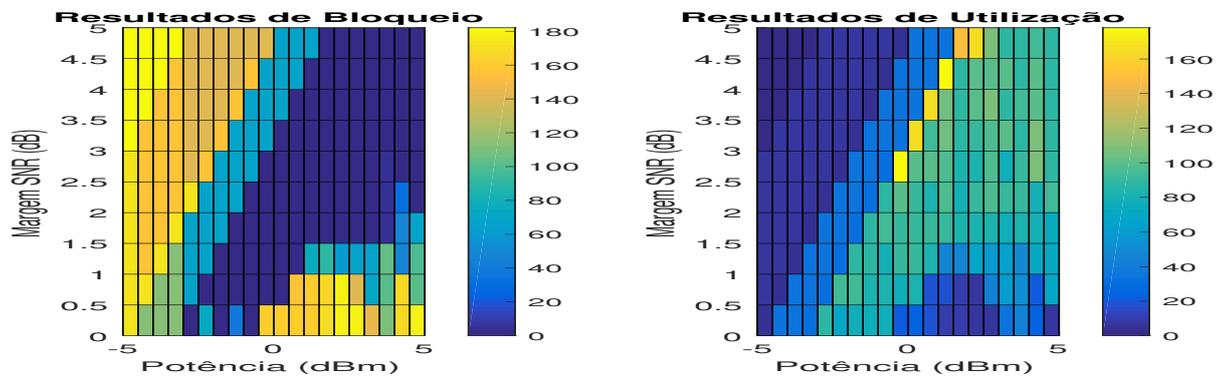
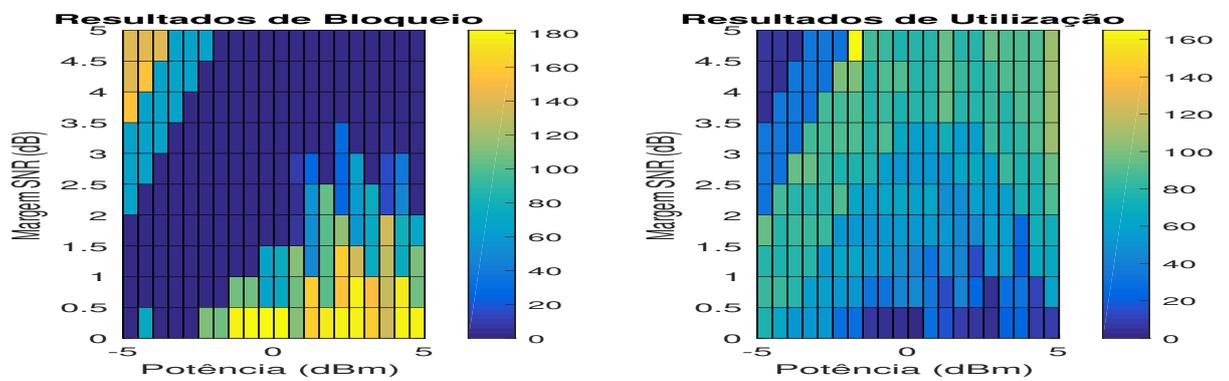


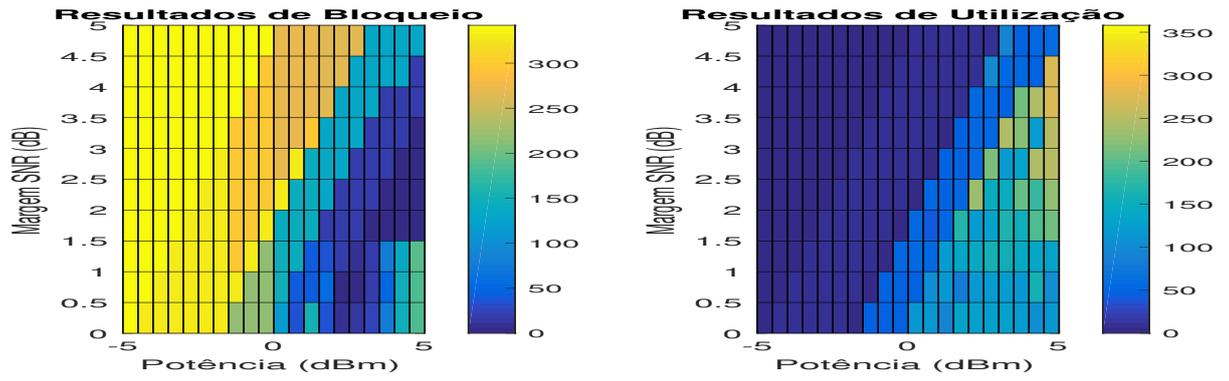
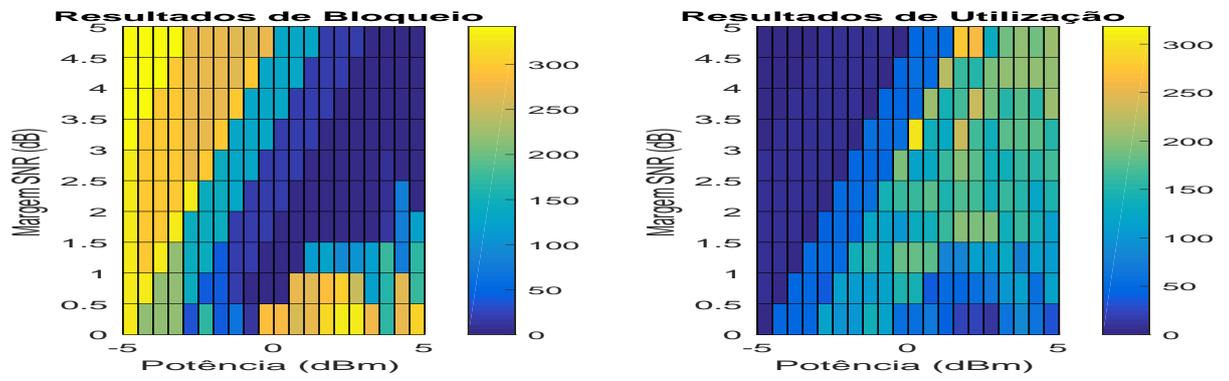
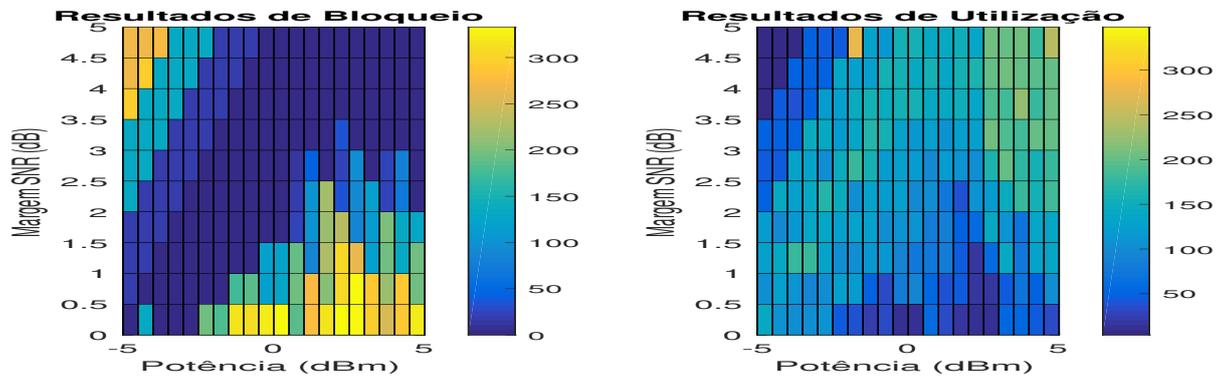
(b) Rede Abilene com  $L \approx 80km$



(c) Rede Abilene com  $L \approx 60km$

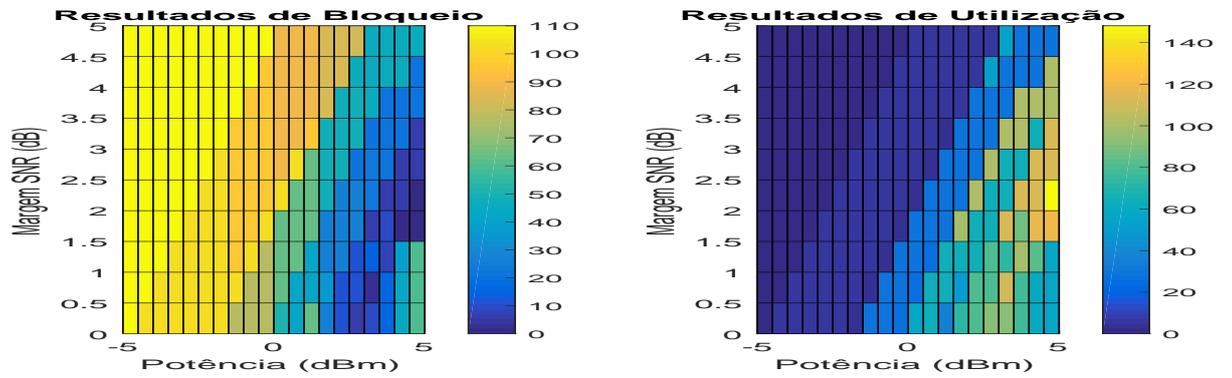


(d) Rede NSF com  $L = 100km$ (e) Rede NSF com  $L \approx 80km$ (f) Rede NSF com  $L \approx 60km$ 

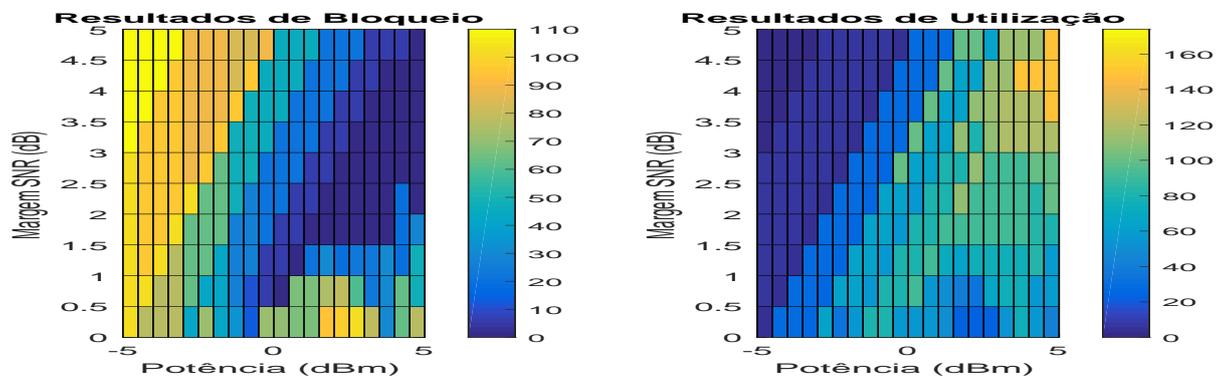
(g) Rede EON com  $L = 100km$ (h) Rede EON com  $L \approx 80km$ (i) Rede EON com  $L \approx 60km$ 

**Figura 41** – Resultados da Heurística BLSA com adaptação proposta

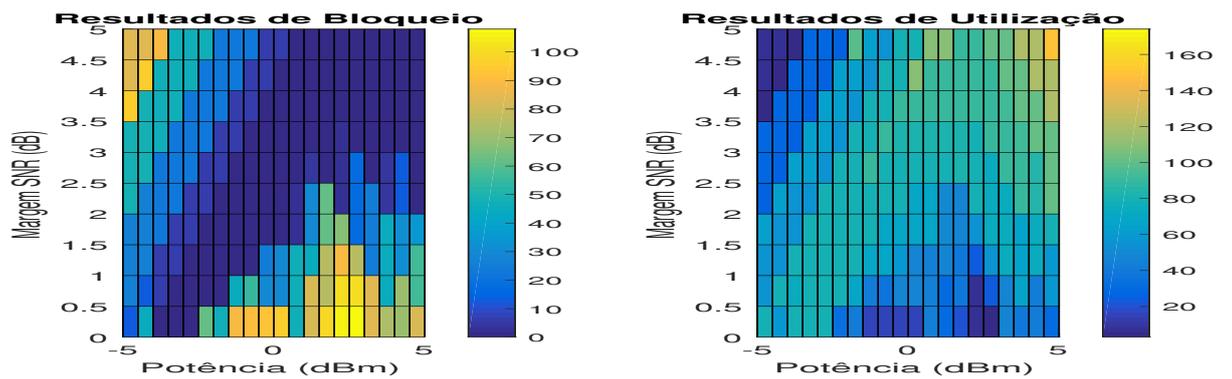
(a) Rede Abilene com  $L = 100km$

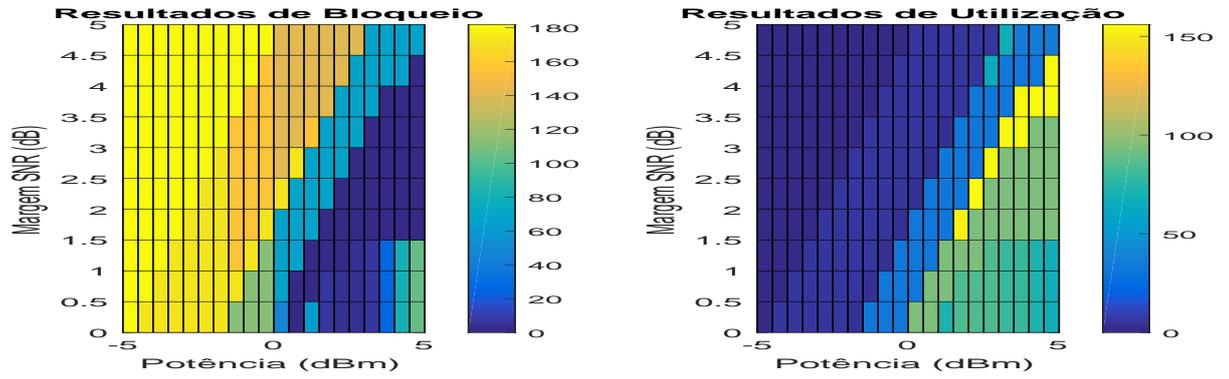
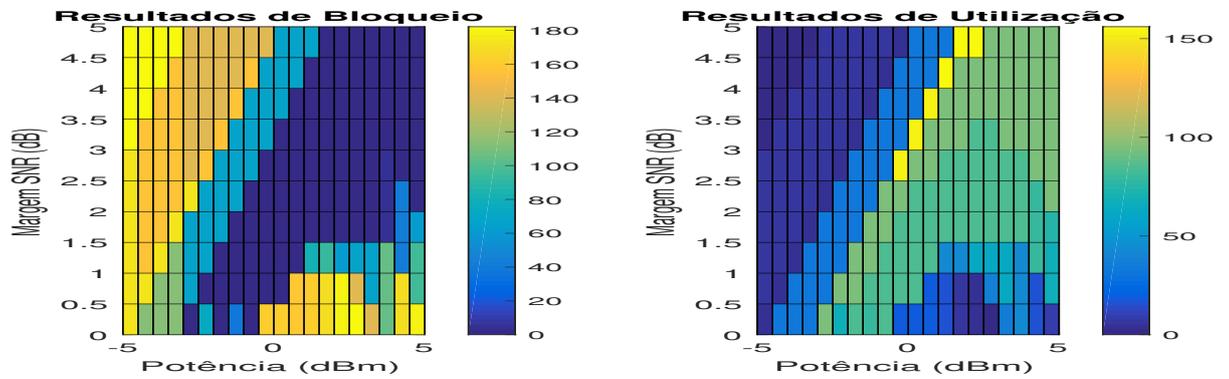
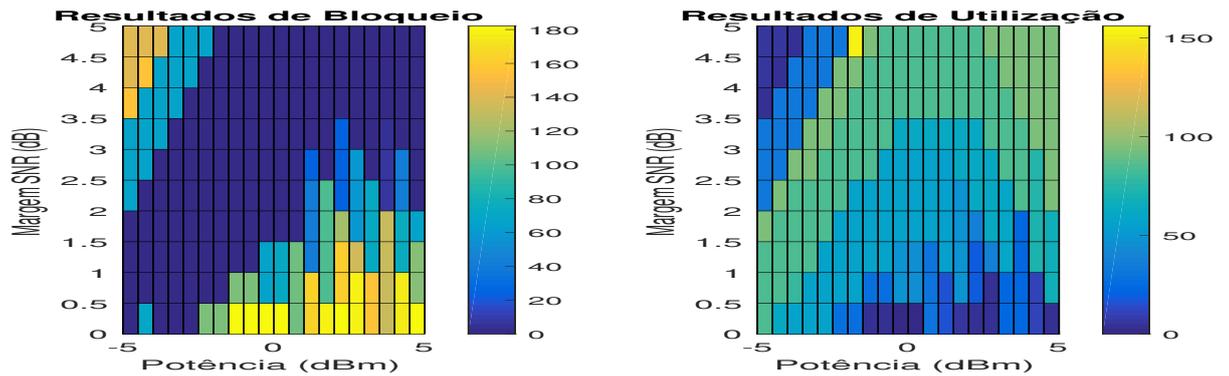


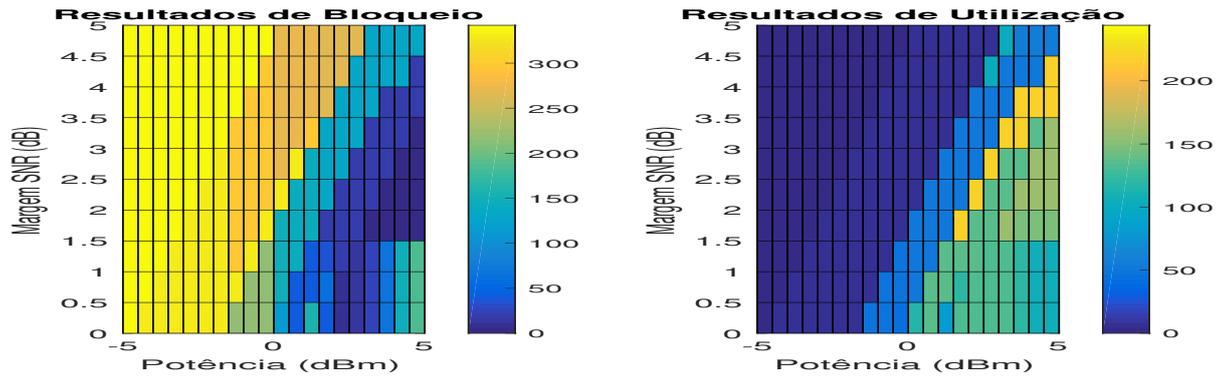
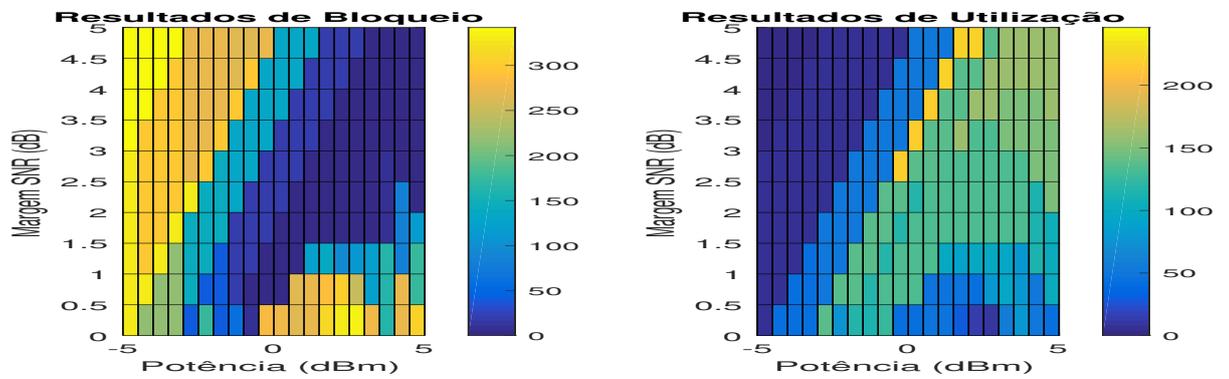
(b) Rede Abilene com  $L \approx 80km$



(c) Rede Abilene com  $L \approx 60km$



(d) Rede NSF com  $L = 100km$ (e) Rede NSF com  $L \approx 80km$ (f) Rede NSF com  $L \approx 60km$ 

(g) Rede EON com  $L = 100km$ (h) Rede EON com  $L \approx 80km$ (i) Rede EON com  $L \approx 60km$ 