

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO  
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ERIC DE ALBUQUERQUE JORGE ARANTES

CONTRIBUIÇÕES AO ALGORITMO DE  
ROTEAMENTO PARA REDES ÓPTICAS  
BASEADO NA FIGURA DE RUÍDO E NAS  
PENALIDADES FÍSICAS

VIRTUS IMPAVIDA

RECIFE, MARÇO DE 2006.

ERIC DE ALBUQUERQUE JORGE ARANTES

CONTRIBUIÇÕES AO ALGORITMO DE  
ROTEAMENTO PARA REDES ÓPTICAS  
BASEADO NA FIGURA DE RUÍDO E NAS  
PENALIDADES FÍSICAS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

ORIENTADOR: PROF. JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO, PH.D.

Recife, Março de 2006.

**A662c Arantes, Eric de Albuquerque Jorge**

Contribuições ao algoritmo de roteamento para redes ópticas baseado na figura de ruído e nas penalidades físicas. - Recife: O Autor, 2006.

100 f., il., gráfs., tabs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2006.

Inclui referências e apêndices.

**1. Engenharia Elétrica. 2. Rede ópticas. 3. Comunicações ópticas I. Título.**

**621.3 CDD (22. ed.)**

**BCTG/2006-83**



**Universidade Federal de Pernambuco**  
**Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

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

**ERIC DE ALBUQUERQUE JORGE ARANTES**

TÍTULO

***“Contribuições ao Algoritmo de Roteamento para  
Redes Ópticas Baseado na Figura de Ruído  
e nas Penalidades Físicas”***

A comissão examinadora composta pelos professores: JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO, DES/UFPE, RAFAEL DUEIRE LINS, DES/UFPE, RAUL CAMELO DE ANDRADE ALMEIDA JÚNIOR, DES/UFPE e HELIO WALDMAN, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação/UNICAMP sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ERIC DE ALBUQUERQUE JORGE ARANTES APROVADO.**

Recife, 31 de março de 2006.

**RAUL CAMELO DE ANDRADE  
ALMEIDA JÚNIOR**  
Membro Titular Externo

**JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO**  
Coordenador do PPGE  
Orientador e Membro Titular Interno

**HELIO WALDMAN**  
Membro Titular Externo

**RAFAEL DUEIRE LINS**  
Membro Titular Interno

*Aos meus amados pais, Edwar Jorge Arantes  
e Clarissa de Albuquerque Jorge Arantes.*

# AGRADECIMENTOS

Muitas pessoas foram deveras importante nesses anos de mestrado, de modo que gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos:

A minha Família, em especial a minha noiva Aline Ferraz, pelo apoio e incentivo constante.

Ao Prof. Joaquim Ferreira Martins Filho, orientador da dissertação, por sua dedicação e pela confiança depositada em mim.

Aos amigos do grupo de Fotônica da UFPE: Carmelo Bastos, Emery Lins, Helder Alves, Isaldo Coêlho, José Paulo de Oliveira, Leonardo Didier, Luciana Salles, Sérgio Campello e todos os demais estagiários e alunos de iniciação científica, que fizeram da convivência no laboratório de DWDM tão agradável e estimulante.

Gostaria de reinterar meus sinceros agradecimentos aos amigos Carmelo Bastos e Sérgio Campello pelos ensinamentos e apoio durante todo o período do mestrado.

Ao grande amigo André Leite pela ajuda incondicional no L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X.

Finalmente, gostaria de agradecer a CAPES e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

ERIC DE ALBUQUERQUE JORGE ARANTES

*Universidade Federal de Pernambuco*

*31 de Março de 2006*

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**CONTRIBUIÇÕES AO ALGORITMO DE ROTEAMENTO  
PARA REDES ÓPTICAS BASEADO NA FIGURA DE RUÍDO  
E NAS PENALIDADES FÍSICAS**

**Eric de Albuquerque Jorge Arantes**

Março/2006

**Orientador:** Prof. Joaquim Ferreira Martins Filho, Ph.D.

**Área de Concentração:** Fotônica

**Palavras-chaves:** Redes ópticas, RWA, figura de ruído, comunicações ópticas.

**Número de páginas:** 100

Esta dissertação demonstra um novo algoritmo de roteamento dinâmico para redes ópticas transparentes baseado nas penalidades da camada física, como o acúmulo de ruído nos amplificadores, a saturação do ganho dos amplificadores e as perdas nos dispositivos ao longo do caminho óptico. A métrica do algoritmo proposto é baseada no cálculo da figura de ruído utilizando-se a formulação bastante conhecida para cascadeamento de elementos no caminho óptico. A conversão de comprimentos de onda não é permitida na rede e a alocação dos comprimentos de onda é baseada no algoritmo de *First-Fit*. Para uma dada chamada o algoritmo atribui o primeiro comprimento de onda disponível e calcula a melhor rota (menor figura de ruído) usando um algoritmo de Dijkstra modificado com a figura de ruído como função custo. Após o cálculo da figura de ruído do caminho óptico a taxa de erro de bit (BER) é determinada. O novo algoritmo bloqueia uma chamada se não existir um comprimento de onda disponível ou se a BER estiver acima do limite pré-definido, o que garante uma qualidade de serviço para o funcionamento da rede. Os resultados de simulações para um tráfego dinâmico numa rede em malha hipotética são apresentados em termos da probabilidade de bloqueio em função da carga da rede e das características dos amplificadores. Mostra-se que o algoritmo proposto é melhor do que o algoritmo de roteamento de menor caminho. O algoritmo é estendido para as redes multifibras.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

**CONTRIBUTIONS TO THE ROUTING ALGORITHM FOR  
OPTICAL NETWORKS BASED ON NOISE FIGURE AND  
PHYSICAL IMPAIRMENTS**

**Eric de Albuquerque Jorge Arantes**

March/2006

**Supervisor:** Prof. Joaquim Ferreira Martins Filho, Ph.D.

**Area of Concentration:** Photonics

**Keywords:** Optical networks, RWA, noise figure, optics communication.

**Number of pages:** 100

This dissertation demonstrates a novel dynamic routing algorithm for transparent optical networks based on physical layer impairments such as, amplifier noise accumulation, amplifier gain saturation and device losses along lightpaths. The metric of the algorithm is based on the calculation of the noise figure using the well known formulation for a cascade of elements in the lightpaths. No wavelength conversion capabilities was assumed in our network and the wavelength assignment is based on a first fit algorithm. For a given call the algorithm assigns the first available wavelength and calculates the best route (minimum noise figure) using a modified Dijkstra algorithm with the noise figure as the cost function. After the calculation of the noise figure of the lightpath the bit error rate (BER) is obtained. The novel algorithm blocks a call if there is no wavelength available or if the BER for the available wavelength is above a given level, which guarantees a pre-defined quality-of-service for the network operation. Simulation results of dynamic traffic in a hypothetical meshed network are presented in terms of blocking probabilities as a function of network load and amplifier characteristics. They show that the proposed algorithm outperforms the traditional shortest path routing algorithm. The algorithm is also extended to multifiber networks.

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Rede WDM roteada por comprimento de onda. . . . .	14
2.1	Grafo em camadas . . . . .	22
2.2	Alocação de comprimento de onda para o caso estático . . . . .	25
3.1	Espectro da atenuação da fibra em função do comprimento de onda. . .	33
3.2	Configuração em cascata de $N$ amplificadores ópticos. . . . .	42
3.3	Componentes ópticos em cascata. . . . .	43
3.4	(a) Amostragem do sinal no receptor. (b) Densidades de probabilidade gaussianas para os bits 0 e 1, a região hachuriada representa a probabilidade da decisão incorreta. . . . .	44
3.5	Dependência da BER com a SNR. . . . .	48
4.1	Configuração do nó de roteamento de comprimentos de onda, com $M$ fibras e $N$ comprimentos de onda . . . . .	52
4.2	Configuração do enlace óptico bidirecional assumido pelo algoritmo. .	53
4.3	Fluxograma de funcionamento do algoritmo. . . . .	54
4.4	Enlace óptico utilizado pelo algoritmo. . . . .	55
4.5	Modelo em blocos do enlace. Blocos 1, 3 e 5 são compostos de elementos passivos e os blocos 2 e 4 de elementos ativos. . . . .	56
4.6	Configuração em blocos para os enlaces intermediários. . . . .	56
4.7	Representação gráfica do funcionamento do algoritmo proposto. . . . .	57
4.8	Algoritmo de roteamento proposto simplificado. . . . .	58
4.9	Representação das potências dos sinais para o cálculo da saturação dos amplificadores. . . . .	61
4.10	Enlace óptico multifibra. . . . .	62
4.11	Padrão de conectividade de uma rede roteada por comprimento de onda. 63	
5.1	Topologia da rede utilizada nas simulações. . . . .	66
5.2	Configuração em blocos dos enlaces para o cálculo do ganho dos amplificadores. . . . .	66
5.3	Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede comparando o algoritmo proposto como o algoritmo de menor distância física e o de menor número de saltos. . . . .	67

5.4	Probabilidade de bloqueio em função do fator de ganho para uma carga de 50 <i>Erl</i> . . . . .	68
5.5	Probabilidade de bloqueio em função da distribuição do ganho entre o amplificador de potência e o pré-amplificador. . . . .	70
5.6	Probabilidade de bloqueio em função da potência de saturação para a rede funcionando apenas com os amplificadores de potência. . . . .	71
5.7	Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da figura de ruído dos amplificadores de potência e pré-amplificadores. . . . .	72
5.8	Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da figura de ruído, para redes multifibras. . . . .	73
5.9	Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da potência de saturação dos amplificadores. . . . .	74
5.10	Probabilidade de bloqueio em função da figura de ruído dos amplificadores de potência e pré-amplificadores para diferentes potências de saturação (14, 16, 18 e 20 <i>dBm</i> ). . . . .	75

# LISTA DE TABELAS

5.1	Valores utilizados nas simulações. . . . .	67
-----	--------------------------------------------	----

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>12</b>
<b>2</b>	<b>ROTEAMENTO E ALOCAÇÃO DE COMPRIMENTOS DE ONDA</b>	<b>17</b>
2.1	Roteamento estático . . . . .	18
2.2	Roteamento dinâmico . . . . .	20
2.3	Alocação de comprimentos de onda . . . . .	24
2.3.1	Aleatório . . . . .	26
2.3.2	First-Fit . . . . .	26
2.3.3	Menos usado . . . . .	27
2.3.4	Mais usado . . . . .	27
2.3.5	Min-Product . . . . .	27
2.3.6	MAX-SUM . . . . .	28
2.3.7	Relative capacity loss . . . . .	30
2.3.8	Least-Loaded . . . . .	31
<b>3</b>	<b>PENALIDADES FÍSICAS</b>	<b>32</b>
3.1	Atenuação . . . . .	33
3.2	Efeitos não lineares . . . . .	34
3.3	Ruído em amplificadores ópticos . . . . .	35
3.3.1	Ruído na intensidade . . . . .	36
3.3.2	Relação sinal-ruído . . . . .	37
3.3.3	Figura de Ruído . . . . .	39
3.4	Componentes em cascata . . . . .	41
3.5	Taxa de erro de bit . . . . .	44
3.6	Saturação do ganho dos amplificadores . . . . .	47
<b>4</b>	<b>UMA NOVA PROPOSTA PARA ROTEAMENTO</b>	<b>50</b>
4.1	Considerações iniciais . . . . .	51
4.2	Modelamento sistêmico . . . . .	53
4.3	Algoritmo de roteamento e alocação de comprimento de onda . . . . .	53
4.4	Redes multifibras . . . . .	62

5	RESULTADOS	65
6	CONCLUSÃO	76
6.1	Trabalhos futuros . . . . .	77
	REFERÊNCIAS	79
	Apêndice A CÓDIGO FONTE DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO	83
A.1	Arquivo main.m . . . . .	84
A.2	Arquivo FirstTime.m . . . . .	91
A.3	Arquivo seleciona.m . . . . .	93
A.4	Arquivo Menor_NF.m . . . . .	93
A.5	Arquivo Menor_Dist.m . . . . .	95
A.6	Arquivo deppot.m . . . . .	96
A.7	Arquivo BER_WayBack.m . . . . .	98
	Apêndice B ARTIGOS PUBLICADOS	99

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO

Nos últimos anos as empresas de telecomunicações se vêm na necessidade de expandir a capacidade atual de suas redes de transporte, motivada por um acentuado aumento na demanda do tráfego de dados gerados pelo crescente número de usuários que navegam na Internet através de conexões banda larga e por diversas outras aplicações que exigem uma maior largura de banda, como por exemplo, televisão de alta definição<sup>1</sup>, vídeo por demanda, aplicações de video conferência e telemedicina [1, 2, 3].

Atualmente as rede ópticas são consideradas as mais promissoras para prover a largura de banda necessária nesta nova era das telecomunicações. A fibra óptica além de possuir uma gigantesca largura de banda, algo em torno de  $50 Tb/s$  [4], tem baixa atenuação do sinal ( $\approx 0,2 dB/Km$ ), baixa dispersão e, dentre outras características, a fibra óptica tem um baixo custo de implantação.

As rede ópticas podem ser classificadas como opacas ou transparentes [5, 6]. Nas redes opacas o sinal é regenerado em todos os nós intermediários que ele atravessa. Para que haja a regeneração é preciso converter o sinal óptico em um sinal elétrico e depois de regenerado convertê-lo de volta para óptico.

---

<sup>1</sup>HDTV – *High Definition Television*.

Uma das desvantagens das redes opacas é o alto custo de implantação, uma vez que, para se fazer a conversão óptica-elétrica-óptica (O/E/O) é necessário o uso de *transponders* e circuitos eletrônicos de controle. Além do que, elas não tem nenhum grau de escalabilidade, devido a eletrônica utilizada ser totalmente dependente do tipo de protocolo, da taxa de transmissão e do formato do bit utilizado.

Um dos benefícios da regeneração do sinal nos nós intermediários é o de separar as etapas de transmissão e chaveamento do sinal, fazendo com que a degradação do sinal não se acumule ao longo do percurso. Desta forma o sinal transmitido pode perfazer caminhos mais longos sem se tornar ininteligível.

Para explorar toda a potencialidade das redes ópticas, em termos de taxas de transmissão, largura de banda e escalabilidade, entram em cena as redes ópticas transparentes, também conhecidas como redes puramente ópticas. Nelas o sinal permanece no domínio óptico da origem ao destino. Nenhum processamento ou armazenamento do sinal é realizado pelos nós intermediários, o que encerra com a discrepância entre as altas taxas de transmissão óptica e a velocidade de processamento eletrônico dos nós. Além do que, as redes transparentes melhoram significativamente a capacidade da camada de enlace, por torná-la totalmente independente das taxas de transmissão, do formato do bit e do protocolo utilizado para o gerenciamento e controle.

Como nenhuma conversão O/E/O é feita pelos nós intermediários, o sinal vai sofrer uma degradação da relação sinal-ruído<sup>2</sup> ao trafegar pelos enlaces, devido às penalidades físicas da rede. Essa degradação se deve ao acúmulo de ruído no sinal ao trafegar por diversos componentes ópticos, como por exemplo, os chaveadores e os amplificadores.

As redes ópticas que utilizam a tecnologia de multiplexação por divisão em comprimento de onda<sup>3</sup>, onde diversos comprimentos de onda são transmitidos simultaneamente numa única fibra óptica, e roteadas por comprimento de onda são vistas como a tecnologia do futuro para as redes de transporte. Entretanto, para configurar os comutadores<sup>4</sup> de forma a realizarem o roteamento do sinal óptico de modo automático e satisfatório, um plano de controle inteligente e robusto deve ser integrado à camada óptica.

---

<sup>2</sup>SNR – *Signal-Noise Ratio*.

<sup>3</sup>WDM – *Wavelength Division Multiplexing*.

<sup>4</sup>WXC – *Wavelength Cross Connect*.

Nas redes **WDM** transparentes roteadas por comprimentos de onda<sup>5</sup> a comunicação entre dois nós é feita por meio de canais totalmente ópticos, como mostrado na Figura 1.1. O caminho óptico entre dois nós é estabelecido através de uma conexão comutada por circuito e pela alocação de um comprimento de onda disponível em todos os enlaces ao longo da rota.

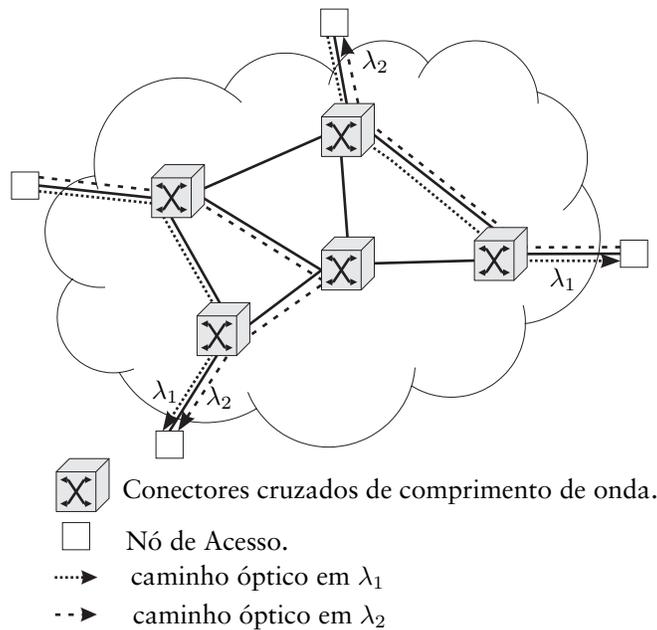


Figura 1.1: Rede WDM roteada por comprimento de onda.

Dependendo da capacidade dos comutadores, dois tipos de redes **WDM** transparentes podem ser implementados [7, 8, 9]. Para as rede de comprimento de onda seletivo<sup>6</sup>, onde os comutadores nos nós intermediários não possuem a capacidade de conversão, o mesmo comprimento de onda deve estar disponível em todos os enlaces do caminho óptico. Essa restrição é conhecida como a restrição da continuidade do comprimento de onda<sup>7</sup> [2, 10]. Essa restrição degrada o desempenho da rede em relação à probabilidade de bloqueio das conexões, já que, mesmo que a rota possua comprimentos de onda disponíveis em todos os seus enlaces, ela pode ser bloqueada por não haver nenhum comprimento de onda em comum.

<sup>5</sup>WRON – Wavelength-Routed Optical Networks.

<sup>6</sup>WSN – Wavelength-Selective Network.

<sup>7</sup>Wavelength Continuity Constraint.

Para reduzir a probabilidade de bloqueio e passar a melhor utilizar a largura de banda dos enlaces, os comutadores devem ser capazes de converter um comprimento de onda em outro. Nestas redes o caminho óptico é estabelecido enlace-a-enlace e em cada nó intermediário o comprimento de onda, caso necessário, é convertido para um dos comprimentos de onda disponíveis no próximo enlace. Dessa forma a reutilização dos comprimentos de onda e a utilização dos recursos disponíveis nos enlaces é maximizada. Entretanto, o custo de implementação associado a esses comutadores ainda é muito alto.

Nas redes WDM transparentes roteadas por comprimento de onda, os problemas de roteamento e a alocação do comprimento de onda<sup>8</sup> têm grande impacto no desempenho da rede. Para que a probabilidade de bloqueio seja minimizada, algoritmos eficientes de seleção de rotas e de atribuição de comprimentos de onda devem ser utilizados. Contudo, quando o roteamento e a atribuição do comprimento de onda são feitos de forma dinâmica, mecanismos de sinalização, para configurar os nós ao longo da rota e para atualizar o estado atual da rede, são necessários sempre que uma conexão é estabelecida ou finalizada [1].

A maioria dos trabalhos relacionados ao roteamento óptico e à atribuição de comprimentos de onda, que serão tratados no Capítulo 2, concentraram-se apenas em resolver o problema de estabelecer os caminhos ópticos, sem levar em consideração a qualidade do sinal. Independente da rota selecionada, a qualidade do sinal é sempre considerada aceitável. A camada física é, portanto, tomada como ideal.

Contudo, para o caso de redes de longas distâncias e com um tráfego alto, o sinal vai se degradando à medida que ele atravessa os enlaces da rede. Isto se deve às penalidades físicas da rede, como por exemplo, a atenuação do sinal devido às perdas na fibra, às perdas por inserção tanto nos multiplexadores quanto nos comutadores, além do *crosstalk* dos comutadores, e do ruído gerado nos amplificadores devido à emissão espontânea amplificada<sup>9</sup>. Como resultado, a qualidade do sinal ao final do caminho óptico pode ficar altamente comprometida, chegando a se tornar inaceitável [2].

Essa dissertação trata do problema de roteamento em redes ópticas transparentes, levando-se em consideração as limitações da camada física.

---

<sup>8</sup>RWA – *Routing and Wavelength Assignment*.

<sup>9</sup>ASE – *Amplified Spontaneous Emission*.

No Capítulo 2 é abordado o problema de roteamento e alocação de comprimentos de onda em redes WDM transparentes roteadas por comprimento de onda. Neste capítulo é feita uma breve revisão dos algoritmos de roteamento e alocação mais conhecidos na literatura atual.

O Capítulo 3 é dedicado às penalidades físicas da rede, apresentando toda a formulação matemática envolvida no cálculo da figura de ruído de um caminho óptico.

O Capítulo 4 descreve o algoritmo de alocação e roteamento dinâmico proposto pelo grupo de pesquisadores do laboratório de Redes Ópticas DWDM da UFPE. O algoritmo de roteamento proposto é baseado nas penalidades físicas da rede, onde o custo para a escolha de uma determinada rota é a figura de ruído acumulada. Nesse Capítulo também é descrita uma versão do algoritmo para redes multifibras.

Os resultados mais expressivos obtidos nas simulações são analisados no Capítulo 5, onde é feita uma comparação com dois dos algoritmos dinâmicos de **RWA** existentes, o de menor distância física e o de menor número de saltos. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e algumas propostas para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2

# ROTEAMENTO E ALOCAÇÃO DE COMPRIMENTOS DE ONDA

**P**ARA se estabelecer um caminho óptico, é necessário determinar a rota pela qual a chamada vai trafegar e o comprimento de onda que será utilizado em todos os enlaces ao longo da rota. Deve-se levar em conta que dois caminhos ópticos que compartilham o mesmo enlace não podem fazer uso do mesmo comprimento de onda. Achar uma rota entre dois nós quaisquer da rede e alocar um comprimento de onda disponível é conhecido como o problema de roteamento e alocação de comprimento de onda (*RWA – Routing and Wavelength Assignment*), fator de grande influência no desempenho das redes WDM transparentes roteadas por comprimento de onda. Por isso, algoritmos que executam de forma eficaz o roteamento e alocação são de importância fundamental para o aumento da eficiência dessas redes.

Zang e colaboradores [11] fizeram uma revisão sobre o problema de *RWA*, onde eles analisaram diversos algoritmos de roteamento e alocação bastante divulgados na literatura. Mais adiante alguns desses algoritmos serão brevemente revisados.

Nas *WRON*<sup>1</sup> o tráfego pode ser tanto estático quanto dinâmico. No caso estático todas as conexões são conhecidas *a priori* e o problema de *RWA* é o de configurar o maior número possível de caminhos ópticos, minimizando ao máximo os recursos da rede, como por exemplo, o número de comprimentos de onda ou o número de fibras entre os nós.

---

<sup>1</sup>*WRON – Wavelength-Routed Optical Networks.*

No caso em que os pedidos de conexões chegam de forma dinâmica, o problema não pode ser resolvido de forma similar ao caso estático, pois possuem objetivos diferentes. O objetivo do *RWA* para o tráfego dinâmico é o de minimizar a probabilidade de bloqueio das requisições, tentando fazer uso de todos os recursos que se têm disponíveis, da melhor forma possível.

Para redes de tráfego dinâmico, onde os pedidos de conexão chegam e saem da rede dinamicamente de uma forma aleatória, o problema de roteamento e alocação de comprimentos de onda (*RWA*) é muito difícil de ser resolvido quando analisado de forma única, como um único problema. Entretanto, pode-se desagrupá-lo em dois subproblemas menores e mais simples de serem resolvidos: o subproblema de roteamento e o subproblema de alocação de comprimento de onda.

Para o problema específico do roteamento diversas soluções já foram propostas na literatura, as quais podem ser divididas em dois grupos distintos: o roteamento estático e o roteamento dinâmico.

## 2.1 Roteamento estático

O roteamento estático é a forma mais simples e direta que se tem para rotear as conexões, pois as rotas para todos os pares de nós são pré-determinadas. O cálculo das rotas é feito à parte seguindo um determinado critério e as rotas escolhidas são armazenadas numa tabela de roteamento em todos os nós da rede. Dois exemplos de roteamento estático mais conhecidos são: o roteamento fixo, no qual é sempre escolhida a mesma rota para um dado par de nós origem-destino; e o roteamento fixo-alternativo, onde a rota para um dado par de nós origem-destino vai ser escolhida de uma lista ordenada de caminhos pré-determinados.

Para o caso de redes com recursos escassos (poucos comprimentos de onda disponíveis), devido ao fato de as rotas entre os nós serem estáticas, os roteamentos fixo e fixo-alternativo geram uma alta probabilidade de bloqueio, o que leva a uma imensa desvantagem em relação aos roteamentos adaptativos pois esses conseguem gerenciar melhor a escassez de recursos através de uma melhor distribuição das rotas.

Além da alta probabilidade de bloqueio o roteamento fixo não é capaz de lidar com falhas nos enlaces, pois ele considera apenas uma única rota entre os nós. Por considerar múltiplas rotas, o roteamento fixo-alternativo é uma das alternativas para tentar

corrigir esse problema. Uma outra alternativa é utilizar um algoritmo de roteamento adaptativo que seleciona a rota com base no estado atual da rede. Os algoritmos de roteamento adaptativo serão vistos mais adiante neste capítulo.

Desta forma, no roteamento estático, quando um pedido de conexão for feito, o nó de origem irá apenas procurar em sua tabela de roteamento a rota pré-determinada e selecionar um comprimento de onda disponível de acordo com o algoritmo de alocação de comprimento de onda que se está utilizando. Os algoritmos de alocação mais comuns serão vistos posteriormente.

Um exemplo de roteamento fixo é o roteamento pelo menor caminho<sup>2</sup>, onde o critério mais usado para a escolha da rota é o menor número de saltos entre o par origem-destino. Várias outras opções podem ser usadas como métricas, por exemplo, a distância física entre os nós, a taxa de transmissão dos enlaces, a largura de banda, ou até mesmo, no caso de uma rede óptica, o preço dos amplificadores dispostos no enlace. Para calcular o menor caminho para todos pares de nós origem-destino pode-se usar um dos algoritmos padrão, como o Dijkstra ou o Bellman-Ford.

O roteamento fixo-alternativo segue o mesmo conceito do roteamento fixo, a diferença é que ao invés de se calcular apenas uma rota para todos os pares de nós da rede, o algoritmo calcula uma certa quantidade pré-definida de rotas, sendo uma delas a principal e as demais as rotas alternativas, e quando um pedido de conexão chega a um determinado nó, este tenta estabelecer a conexão, usando de forma seqüencial cada uma das rotas existentes na tabela de roteamento, até encontrar uma rota com um comprimento de onda disponível. Se não houver nenhuma rota disponível na tabela de roteamento, a requisição é bloqueada. Assim, no roteamento fixo-alternativo é necessário que todos os nós possuam uma tabela de roteamento com a lista ordenada das rotas para todos os outros nós de destino.

Na maioria dos casos as rotas são selecionadas de acordo com o menor número de saltos entre os nós, sendo a rota primária a rota de menor caminho. E caso haja mais de um caminho para a rota primária, pode-se escolher aleatoriamente uma entre elas. Dependendo do tipo de proteção que se queira implementar na rede (1+1, 1:1, etc.) as rotas alternativas podem ou não compartilhar um ou mais enlaces com as rotas primárias.

---

<sup>2</sup>*Fixed shortest-path routing.*

Outra alternativa foi proposta em [12] onde a métrica utilizada também foi o número de saltos, porém a quantidade de rotas alternativas entre os nós é proporcional à quantidade de saltos da rota primária. Apesar de ocorrer um aumento no bloqueio das rotas com apenas um salto, o desempenho obtido da rede em geral foi melhor e o estabelecimento das conexões passou a ser mais justo, por priorizar as conexões longas (muitos saltos). Essas passaram a ter uma maior quantidade de rotas alternativas, diminuindo assim a probabilidade de bloqueio. Além disso, para que haja um balanceamento de cargas na rede, a conexão só é estabelecida na rota alternativa caso o número de comprimentos de onda disponíveis na rota seja maior que um valor pré-determinado para essa rota. Caso contrário, tenta-se estabelecer a conexão na próxima rota alternativa seguindo o mesmo critério de seleção utilizado na rota anterior, até que uma rota seja estabelecida ou a requisição bloqueada e perdida.

O grande atrativo do roteamento fixo-alternativo, assim como do roteamento fixo, é sua simplicidade para configurar e finalizar as conexões. Além disso, as duas principais vantagens do fixo-alternativo em relação ao roteamento fixo são a tolerância a falhas e uma menor probabilidade de bloqueio.

## 2.2 Roteamento dinâmico

No roteamento dinâmico<sup>3</sup> as rotas são determinadas de acordo com o estado atual da rede, que depende basicamente das conexões ativas. Desta forma é possível determinar, para todos os enlaces da rede quais comprimentos de onda estão sendo utilizados, e se existe alguma falha física em qualquer deles.

Para que todos os nós obtenham as informações sobre o estado atual da rede, é necessário o uso de protocolos de gerenciamento e controle, os quais realizam uma contínua atualização das tabelas de roteamento dos nós. Os dois protocolos mais utilizados atualmente para a atualização das tabelas de roteamento são: o protocolo de vetor-distância e o protocolo de estado do enlace. O protocolo vetor-distância informa basicamente a quantidade de saltos para se chegar a um determinado nó, e o protocolo de estado do enlace informa o estado atual do enlace, como por exemplo, que um determinado comprimento de onda passou a ser utilizado no enlace ou se foi liberado.

---

<sup>3</sup>Também conhecido como roteamento adaptativo.

Independentemente do protocolo utilizado, existe um atraso na atualização/propagação das informações, o que causa um aumento na probabilidade de bloqueio das conexões, uma vez que as tabelas de roteamento dos nós não estarão refletindo o estado real/atual da rede. Em [9] é feita uma investigação do impacto da imprecisão do estado atual da rede no desempenho dos algoritmos de roteamento dinâmico e alocação de comprimentos de onda. Ele mostra que algoritmos considerados de bom desempenho podem apresentar uma probabilidade de bloqueio maior, quando se leva em conta a desatualização das tabelas de roteamento.

Um protocolo de roteamento dinâmico bastante conhecido é o roteamento adaptativo de menor caminho. Para garantir que se tenha pelo menos um comprimento de onda disponível em toda a rota o conceito de grafos em camadas é utilizado para o cálculo das rotas.

O conceito de grafos em camadas [9, 13] é bastante simples de se entender. Uma rede WDM, com  $W$  comprimentos de onda, pode ser representada por um grafo  $G(V, E)$  (conforme Figura 2.1), onde  $V$  é o conjunto de nós da rede e  $E$  o conjunto de enlaces. A partir dele constrói-se uma estrutura de grafos em camadas  $G'(V', E')$  como segue:

1.  $\forall n_i \in V, n_i^w \in V'$  para  $w = 1, 2, \dots, W$ .
2. Para um enlace  $(u, v) \in E$ ,  $(u_i, v_i) \in E'$  se e somente se o  $i$ -ésimo comprimento de onda no enlace  $(u, v)$  estiver disponível.
3.  $\forall n \in V$  é adicionado dois nós  $n_i^o$  e  $n_i^d$  de custo zero (0) para os respectivos nós  $n_i^w \in V'$ .

Desta forma ao chegar uma conexão do nó  $i$  para o nó  $j$ , o algoritmo simplesmente procura o menor caminho entre  $n_i^o$  e  $n_j^d$  no gráfico em camadas.

Assim cada camada do grafo  $G'$  representa um comprimento de onda disponível. E cada caminho no grafo  $G'$  corresponde a um caminho óptico em  $G$  com todos os enlaces compartilhando o mesmo comprimento de onda.

Para achar uma rota entre dois nós, satisfazendo a restrição de que o mesmo comprimento de onda deve ser utilizado em todos os enlaces do caminho óptico, aplica-se um algoritmo de menor caminho em  $G'$ . Isso irá resultar na rota de menor caminho entre os nós, ou no bloqueio da conexão, caso não exista uma rota.

Para determinar o comprimento de onda utiliza-se um dos algoritmos de alocação de comprimento de onda, como os que serão vistos mais adiante.

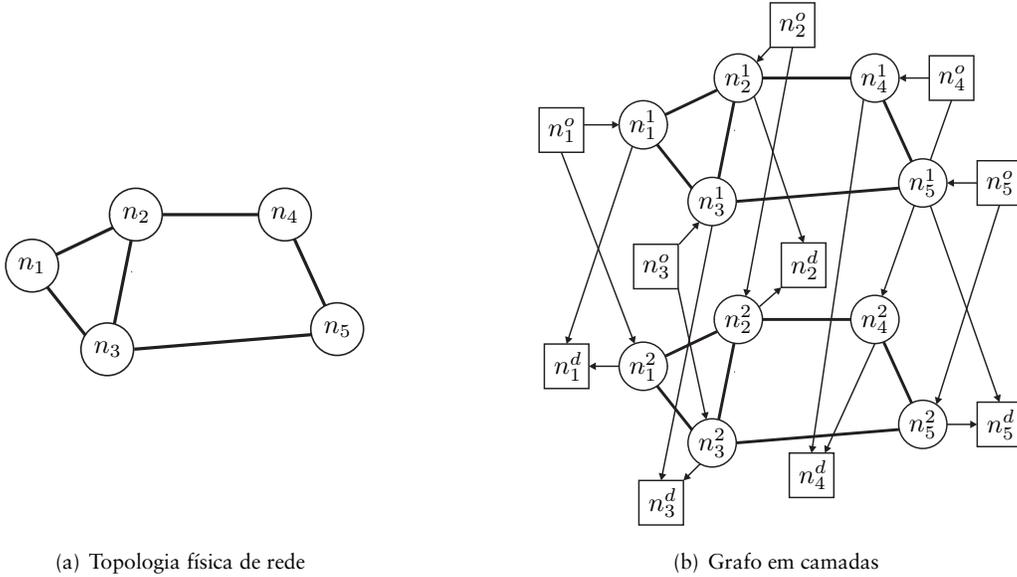


Figura 2.1: Grafo em camadas

Como mostrado em [13] pode-se atribuir pesos aos enlaces e modelar o algoritmo para ser utilizado em redes multifibras. A métrica adotada, nesse caso, foi a quantidade de fibras que estavam sendo utilizadas pelo comprimento de onda no enlace.

Mais dois exemplos de roteamento dinâmico foram propostos em [14, 8] e em [15], o LLR<sup>4</sup> e o FPLC<sup>5</sup>, respectivamente.

O LLR seleciona a rota menos congestionada entre as diversas possíveis para o par de nós origem-destino. A métrica utilizada para definir o nível de congestionamento é o menor número de comprimentos de onda disponíveis para todos os enlaces da rota. Quanto menos comprimentos de onda disponíveis existir mais congestionado estará o caminho.

O LLR é semelhante a um algoritmo de roteamento fixo-alternativo, onde as  $K$  menores rotas de todas as possíveis são pré-selecionadas para todos os pares de nós da rede. Estas rotas são calculadas à parte. Quando um pedido de conexão chega a um dos nós, o número de comprimentos de onda disponíveis em todos os enlaces para todos os caminhos pré-selecionados é computado,  $\Lambda - D_{\xi p}$ , onde  $\Lambda$  é o número de comprimentos de onda livres num enlace vazio e  $D_{\xi p}$  é o número de comprimentos de

<sup>4</sup>Least-Loaded Routing.

<sup>5</sup>Fixed-paths Least-Congestion.

onda que está sendo utilizado no enlace  $\xi$  da rota  $p$ . A rota selecionada é aquela em que o número de comprimentos de onda disponíveis no enlace mais congestionado é máximo.

$$p = \arg \max_{p \in K} \min_{\xi \in p} (\Lambda - D_{\xi p}). \quad (2.1)$$

Se não houver comprimento de onda disponível a conexão é bloqueada. Caso haja um empate, a rota selecionada será a que tiver o maior número de comprimentos de onda disponíveis no segundo enlace mais congestionado. Havendo um novo empate será dada preferência à rota com o menor número de saltos. E se um novo empate acontecer a rota será escolhida aleatoriamente. Com a rota selecionada, o algoritmo de alocação escolhe um comprimento de onda livre para a mesma e caso não haja a requisição é bloqueada.

A idéia principal do LLR é a de balancear a carga o máximo possível pelas rotas alternativas, aumentando o desempenho da rede e além disso tentar manter o maior número possível de rotas disponíveis entre os nós. Com isso obtém-se uma probabilidade de bloqueio menor do que a dos algoritmos de roteamento estático.

Uma das desvantagens do LLR é o longo atraso na configuração das rotas e o tamanho dos cabeçalhos de controle para manter atualizado o estado da rede. Um outro problema do LLR é que ele não leva em conta a restrição da continuidade dos comprimentos de onda<sup>6</sup>. Desta forma, apesar de ele tentar manter o máximo possível de rotas disponíveis entre os nós, não garante que o mesmo comprimento de onda estará disponível ao longo de todo o percurso.

O FPLC é bem semelhante ao LLR. Primeiro é selecionado de uma forma estática um grupo de rotas para todos os pares de nós, e para cada pedido de conexão a rota menos congestionada é escolhida. Porém, diferentemente do LLR, a métrica utilizada para definir o congestionamento não é o número de comprimentos de onda livres no enlace mais congestionado da rota, e sim o número de comprimentos de onda livres nela, levando em consideração a restrição de que o mesmo comprimento de onda deve estar livre em toda a rota. Entretanto, diversos problemas ainda persistem, como os longos atrasos na configuração das rotas e o tamanho dos cabeçalhos de controle.

---

<sup>6</sup>Wavelength Continuity Constraint.

Ao se utilizar o FPLC em conjunto com o algoritmo de alocação de comprimento de onda *First-Fit* (ver seção 2.3), observa-se uma significativa melhora no desempenho da rede em relação ao uso do roteamento fixo-alternativo com o mesmo algoritmo para a alocação. A razão para isto é a maior quantidade de comprimentos de onda disponíveis na rede.

Em ambos os casos, LLR e FPLC, as rotas são estáticas o que pode não resultar num bom balanceamento de cargas, especialmente quando as rotas estão congestionadas. Teoricamente quanto mais rotas alternativas existirem, maior é a chance de se conseguir uma rota descongestionada, melhorando assim o desempenho da rede. Entretanto o tempo para procurar a rota aumenta. Tipicamente o número de rotas varia de 2 a 6 dependendo da topologia e do desempenho que se queira para a rede.

Uma variação do FPLC, FPLC- $k$ , foi proposto em [15]. Utilizando informações da vizinhança ele visa à diminuição do tempo para definir e configurar a rota e reduzir o tamanho dos cabeçalhos de controle. O processo de seleção da rota é o mesmo do FPLC, porém, ao invés de procurar por comprimentos de onda em todos os enlaces de todas as rotas, apenas os  $k$  primeiros enlaces são checados. Se mais que um comprimento de onda estiver disponível na rota selecionada, o comprimento de onda é selecionado de acordo com o algoritmo de alocação usado. Caso não haja um comprimento de onda livre na rota selecionada a conexão é bloqueada.

O parâmetro  $k$  depende da topologia, do diâmetro da rede e dos requerimentos para o desempenho dela. Ele é empregado como fator de balanceamento entre o desempenho da rede, em termos de probabilidade de bloqueio, o atraso nas configurações das conexões e o tamanho do cabeçalho de controle. Assim quanto maior o valor de  $k$  melhor o desempenho da rede. Entretanto isto vai gerar um maior atraso e um maior cabeçalho de controle.

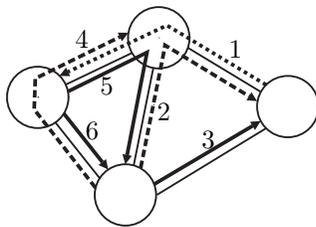
### 2.3 Alocação de comprimentos de onda

Na seção anterior foram discutidos os algoritmos de roteamento mais conhecidos para redes WDM totalmente ópticas roteadas por comprimento de onda. Porém para se estabelecer um canal óptico, além da rota é necessário determinar o comprimento de onda que será utilizado em cada enlace ao longo do percurso.

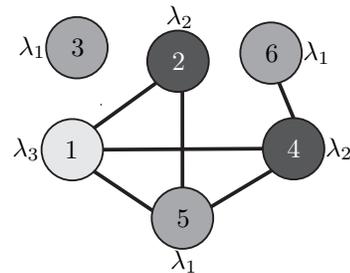
Similares aos algoritmos de roteamento, os de alocação também são baseados no tipo de tráfego da rede. Diversos algoritmos de alocação serão revisados a seguir. Todos eles levam em consideração que os comutadores não são capazes de converter comprimentos de onda. Desta forma, para que a requisição não seja bloqueada, o mesmo comprimento de onda deve estar disponível em todos os enlaces da rota.

No caso estático o objetivo é minimizar o número de comprimentos de onda que serão utilizados na rede, *i.e.*, uma vez definido o conjunto de todas as rotas que precisam ser estabelecidas, o problema se resume a designar um comprimento de onda para cada rota de forma que duas rotas compartilhando o mesmo enlace não possuam o mesmo comprimento de onda. Uma das possíveis soluções é analisada em [4] através da coloração de grafos, onde cada cor representa um comprimento de onda diferente.

Desta forma constrói-se um grafo  $G$ , onde cada rota é representada por um nó. E para todas as rotas que compartilham um enlace é criado um arco em  $G$  interligando os dois nós. Com isso o problema se resume a colorir os nós de forma que dois nós adjacentes não fiquem com a mesma cor. Uma solução para a rede hipotética da Figura 2.2(a), onde os 6 caminhos ópticos devem ser estabelecidos, pode ser observada na Figura 2.2(b).



(a) Rede com 6 caminhos ópticos estabelecidos



(b) Grafo em camadas

**Figura 2.2:** Alocação de comprimento de onda para o caso estático

A proposta dos algoritmos de alocação para o caso dinâmico é a de aumentar a eficiência de rede, diminuindo a probabilidade de bloqueio das requisições.

Diversos algoritmos foram propostos na literatura, entre os que serão revisados nesse capítulo estão o aleatório, o *First Fit*, o menos usado, o mais usado, o *Min-Product* [7], o *MAX-SUM* [16], o *Least-Loaded* [8] e o *RCL*<sup>7</sup> [17].

<sup>7</sup>Relative Capacity Loss.

### 2.3.1 Aleatório

O método de alocação *Random*<sup>8</sup> indexa todos os comprimentos de onda e escolhe de forma aleatória um dentre os disponíveis na rota. O algoritmo não impõe nenhuma preferência na alocação dos comprimentos de onda, todos eles têm a mesma probabilidade de serem escolhidos. A idéia é balancear a carga uniformemente por todos os comprimentos de onda.

O algoritmo não requer informações globais do estado da rede, o que reduz o tamanho do cabeçalho de controle e o tempo para escolher o comprimento de onda que será usado.

### 2.3.2 First-Fit

O *First-Fit*, da mesma forma que o *Random*, numera todos os comprimentos de onda da rede numa certa seqüência. No momento de alocar um comprimento de onda, os de numeração mais baixa têm preferência sobre os demais. Ou seja, o algoritmo "varre" em seqüência a lista ordenada dos comprimentos de onda até encontrar o primeiro disponível. Caso não haja nenhum, a requisição é bloqueada.

O *First-Fit* também não necessita de informações globais sobre o estado da rede. Vale salientar que o seu custo computacional é menor que o *Random*, uma vez que não é necessário verificar todos os comprimentos de onda sempre que uma conexão for solicitada.

Selecionando sempre em ordem seqüencial, o algoritmo tenta compactar os comprimentos de onda em uso no início da lista, permitindo que as rotas longas também tenham uma probabilidade maior de serem aceitas, uma vez que os comprimentos de onda finais vão tender a estarem disponíveis em toda a rede.

O *First-Fit* tem um bom desempenho em relação a probabilidade de bloqueio, e assim como o *Random* tem um custo computacional baixo por não precisar de informações globais. Devido a tudo isso e por ser simples de implementar ele é um algoritmo de alocação muito usado [11].

---

<sup>8</sup>Termo em inglês para "aleatório".

### 2.3.3 *Menos usado*

O objetivo do *Least-Used*<sup>9</sup> é distribuir uniformemente a carga pelos comprimentos de onda. Sempre que solicitado o algoritmo seleciona o comprimento de onda menos usado na rede, calculando para cada comprimento de onda a quantidade de enlaces utilizados. Portanto é necessário que o algoritmo obtenha informações sobre o estado de todos os enlaces da rede, o que gera um cabeçalho de controle adicional.

Ao balancear a carga o *Least-Used* prioriza as rotas pequenas, gerando uma alta taxa de bloqueio para rotas longas. Devido a isto e ao alto custo computacional este método não é muito utilizado na prática, chegando a apresentar um desempenho pior que o de *Random*.

### 2.3.4 *Mais usado*

Já o *Most-Used*<sup>10</sup> é o inverso do *Least-Used*. Ele seleciona o comprimento de onda que está sendo mais utilizado na rede. Para calcular o número de enlaces utilizados por cada comprimento de onda num determinado instante, o *Most-Used* necessita que informações globais do estado da rede sejam trocadas entre os nós. Isto gera um custo computacional alto, além de gerar cabeçalhos de controle adicionais semelhantes ao *Least-Used*. Entretanto ele é bem superior ao *Least-Used* em termos de desempenho, apresentando uma significativa queda na probabilidade de bloqueio das conexões.

A idéia do *Most-Used* é semelhante à do *First-Fit*. Ele tenta compactar ao máximo os canais ópticos em poucos comprimentos de onda, liberando assim mais rotas, com comprimentos de onda disponíveis, para os novos pedidos de conexão. Porém o processo de compactação do *Most-Used* é superior ao do *First-Fit*, pois a compactação se baseia na utilização dos recursos na rede e não em uma lista ordenada.

### 2.3.5 *Min-Product*

O *Min-Product* é um algoritmo de alocação para redes multifibras. O critério utilizado para alocar um comprimento de onda em uma dada rota  $p$  qualquer é baseado na compactação dos comprimentos de onda nas fibras, minimizando o número de fibras utilizadas na rede.

<sup>9</sup>Termo em inglês para “menos usado”.

<sup>10</sup>Termo em inglês para “mais usado”.

O algoritmo funciona da seguinte forma. Seja  $D_{\xi\lambda}$  o número de fibras ocupadas pelo comprimento de onda  $\lambda$  ( $\lambda \in \Lambda$ ) no enlace  $\xi$  ( $\xi \in p$ ), onde  $p$  é a rota escolhida para se estabelecer a conexão e  $\Lambda$  é o número de comprimentos de onda livres numa fibra vazia. O comprimento de onda alocado é aquele para o qual o produto da quantidade de fibras utilizadas por ele em todos os enlaces ao longo da rota é mínimo.

$$\lambda = \arg \min_{1 \leq \lambda \leq \Lambda} \prod_{\xi \in p} D_{\xi\lambda}. \quad (2.2)$$

Caso exista mais de um comprimento de onda que minimize a equação 2.2, o comprimento de onda de menor índice é selecionado.

Se aplicado a redes com apenas uma fibra, o algoritmo se transforma no *First Fit*, uma vez que os únicos possíveis valores para  $D_{\xi\lambda}$  são zero (0) ou um (1): ou o comprimento de onda  $\lambda$  no enlace  $\xi$  está sendo utilizado ou está livre. Assim sendo, o algoritmo vai gerar uma lista ordenada com todos os comprimentos de onda disponíveis que minimizem a equação 2.2. E o de menor índice é selecionado para estabelecer o canal óptico.

Em relação à diminuição do número de fibras na rede o *Min-Product* consegue um bom desempenho. Entretanto, em se tratando da probabilidade de bloqueio, ele tem um desempenho pior que a versão do *First-Fit* para redes multifibras, onde tanto as fibras quanto os comprimentos de onda são selecionados de acordo com uma lista ordenada.

Apesar do *Min-Product* não requerer informações globais do estado da rede, ele possui um custo computacional alto.

### 2.3.6 MAX-SUM

O algoritmo de alocação *MAX-SUM* [16] foi desenvolvido para redes multifibras. Entretanto ele pode ser aplicado às redes com apenas uma única fibra interligando os nós. Ele é utilizado em conjunto com o roteamento fixo, onde todas as possíveis rotas da rede são conhecidas de antemão. O comprimento de onda, para certa requisição, será escolhido de forma a maximizar a capacidade de todas as rotas após esse comprimento de onda ser alocado. Em outras palavras, para cada comprimento de onda disponível na rota selecionada, o algoritmo irá calcular quanto de capacidade as

rotas irão perder caso esse comprimento de onda seja estabelecido, e o comprimento de onda alocado irá ser aquele que minimiza tais perdas.

Considerando a rede em um estado qualquer  $\psi$ , a capacidade do enlace  $\xi$  no comprimento de onda  $\lambda$  para esse estado,  $c(\psi, \xi, \lambda)$ , é dado pelo número de fibras no enlace  $\xi$  onde o comprimento de onda  $\lambda$  está disponível. Desta forma pode-se definir a capacidade da rota  $p$  no comprimento de onda  $\lambda$ ,  $C'(\psi, p, \lambda)$ , como sendo o número de fibras onde  $\lambda$  está disponível no enlace mais congestionado ao longo da rota.

$$C'(\psi, p, \lambda) \equiv \min_{\xi \in L(p)} c(\psi, \xi, \lambda), \quad (2.3)$$

Assim a capacidade total da rota  $p$  é o somatório das capacidades da rota  $p$  para todos os comprimentos de onda.

$$C(\psi, p) \equiv \sum_{\lambda=1}^{\Lambda} C'(\psi, p, \lambda), \quad (2.4)$$

na qual,  $\Lambda$  é o número máximo de comprimentos de onda disponíveis numa fibra vazia.

Seja  $\Omega(\psi, p)$  o conjunto de todos os possíveis comprimentos de onda disponíveis para estabelecer a conexão ao longo da rota  $p$ , e  $\psi'(\lambda)$  o novo estado da rede caso o comprimento de onda  $\lambda$  seja alocado. O algoritmo *MAX-SUM* vai selecionar o comprimento de onda que maximiza a capacidade total de todas as possíveis rotas da tabela de roteamento no novo estado  $\psi'$  usando:

$$\lambda = \arg \max_{\lambda \in \Omega(\psi, p)} \sum_{p \in P} C(\psi'(\lambda), p), \quad (2.5)$$

onde  $P$  é o conjunto pré-definido de todas as possíveis rotas para se estabelecer as conexões. Nesse caso só se faz necessário computar a capacidade das rotas que possuem enlaces em comum com a rota escolhida para estabelecer a conexão, uma vez que as demais rotas não terão nenhuma perda de capacidade.

Caso haja um empate, esse é quebrado utilizado o algoritmo *Most-Used*, que seleciona o comprimento de onda mais utilizado na rede.

Na prática, ao invés de utilizar a equação 2.5 para selecionar o comprimento de onda, o *MAX-SUM* calcula a perda de capacidade de todas as possíveis rotas e seleciona o comprimento de onda que minimiza essa função.

$$\lambda = \arg \min_{\lambda \in \Omega(\psi, p)} \sum_{p \in P} (C(\psi, p) - C(\psi'(\lambda), p)). \quad (2.6)$$

O algoritmo tem um bom desempenho em relação a probabilidade de bloqueio, principalmente quando utilizado em redes em anel. Essa significativa melhora se deve ao fato do *MAX-SUM* utilizar informações do estado de toda a rede e não apenas da rota usada para a conexão.

O ponto falho do *MAX-SUM* é o de atribuir o mesmo peso para as mesmas perdas absolutas de capacidade, pois tanto faz uma rota  $p_1$  que tem capacidade 1 passar a ter capacidade 0 caso o comprimento de onda  $\lambda_1$  seja alocado, como uma outra rota  $p_2$  que tem capacidade 4 passar a ter capacidade 3 após a alocação do comprimento de onda  $\lambda_2$ . Isso faz com que a alocação de um determinado comprimento de onda nem sempre seja a melhor opção entre os comprimentos de onda disponíveis. Nesse caso, por exemplo, a escolha de  $\lambda_1$  bloquearia a rota  $p_1$  para futuras conexões enquanto a escolha de  $\lambda_2$  apenas reduziria a perda de capacidade da rota  $p_2$  em 1, não chegando a bloqueá-la.

### 2.3.7 *Relative capacity loss*

Na tentativa de se corrigir a falha do *MAX-SUM* de atribuir o mesmo peso para as perdas absolutas de igual valor, foi proposto em [17] um novo algoritmo de alocação, conhecido como *RCL*.

Para cada comprimento de onda disponível na rota  $p$  é definido uma perda relativa de capacidade  $R_c(p, \lambda)$ , que é dada pela relação entre a perda de capacidade da rota  $p$  no comprimento de onda  $\lambda$  sobre a capacidade total da rota  $p$ .

$$R_c(p, \lambda) = \frac{C(\psi, p) - C(\psi'(\lambda), p)}{C(\psi, p)}. \quad (2.7)$$

Dada uma conexão, o comprimento de onda alocado será aquele que minimiza a perda relativa de capacidade em todas as possíveis rotas que compartilham algum enlace físico com a rota pré-definida para a conexão.

$$\lambda = \arg \min_{\lambda \in \Omega(\psi, p)} \sum_{p \in P} R_c(p, \lambda). \quad (2.8)$$

Vale salientar que o *RCL*, assim como o *MAX-SUM*, é utilizado em conjunto com o roteamento fixo. Ambos possuem um alto custo computacional e necessitam de informações globais do estado da rede, o que gera cabeçalhos de controles adicionais.

Na maioria dos casos o *RCL* demonstra um desempenho superior ao *MAX-SUM*. Resultados de simulações [17] mostram que à medida que se aumenta a quantidade de fibras interligando os nós, a diminuição da probabilidade de bloqueio fica cada vez mais significativa.

### 2.3.8 *Least-Loaded*

O *Least-Loaded* foi desenvolvido para redes multifibras. Entretanto, assim como o *Min-Product*, quando aplicado a redes com uma única fibra, se transforma no *First Fit*, mas com um custo computacional bem mais alto.

O princípio do algoritmo é selecionar o comprimento de onda de maior capacidade, no enlace mais congestionado ao longo da rota.

$$\lambda = \arg \max_{\lambda \in \Omega(\psi, p)} \min_{\xi \in L(p)} C(\psi, \xi, \lambda), \quad (2.9)$$

onde  $C(\psi, \xi, \lambda)$ , assim como no *MAX-SUM*, é definido como o número de fibras do enlace  $\xi$  da rota  $p$  onde o comprimento de onda  $\lambda$  está disponível.

Demonstra-se em [8] que o desempenho do *Least-Loaded* é superior tanto ao *First Fit* quanto ao *Most-Used* quando aplicados a redes multifibras.

## CAPÍTULO 3

# PENALIDADES FÍSICAS

O fato de não existir regeneração do sinal óptico, nos nós intermediários nas redes WDM transparentes, faz com que a qualidade do sinal se degrade à medida que o sinal trafega pela rede.

Essa degradação do sinal se deve aos efeitos de propagação do sinal na camada física, como os efeitos lineares da atenuação e a dispersão do sinal ao trafegar pela fibra óptica, e os efeitos não lineares como o espalhamento Brillouin estimulado<sup>1</sup>, espalhamento Raman estimulado<sup>2</sup>, auto-modulação de fase<sup>3</sup>, modulação de fase cruzada<sup>4</sup> e a mistura de quatro ondas<sup>5</sup>. Esses efeitos geram uma diminuição da relação sinal-ruído, penalizando a qualidade do sinal transmitido.

Além dessas, existem ainda as perdas inerentes aos componentes ópticos (comutadores ópticos, multiplexadores, demultiplexadores, etc.) e o ruído inserido pelos amplificadores [18, 19, 20]. O ruído na intensidade é uma das principais fontes de penalidades de transmissão para os sistemas de comunicações modulados em intensidade [21].

Uma maneira simples de se mensurar a degradação do sinal transmitido é através do cálculo da figura de ruído acumulada ao longo do caminho óptico. O uso da figura de ruído como parâmetro de medida é de grande valia por levar em consideração o

---

<sup>1</sup>SBS – *Stimulated Brillouin Scattering*.

<sup>2</sup>SRS – *Stimulated Raman Scattering*.

<sup>3</sup>SPM – *Self-Phase Modulation*.

<sup>4</sup>XPM – *Cross-Phase Modulation*.

<sup>5</sup>FWM – *Four Wave Mixing*.

ruído proveniente da emissão estimulada amplificada<sup>6</sup> dos amplificadores e as perdas inerentes aos componentes ópticos dispostos ao longo da rota.

Nesse capítulo é feito um estudo das penalidades físicas existentes numa rede óptica, bem como, uma revisão da formulação desenvolvida por Baney e colaboradores [21] para a figura de ruído de componentes ópticos em cascata, descrita na seção 3.4. Nas seções 3.1, 3.2 e 3.3 são descritas as penalidades devido à atenuação do sinal, os efeitos não lineares e ao ruído dos amplificadores, respectivamente. A seção 3.5 é dedicada ao estudo da **BER**, enquanto a seção 3.6 é dedicada à penalidade decorrente da saturação do ganho dos amplificadores.

### 3.1 Atenuação

À medida que o sinal se propaga pela fibra ele é atenuado, devido principalmente à absorção do material e ao espalhamento *Rayleigh*, conforme descrito na Figura 3.1.

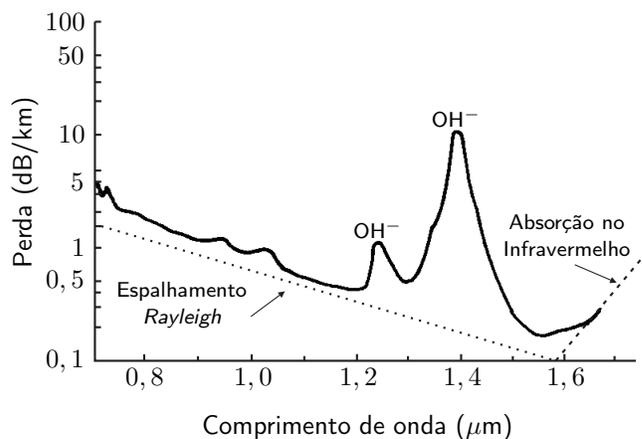


Figura 3.1: Espectro da atenuação da fibra em função do comprimento de onda.

As perdas por absorção do material são divididas em perdas por absorção intrínseca e perdas por absorção extrínseca. A perda por absorção intrínseca corresponde às absorções da luz devido às interações do sinal propagante com a sílica ( $\text{SiO}_2$ ). Já as perdas por absorção extrínseca são geradas pelas impurezas depositadas na fibra óptica durante o processo de fabricação. A principal fonte de absorção extrínseca é o vapor d'água (íon  $\text{OH}^-$ ). Atualmente, com a evolução dos processos de fabricação das fibras ópticas, essas perdas têm sido bastante reduzidas.

<sup>6</sup>ASE – Amplified Stimulated Emission.

O espalhamento *Rayleigh* se deve ao fato de as moléculas de sílica se moverem aleatoriamente durante o processo de fabricação da fibra. Essa movimentação desgovernada gera pequenas não homogeneidades ao longo da fibra causando uma variação em sua densidade. Por sua vez essa variação na densidade faz com que o índice de refração sofra pequenas flutuações em torno de seu valor padrão e são essas flutuações que provocam o espalhamento do sinal propagante.

A atenuação é medida em decibéis (*dB*) e é dada pela relação da potência do sinal de entrada pela potência de saída.

$$\alpha = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{\text{entrada}}}{P_{\text{saída}}} \right). \quad (3.1)$$

Desta forma, se a potência de saída for a metade da potência de entrada, a perda é de aproximadamente 3 *dB* ( $10 \log_{10} 2$ ).

Em sistemas de comunicações por fibra óptica operando na janela de 1550 *nm* (Banda C), a perda devido à atenuação é de aproximadamente 0,2 *dB/km*.

### 3.2 Efeitos não lineares

Com os altos ganhos dos amplificadores e as altas potências de sinais, mesmo a fibra não sendo um material altamente não linear, os efeitos não lineares tornaram-se fatores determinantes do desempenho dos sistemas de comunicações ópticas.

Dentre eles, os mais importantes são: o espalhamento Brillouin estimulado, o espalhamento Raman estimulado, a auto-modulação de fase, a modulação de fase cruzada e a mistura de quatro ondas.

#### *Espalhamento Brillouin estimulado*

O espalhamento Brillouin estimulado faz com que parte da potência óptica do sinal se espalhe na direção contrapropagante, ou seja, na direção do transmissor. Esse espalhamento é devido às interações entre o sinal propagante e as ondas acústicas na fibra óptica [4, 19].

### *Espalhamento Raman estimulado*

O espalhamento Raman estimulado ocorre na fibra óptica através do espalhamento do sinal pela molécula de sílica. Nesse caso, parte da potência dos sinais transmitidos em comprimentos de onda menores é transferida para os sinais transmitidos em comprimentos de onda maiores [4, 19].

### *Modulação de fase*

Tanto a auto-modulação de fase quanto a modulação de fase cruzada e a mistura de quatro ondas decorrem do fato de o índice de refração da fibra ser dependente da intensidade do sinal óptico propagante na fibra.

Essa dependência gera um deslocamento de fase não linear no sinal propagante. E como a potência do sinal, na prática, é dependente do tempo, o deslocamento de fase vai ser modulado pelas variações da potência ao longo do tempo. E por ser uma modulação induzida pela própria potência do sinal, ela é conhecida como auto-modulação de fase. Devido à dispersão, os deslocamentos de fase distorcem o sinal [4, 19].

Mais ainda, a dependência do índice de refração com a intensidade também gera a modulação de fase cruzada, onde neste caso o deslocamento de fase não depende tão somente da potência do seu próprio sinal, mas também da intensidade de todos os sinais que estão se propagando na fibra e que se sobreponham a ele [4, 19].

### *Mistura de quatro ondas*

A mistura de quatro ondas ocorre quando dois ou mais sinais ópticos se misturam de maneira a produzir um novo sinal óptico. Esse pode interferir em um outro sinal utilizado na transmissão, desde que ambos os sinais se sobreponham [4, 19].

## **3.3 Ruído em amplificadores ópticos**

Os amplificadores ópticos, em especial os amplificadores a fibra dopada com Érbio<sup>7</sup>, são utilizados para amplificar dezenas de comprimentos de onda simultaneamente, compensando as perdas de potência do sinal decorrente da propagação ao longo da fibra [21].

---

<sup>7</sup>EDFA – *Erbium Doped Fiber Amplifier*.

Entretanto, além de amplificar o sinal desejado, os amplificadores ópticos também adicionam uma certa quantidade indesejada de ruído (flutuações da potência óptica do sinal). Essas flutuações degradam a qualidade do sinal recebido.

Nas redes WDM transparentes, não há regeneração do sinal ao longo da rota. Desta forma, o ruído inserido pelo amplificador pode gerar elevadas taxas de erro de bit<sup>8</sup>, acima de  $10^{-12}$ , valor esse que pode ser inaceitável para transmissões ópticas de alta velocidade.

### 3.3.1 Ruído na intensidade

Uma das principais fontes de penalidades na transmissão em sistemas de comunicações ópticas é a potência óptica indesejada (ruído na intensidade) introduzida pelos componentes ópticos.

O EDFA contribui de forma significativa para a degradação do sinal devido ao aumento do ruído na intensidade. Esse aumento se deve a diversas fontes de ruído inerentes ao EDFA. Entre as mais importantes, pode-se citar: o batimento Sinal-Espontâneo<sup>9</sup>, o batimento Espontâneo-Espontâneo<sup>10</sup>, a interferência de múltiplos caminhos<sup>11</sup> e o ruído balístico<sup>12</sup>.

**Batimento Sinal-Espontâneo (*sig-sp*)** decorre da mistura do sinal coerente com a emissão espontânea amplificada incoerente, quando ambos têm a mesma polarização;

**Batimento Espontâneo-Espontâneo (*sp-sp*)** gerado pelo batimento entre as componentes espectrais copolarizadas do ASE;

**Interferência de múltiplos caminhos (MPI)** surge devido às flutuações de fase e frequência no sinal refletido dentro do amplificador. As reflexões convertem os ruídos na fase e na frequência do sinal em ruído na intensidade. Essas reflexões internas também podem aumentar a produção de ASE dentro do amplificador;

**Ruído balístico** é o limite fundamental do ruído da intensidade. Está relacionado à natureza quântica dos fótons e elétrons;

---

<sup>8</sup>BER – Bit Error Rate.

<sup>9</sup>Signal–Spontaneous beating.

<sup>10</sup>Spontaneous–Spontaneous beating.

<sup>11</sup>MPI – Multipath interference.

<sup>12</sup>Shot Noise.

Para amplificadores de alto ganho, os efeitos não lineares (ver seção 3.2), o espalhamento Brillouin estimulado e o espalhamento Raman estimulado contribuem significativamente na adição de ruído.

### 3.3.2 Relação sinal-ruído

A relação sinal-ruído<sup>13</sup> é utilizada como parâmetro para mensurar a qualidade do sinal transmitido. Ela é determinada pela relação entre os níveis de potência do sinal e do ruído na fotocorrente gerada pelo fotodetector.

A SNR é calculada em termos do valor médio quadrático da fotocorrente do sinal recebido,  $i_{\text{sinal}}$ , e da variância do ruído da fotocorrente recebida,  $\langle \Delta^2 i_{\text{ruído}} \rangle$ .

$$SNR = \frac{\langle i_{\text{sinal}} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_{\text{ruído}} \rangle}, \quad (3.2)$$

onde a variância do ruído é obtida através da integração do espectro do ruído da intensidade sobre a largura de banda de interesse,  $B_e$ .

$$\langle \Delta^2 i_{\text{ruído}} \rangle = \mathcal{R}^2 \int_{B_e} S_{\text{ruído}}(f) df, \quad (3.3)$$

na qual  $S_{\text{ruído}}(f)$  é a densidade espectral de potência do ruído,  $B_e$  é a largura de banda do sinal e  $\mathcal{R}$  é a responsividade do fotodetector.

Para calcular a relação sinal-ruído, é necessário primeiro escolher o sinal de referência que será utilizado. Entre as diversas alternativas as mais utilizadas são:

- ▷ Sinal limitado pelo ruído balístico;
- ▷ Sinal com uma quantidade conhecida de ruído de excesso;

Porém, é mais conveniente utilizar um sinal limitado pelo ruído balístico, uma vez que este representa o menor ruído prático obtido em circuitos fotônicos e eletrônicos.

Desta forma, a relação sinal-ruído na entrada do amplificador,  $SNR_{\text{entrada}}$ , para um sinal limitado pelo ruído balístico é dada pela Eq. 3.2,

$$SNR_{\text{entrada}} = \frac{\langle i_{\text{sinal}} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_{\text{ruído}} \rangle},$$

---

<sup>13</sup>SNR – signal to noise ratio.

onde  $i_{\text{signal}}$  é proporcional à potência do sinal detectado,  $P_{\text{entrada}}$ , e  $\langle \Delta^2 i_{\text{ruído}} \rangle$  é o valor médio quadrático do espectro positivo da potência de ruído.

Considerando  $\eta$  a eficiência quântica do fotodetector,  $\nu$  a frequência óptica do sinal e  $q$  é a carga fundamental do elétron, a responsividade do fotodetector é dada por:

$$\mathcal{R} = \frac{\eta q}{h\nu}. \quad (3.4)$$

Desta forma, utilizando termos mensuráveis, pode-se reescrever a Equação 3.2 de forma que:

$$\begin{aligned} SNR_{\text{entrada}} &= \frac{\mathcal{R}^2 P_{\text{entrada}}^2}{2q\mathcal{R}P_{\text{entrada}}B_e} \\ &= \frac{\eta P_{\text{entrada}}}{2h\nu B_e}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Para o caso de um receptor ideal com ruído térmico desprezível e largura de banda ( $B_e$ ) de 1 Hz, a Equação 3.5 torna-se:

$$SNR_{\text{entrada}} = \frac{P_{\text{entrada}}}{2h\nu}. \quad (3.6)$$

Entretanto, para o caso da relação sinal-ruído na saída do amplificador deve-se levar em conta a contribuição de todas as fontes de ruído inerentes do amplificador e não apenas o ruído balístico. Desta forma, a relação sinal-ruído de saída é dada por,

$$SNR_{\text{saída}} = \frac{\langle i_{\text{saída}} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_{\text{ruído,saída}} \rangle}, \quad (3.7)$$

na qual a maneira mais fácil e direta de quantificar o termo  $\langle \Delta^2 i_{\text{ruído,saída}} \rangle$  é considerando as densidades espectrais da potência do ruído na intensidade de todas as fontes de ruído provenientes do amplificador óptico [21].

Como visto na seção 3.3.1, as principais fontes que contribuem para o ruído na intensidade são: o batimento sinal-espontâneo (*sig-sp*), o batimento espontâneo-espontâneo (*sp-sp*), as interferências de múltiplos caminhos (*MPI*) e o ruído balístico.

Desta forma, pode-se reescrever a Equação 3.7 de modo a incluir todas essas contribuições.

$$SNR_{saída} = \frac{\mathcal{R}^2 G^2 P_{entrada}^2}{B_e \mathcal{R}^2 [S_{sig-sp} + S_{sp-sp} + S_{MPI} + \dots + \eta^{-1} S_{shot}]}, \quad (3.8)$$

onde  $G$  é o ganho óptico do amplificador e  $S_{sig-sp}$ ,  $S_{sp-sp}$ ,  $S_{MPI}$ ,  $S_{shot}$  são as densidades espectrais de ruído na banda básica.

A eficiência quântica ( $\eta$ ) aparece no termo referente à densidade espectral do ruído balístico devido ao fato de a quantidade de elétrons detectados diferir do número de fótons incidentes no fotodetector.

Pode-se também definir uma densidade espectral de ruído em excesso,  $S_e(\nu, f)$ , que englobe todas as densidades espectrais referentes aos ruídos em excesso, neste caso tem-se que,

$$SNR_{saída} = \frac{G^2 P_{entrada}^2}{B_e [S_e(\nu, f) + \eta^{-1} S_{shot}]}, \quad (3.9)$$

onde

$$S_e(\nu, f) = S_{sig-sp} + S_{sp-sp} + S_{MPI} + \dots. \quad (3.10)$$

Para o caso de um receptor ideal com ruído térmico desprezível e largura de banda ( $B_e$ ) de 1 Hz, a Equação 3.9 torna-se:

$$SNR_{saída} = \frac{G^2 P_{entrada}^2}{[S_e(\nu, f) + S_{shot}]}, \quad (3.11)$$

### 3.3.3 *Figura de Ruído*

Da mesma forma que a SNR serve como parâmetro para caracterizar a qualidade do sinal, a figura de ruído<sup>14</sup> serve como parâmetro para caracterizar o desempenho em ruído dos amplificadores e dos componentes ópticos.

A figura de ruído é a figura de mérito usada para quantificar a degradação da relação sinal-ruído devido ao ruído inserido pelos amplificadores e pelos diversos componentes ópticos dispostos ao longo do caminho óptico.

<sup>14</sup>NF – Noise Figure.

Assim, o fator de ruído é definido em [21] como sendo a razão entre a relação sinal-ruído de entrada e a de saída do amplificador,

$$F(\nu, f) = \frac{SNR_{\text{entrada}}}{SNR_{\text{saída}}(\nu, f)}. \quad (3.12)$$

A figura de ruído é o fator de ruído expresso em unidades de decibéis (dB),

$$NF = 10 \log_{10}(F). \quad (3.13)$$

Para calcular a figura de ruído de um amplificador ou de um componente óptico é necessário que o sistema utilizado na caracterização seja ideal.

Substituindo as Equações 3.6 e 3.11 na Equação 3.12, tem-se que:

$$F(\nu, f) = \frac{S_e(\nu, f)}{2h\nu G^2 P_{\text{entrada}}} + \frac{S_{\text{shot}}}{2h\nu G^2 P_{\text{entrada}}} \quad (3.14)$$

$$F = F_{\text{excesso}} + F_{\text{shot}}$$

No caso de sistemas de comunicações por fibra óptica, os fabricantes de amplificadores tendem a considerar o ruído do batimento sinal-espontâneo como sendo o ruído em excesso mais importante.

A densidade espectral de potência do ruído do batimento entre o sinal e o ruído ASE é dada por:

$$S_{\text{sig-sp}} = 4\rho_{\text{ASE}} G P_{\text{entrada}}, \quad (3.15)$$

onde  $\rho_{\text{ASE}}$  é a densidade espectral da emissão espontânea amplificada.

A densidade espectral do ruído balístico devido à potência do sinal detectado,  $P_{\text{entrada}}$ , é dada por:

$$S_{\text{shot}} = 2h\nu G P_{\text{entrada}}. \quad (3.16)$$

Levando em consideração o ruído do batimento sinal-espontâneo como o único ruído em excesso ( $S_e = S_{\text{sig-sp}}$ ) e substituindo as Equações 3.15 e 3.16 na Equação 3.14, tem-se que,

$$F_{\text{sig-sp,shot}} = \frac{2\rho_{\text{ASE}}}{Gh\nu} + \frac{1}{G}, \quad (3.17)$$

na qual, de acordo com a definição de fator de ruído pelo IEC<sup>15</sup>,

$$F_{\text{sig-sp}} = \frac{2\rho_{\text{ASE}}}{Gh\nu}, \quad \text{e} \quad (3.18)$$

$$F_{\text{shot}} = \frac{1}{G}. \quad (3.19)$$

É importante ressaltar que a Equação 3.17 só é válida nas situações em que o ruído gerado pelo batimento sinal-espontâneo e o ruído balístico contribuem de forma predominante na degradação da qualidade do sinal [21].

### 3.4 Componentes em cascata

Baney e colaboradores [21] desenvolveram uma fórmula simplificada para o cálculo da figura de ruído de diversos componentes ruidosos em cascata. Entretanto, esta formulação leva em consideração apenas o ruído do batimento sinal-espontâneo e o ruído balístico, e tem como base as Equações 3.18 e 3.19.

Numa cascata de amplificadores, o ganho de sinal cresce de forma multiplicativa, *i.e.*, o ganho gerado por um dos amplificadores da cascata é multiplicado pelo ganho dos demais amplificadores. Entretanto, o ruído é acumulado de forma tanto multiplicativa quanto aditiva. Cada amplificador na cascata adiciona ruído ao sinal, além de amplificar o ruído gerado pelos amplificadores anteriores [21].

Este processo de acúmulo de ruído ao longo da cascata pode ser visualizado na Figura 3.2, na qual, o ruído devido à ASE do primeiro estágio de amplificação é multiplicado pelo ganho do segundo estágio, que também adiciona uma certa quantidade de ruído ASE. O processo continua até o N-ésimo estágio.

<sup>15</sup>International Electrotechnical Commission, padrão 61291-1.

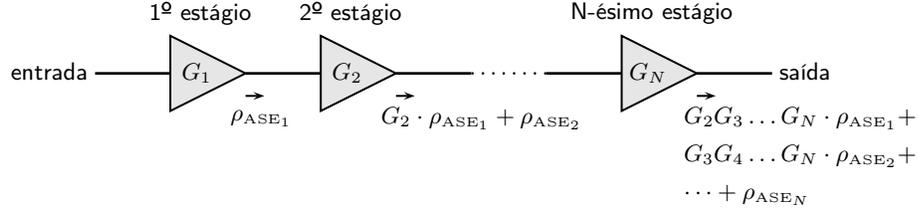


Figura 3.2: Configuração em cascata de  $N$  amplificadores ópticos.

A densidade espectral de ASE na saída da cascata,  $\rho_{\text{ASE}}^c$ , é dada por [21]:

$$\rho_{\text{ASE}}^c = (G_2 G_3 \dots G_N) \rho_{\text{ASE},1} + (G_3 G_4 \dots G_N) \rho_{\text{ASE},2} + \dots + G_N \rho_{\text{ASE},N-1} + \rho_{\text{ASE},N}. \quad (3.20)$$

Dividindo a Equação 3.20 pelo ganho total da cascata,  $G_{\text{total}} = G_1 G_2 \dots G_N$ , e multiplicando por  $\frac{2}{h\nu}$ , de acordo com a definição do fator de ruído devido ao batimento sinal-espontâneo dada pela Equação 3.18, tem-se que o fator de ruído sinal-espontâneo total é,

$$\begin{aligned} \frac{2\rho_{\text{ASE}}^c}{h\nu G_{\text{total}}} &= \frac{2\rho_{\text{ASE},1}}{h\nu G_1} + \frac{2\rho_{\text{ASE},2}}{h\nu G_1 G_2} + \dots + \frac{2\rho_{\text{ASE},N-1}}{h\nu G_1 G_2 \dots G_{N-1}} + \frac{2\rho_{\text{ASE},N}}{h\nu G_{\text{total}}}, \\ F_{\text{sig-sp}}^c &= F_{\text{sig-sp},1} + \frac{F_{\text{sig-sp},2}}{G_1} + \frac{F_{\text{sig-sp},3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{\text{sig-sp},N}}{G_1 \dots G_{N-1}}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

onde  $F_{\text{sig-sp},N}$  é o fator de ruído do  $N$ -ésimo estágio. O fator de ruído balístico da cascata pode ser determinado pela seguinte relação:

$$F_{\text{shot}}^c = \frac{1}{G_1 G_2 \dots G_N}. \quad (3.22)$$

Desta forma, o fator de ruído total da cascata é dado por:

$$F_{\text{sig-sp,shot}}^c = F_{\text{sig-sp}}^c + F_{\text{shot}}^c. \quad (3.23)$$

Apesar de a Equação 3.23 ter sido demonstrada para uma cascata de amplificadores, ela também vale para o caso mais geral, que inclui componentes passivos. Dentre os componentes passivos mais comuns nas redes ópticas estão os chaveadores ópticos, os multiplexadores e demultiplexadores e a própria fibra óptica.

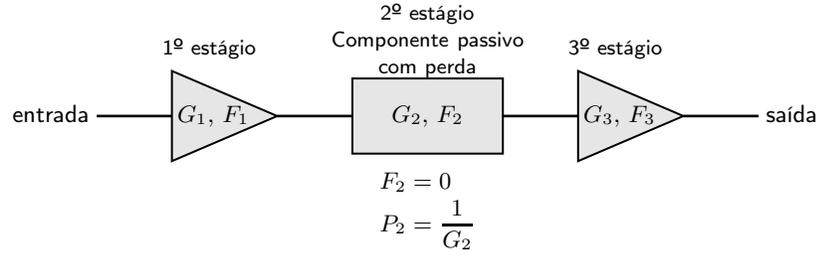


Figura 3.3: Componentes ópticos em cascata.

A Figura 3.3 ilustra o caso em que o 2º estágio é composto por um elemento passivo ( $G_2 < 1$ ), logo não há ASE ( $F_2 = 0$ ) e o fator de ruído da cascata devido ao ruído em excesso (neste caso o ruído do batimento sinal-espontâneo) é dado por (Equação 3.21):

$$\begin{aligned} F_{\text{sig-sp}}^c &= F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} \\ &= F_1 + \frac{P_2}{G_1} F_3, \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde  $P_2$  é a perda imposta pelo componente passivo ao sinal.

Incluindo o fator de ruído balístico, dado pela Equação 3.22, tem-se que o fator de ruído total é,

$$F_{\text{sig-sp,shot}}^c = F_1 + \frac{P_2}{G_1} F_3 + \frac{P_2}{G_1 G_3}. \quad (3.25)$$

A utilização desta formulação para a figura de ruído em cascata foi proposta, nesta dissertação, para qualificar as possíveis rotas e escolher uma rota com a menor penalidade em ruído para implementar a conexão.

### 3.5 Taxa de erro de bit

Os receptores têm o importante papel de amostrar os pulsos ópticos na chegada e decidir se o sinal recebido representa um bit zero ou um bit um. Para isso, é necessário que a taxa de amostragem seja igual à taxa de transmissão dos bits<sup>16</sup>.

A tomada de decisão se dá basicamente definindo um nível limite para o sinal recebido. Sempre que o sinal recebido estiver acima desse nível, o bit será considerado como bit um; e quando estiver abaixo do nível, será considerado como sendo o bit zero.

Fica claro que se o sinal recebido não tiver potência suficiente no momento da detecção, devido às perdas já citadas, ou a quantidade de ruído inserido no sinal for muito grande, poderá ocorrer erros na tomada de decisão e ao invés de se detectar o bit 0 o receptor passe a detectar o bit 1 ou *vice-versa*.

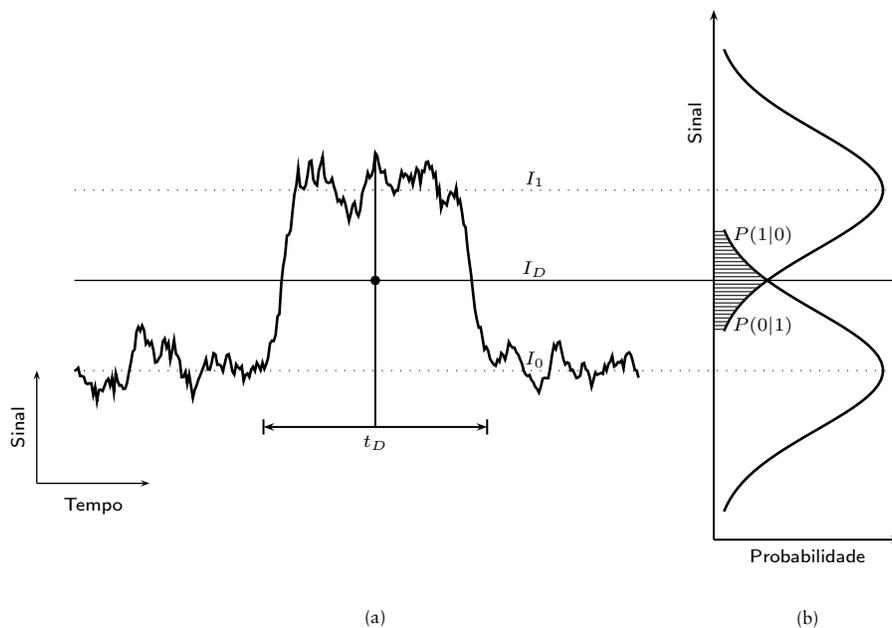


Figura 3.4: (a) Amostragem do sinal no receptor. (b) Densidades de probabilidade gaussianas para os bits 0 e 1, a região hachuriada representa a probabilidade da decisão incorreta.

Considerando a Figura 3.4(a) como sendo o sinal amostrado no tempo  $t_D$  recebido pelo circuito de decisão do fotodetector, o valor de  $I$  varia de bit para bit em torno do valor médio  $I_1$  ou  $I_0$ , dependendo se o bit corresponde ao bit 1 ou ao bit 0,

<sup>16</sup>Bit Rate.

respectivamente. Para cada amostra o circuito de decisão compara o valor amostrado com o valor limite ( $I_D$ ) e decide se o bit amostrado corresponde a um bit 1 ( $I > I_D$ ) ou a um bit 0 ( $I < I_0$ ). Entretanto, devido ao ruído acumulado no sinal, o receptor pode reconhecer um bit 1 quando deveria reconhecer um bit 0 e *vice-versa*. Esses erros podem ser estimados definindo uma probabilidade de erro dada por [18]:

$$BER = p(1)P(0/1) + p(0)P(1/0), \quad (3.26)$$

onde,  $p(0)$  e  $p(1)$  são as probabilidades de receber um bit 0 e um bit 1, respectivamente. Enquanto,  $P(0/1)$  é a probabilidade de se decidir por um bit 0 quando um bit 1 for recebido, e  $P(1/0)$  é a probabilidade de se decidir por um bit 1 quando um bit 0 for recebido. Como os bits 0 e 1 têm a mesma probabilidade de ocorrerem ( $p(0) = p(1) = \frac{1}{2}$ ), tem-se que:

$$BER = \frac{1}{2} [P(0/1) + P(1/0)]. \quad (3.27)$$

A forma de  $P(0/1)$  e  $P(1/0)$  dependem da função de densidade de probabilidade de  $p(I)$  do sinal amostrado, que depende da estatística das várias fontes de ruído (térmico, balístico, etc.). Assumindo que as contribuições dos ruídos térmico e balístico são dados por uma gaussiana, conforme a Figura 3.4(b), com valor médio  $I_1$  (bit 1) e  $I_0$  (bit 0) e variância  $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_b^2 + \sigma_t^2$ , onde  $\sigma_b^2$  é a variância do ruído balístico e  $\sigma_t^2$  a variância do ruído térmico, tem-se que:

$$P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) \quad (3.28)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{+\infty} \exp\left(-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right), \quad (3.29)$$

onde  $\operatorname{erfc}(x)$  é a função erro complementar, definida como sendo:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy. \quad (3.30)$$

Substituindo as Equações 3.28 e 3.29 em 3.27, tem-se que:

$$BER = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right]. \quad (3.31)$$

Na prática  $I_D$  é otimizado para minimizar a **BER**, desta forma o mínimo ocorre quando  $I_D$  é tal que,

$$\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} = \frac{I_D - I_0}{\sigma_0} \equiv Q \quad (3.32)$$

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 - \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1}. \quad (3.33)$$

Substituindo a Equação 3.32 na Equação 3.31 tem-se que,

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right). \quad (3.34)$$

onde,

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (3.35)$$

Para um receptor, cujo ruído predominante seja o ruído térmico, tem-se que  $\sigma_0 \approx \sigma_1$ . Considerando  $I_0 = 0$  e  $SNR_{\text{saída}} = \frac{I_1^2}{\sigma_1^2}$ , tem-se que:

$$Q = \frac{\sqrt{SNR_{\text{saída}}}}{2}, \quad (3.36)$$

logo, a **BER** é dada por:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\sqrt{SNR_{\text{saída}}}}{2\sqrt{2}} \right). \quad (3.37)$$

Para um receptor, onde o ruído balístico é predominante, tem-se que  $\sigma_0 \approx 0$ , uma vez que, o ruído balístico é desprezível para o bit 0. Neste caso a relação entre  $Q$  e a  $SNR_{saída}$  é dada por:

$$Q = \sqrt{SNR_{saída}}, \quad (3.38)$$

logo, a BER é definida como sendo,

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\sqrt{SNR_{saída}}}{\sqrt{2}} \right). \quad (3.39)$$

A BER nada mais é do que uma estimativa da probabilidade de se detectar um bit errado. Desta forma, em uma rede óptica operando com  $2,5 \text{ Gb/s}$  com uma BER de  $10^{-9}$ , o tempo médio para que um erro ocorra é de:

$$\frac{10^9}{2,5 \times 10^9} \approx 0,4 \text{ s} \quad (3.40)$$

Para redes ópticas transparentes é desejável que a BER esteja abaixo de  $10^{-12}$ , ou seja, a cada 1 trilhão de bits transmitidos, no máximo, apenas 1 em média possa chegar com erro.

A Figura 3.5 [18] mostra a dependência da BER com a  $SNR_{saída}$  para ambos os tipos de ruídos predominantes no receptor. Pode-se observar que para se obter um QoS (qualidade de serviço)<sup>17</sup> aceitável para redes ópticas transparentes de alta capacidade, a relação sinal-ruído teórica no detector dever ser de no mínimo  $23 \text{ dB}$ , uma vez que, considerou-se o ruído balístico como sendo o mais importante em redes ópticas.

### 3.6 Saturação do ganho dos amplificadores

O processo de amplificação óptica do sinal se baseia na emissão estimulada entre dois níveis de energia com inversão de população. Através da emissão estimulada novos fótons são gerados, com a mesma energia, fase, direção e polarização dos fótons do sinal incidente na entrada do amplificador [22, 18].

<sup>17</sup>Quality of Service.

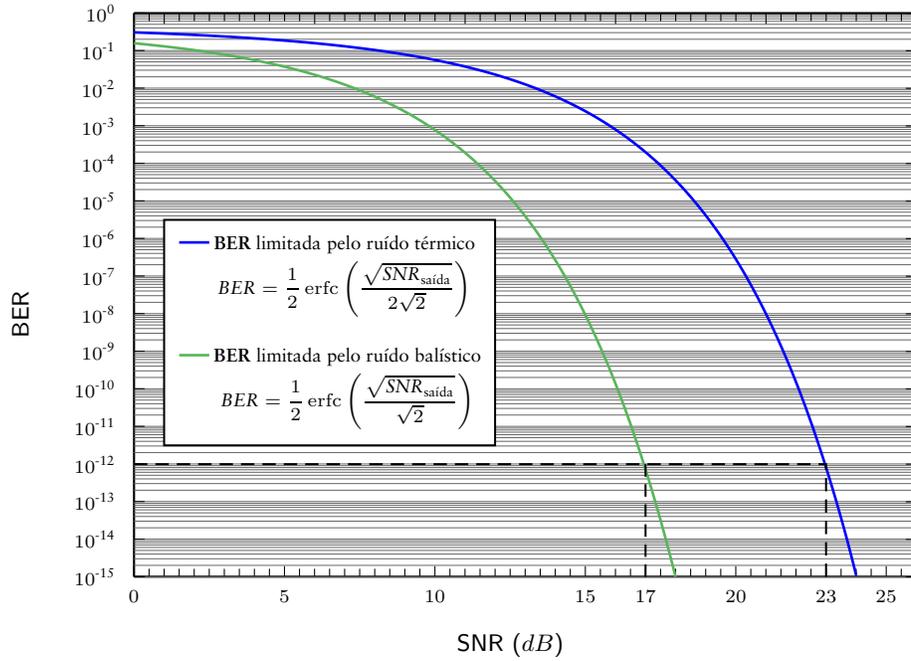


Figura 3.5: Dependência da BER com a SNR.

O ganho óptico depende, tipicamente, entre outros parâmetros, do comprimento de onda do sinal incidente, da intensidade, tanto do sinal quanto do laser utilizado para o bombeio, e do meio ativo do amplificador. No caso dos amplificadores a fibra o meio ativo é a própria fibra óptica [22, 18].

Segundo [18] o ganho do meio ativo pode ser modelado por um sistema com dois níveis de energia homogeneamente alargados, no qual o coeficiente de ganho é descrito por:

$$g(w) = \frac{g_0}{1 + (w - w_0 T_2)^2 + \frac{P_s}{P_{\text{sat}}}}, \quad (3.41)$$

onde  $g_0$  é o valor máximo do ganho,  $w$  é a frequência óptica do sinal incidente,  $w_0$  é a frequência de transição atômica e  $P_s$  é a potência óptica do sinal na saída do amplificador. O parâmetro  $T_2$  é conhecido como o tempo de relaxação do dipolo e é tipicamente pequeno ( $< 1$  ps).

O parâmetro  $P_{\text{sat}}$  é a potência de saturação na saída do amplificador e é definida como a potência de saída na qual o ganho do amplificador ( $g$ ) é reduzido pela metade do seu valor não saturado ( $g_0$ ),

$$g(w) = \frac{g_0}{2}. \quad (3.42)$$

O ganho máximo do amplificador,  $g_0$ , é determinado pela intensidade do laser de bombeio, dado que é o bombeamento o responsável por manter a inversão de população entre os níveis de energia.

Considerando que a frequência do sinal incidente é igual à frequência de transição atômica, têm-se que,

$$g(w) = \frac{g_0}{1 + \frac{P_s}{P_{\text{sat}}}}, \quad (3.43)$$

onde fica claro que, para um dado bombeamento, o ganho do amplificador diminui com o aumento da potência do sinal incidente. Essa diminuição deve-se ao fato de o laser de bombeio não ser capaz de manter a inversão de população constante à medida que a potência do sinal incidente aumenta.

É importante frisar que para as redes WDM, onde dezenas de comprimentos de onda podem ser amplificados simultaneamente, o efeito da saturação do ganho em um dos canais ópticos é determinado pela potência óptica de todos os canais ópticos ativos que passam pelo mesmo amplificador.

Pela Equação 3.43, observa-se que, à medida que a potência dos sinais que atravessam o amplificador aumenta, o ganho diminui. Isso provoca um aumento da figura de ruído, e como consequência uma diminuição da  $SNR_{\text{saída}}$  e um aumento da BER. Esse aumento na taxa de erro pode acarretar em um QoS inaceitável para os sistemas de comunicações ópticos.

## CAPÍTULO 4

# UMA NOVA PROPOSTA PARA ROTEAMENTO

CONFORME visto no Capítulo 2, todos os algoritmos de roteamento analisados, estáticos ou dinâmicos, têm como base para a escolha da rota parâmetros de camada de rede. Na maioria dos casos esses parâmetros podem ser resumidos a um só: o número de saltos entre os nós.

Todos esses algoritmos se concentram exclusivamente em resolver o problema de roteamento, sem levar em consideração a qualidade do sinal. Além disso a camada física é sempre tomada como ideal.

Entretanto, ao contrário das redes ópticas opacas, onde o sinal é regenerado em todos os nós ao longo da rota, as redes ópticas transparentes sofrem degradação da relação sinal-ruído devido as penalidades físicas inerentes ao sistema, como por exemplo, a atenuação do sinal devido às perdas na fibra, às perdas por inserção, o *crosstalk* e o ruído gerado nos amplificadores devido à emissão espontânea amplificada. Como resultado, a qualidade do sinal ao final do canal óptico pode ficar altamente comprometida, chegando a se tornar inaceitável [2].

Um dos primeiros trabalhos que leva em consideração as penalidades físicas foi proposto por Ramamurthy *et al.* em [23]. Porém estas penalidades foram utilizadas para estimar a qualidade do sinal e validar uma dada conexão pre-determinada e não para realizar o roteamento em si. Eles incluíram no cálculo da BER, o *crosstalk*

gerado nos nós, a dependência espectral do amplificador e a saturação do ganho, além do ruído ASE dos EDFAs, o ruído balístico e o ruído térmico do receptor.

Em [24], a dispersão do modo de polarização<sup>1</sup>, o *crosstalk* e alguns efeitos não lineares foram inseridos como parâmetros para validar a escolha da rota. Nesse caso o algoritmo de RWA seleciona um grupo de rotas de menor custo e a escolha de uma rota dentro do grupo pré-selecionado é feita de acordo com a análise da qualidade do sinal.

Em ambos algoritmos [23, 24] as rotas são determinadas através de parâmetros da camada de rede e as penalidades físicas foram incluídas apenas para a validação da rota já selecionada.

Para se otimizar a rede e diminuir a probabilidade de bloqueio das requisições, o algoritmo de RWA deve levar em consideração tanto os parâmetros da camada física, quanto os da camada de rede. Neste capítulo é descrito um novo algoritmo de roteamento dinâmico proposto pelo grupo de pesquisadores do laboratório de Redes Ópticas DWDM [25, 26], cujo custo associado à escolha da rota é baseado na degradação da relação sinal-ruído dela, ou seja, a figura de ruído da rota,

$$SNR_{saída} = SNR_{entrada} - NF_{rota}, \quad (4.1)$$

onde,  $NF_{rota}$  é a figura de ruído da rota selecionada, cuja formulação está descrita em [21] e na seção 3.4.

O Capítulo está dividido da seguinte forma: a seção 4.1 descreve algumas considerações que foram feitas durante o desenvolvimento do algoritmo, como por exemplo, os limitantes físicos utilizados no cálculo da figura de ruído e a configuração dos nós da rede. Na seção 4.2 é apresentado o fluxograma de funcionamento, enquanto na seção 4.3 é descrita a sua implementação. A seção 4.4 é dedicada à implementação do algoritmo para redes multifibras.

## 4.1 Considerações iniciais

Além do acúmulo de ruído nos amplificadores, devido à ASE, e do ruído balístico, o algoritmo leva em consideração alguns outros limitantes físicos no cálculo da figura

---

<sup>1</sup>PMD – Polarization Mode Dispersion.

de ruído, como a saturação do ganho dos amplificadores e as perdas ao longo do caminho óptico. O ganho dos amplificadores é considerado plano e a figura de ruído constante, assim ambos independem do comprimento de onda utilizado. O coeficiente de atenuação também é considerado constante para todos os comprimentos de onda.

A Figura 4.1 mostra a configuração dos nós de roteamento de comprimento de onda<sup>2</sup> adotado nas simulações. Os WRNs são formados por amplificadores EDFA, derivadores para de monitoramento<sup>3</sup> e um conector cruzado óptico<sup>4</sup>, que consiste basicamente de multiplexadores e demultiplexadores, transceptores<sup>5</sup> para adicionar ou retirar canais ópticos em um determinado comprimento de onda e um comutador<sup>6</sup> para cada comprimento de onda [23].

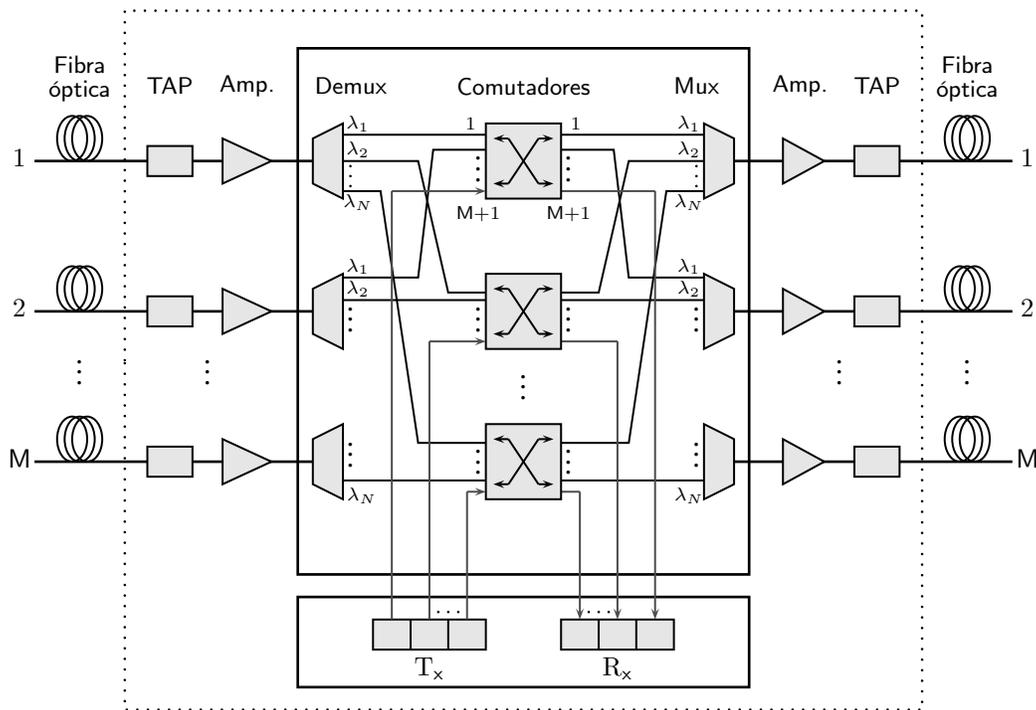


Figura 4.1: Configuração do nó de roteamento de comprimentos de onda, com  $M$  fibras e  $N$  comprimentos de onda

Os enlaces são considerados bidirecionais. Assumindo duas fibras ativas em paralelo, a conexão é sempre estabelecida em ambos os sentidos utilizando o mesmo

<sup>2</sup>WRN – Wavelength Routing Node.

<sup>3</sup>TAP – monitoring couplers.

<sup>4</sup>OXC – optical cross-connect.

<sup>5</sup>TX, RX – Transmissor/Receptor transceiver.

<sup>6</sup>WRS – Wavelength Routing Switch.

comprimento de onda, conforme descrito na Figura 4.2. O algoritmo não prevê a conversão de comprimentos de onda nos nós intermediários e as requisições são estabelecidas através de conexões comutadas por circuito.

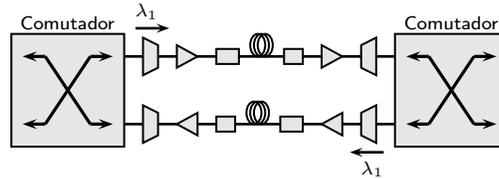


Figura 4.2: Configuração do enlace óptico bidirecional assumido pelo algoritmo.

## 4.2 Modelamento sistêmico

A Figura 4.3 mostra o diagrama de blocos do algoritmo de roteamento e alocação de comprimentos de onda. O algoritmo funciona da seguinte forma: para uma dada requisição o algoritmo irá atribuir um comprimento de onda disponível entre os nós origem e a partir daí procurar uma rota disponível nesse comprimento de onda. O critério de alocar um comprimento de onda para só então determinar a rota é adotado de forma a propiciar o funcionamento do algoritmo em redes multifibras, conforme será visto mais adiante na seção 4.4. Detalhes dos algoritmos de alocação e roteamento serão descritos na seção 4.3.

Após ter obtido a rota, o algoritmo estima a SNR do percurso. Caso a SNR esteja abaixo do valor limite aceitável, o algoritmo vai determinar uma nova rota para o próximo comprimento de onda disponível, e assim sucessivamente, até que uma rota com uma SNR aceitável seja encontrada ou todos os comprimentos de onda disponíveis sejam testados.

Uma requisição de chamada será bloqueada se não existir pelo menos um comprimento de onda disponível para se estabelecer a chamada, ou se não houver uma rota que consiga obter a qualidade de serviço desejada.

## 4.3 Algoritmo de roteamento e alocação de comprimento de onda

O algoritmo de alocação adotado foi o *First Fit*, por se tratar de um algoritmo que apresenta um bom desempenho em relação a probabilidade de bloqueio e por sua implementação ser bastante simples (ver seção 2.3.2).

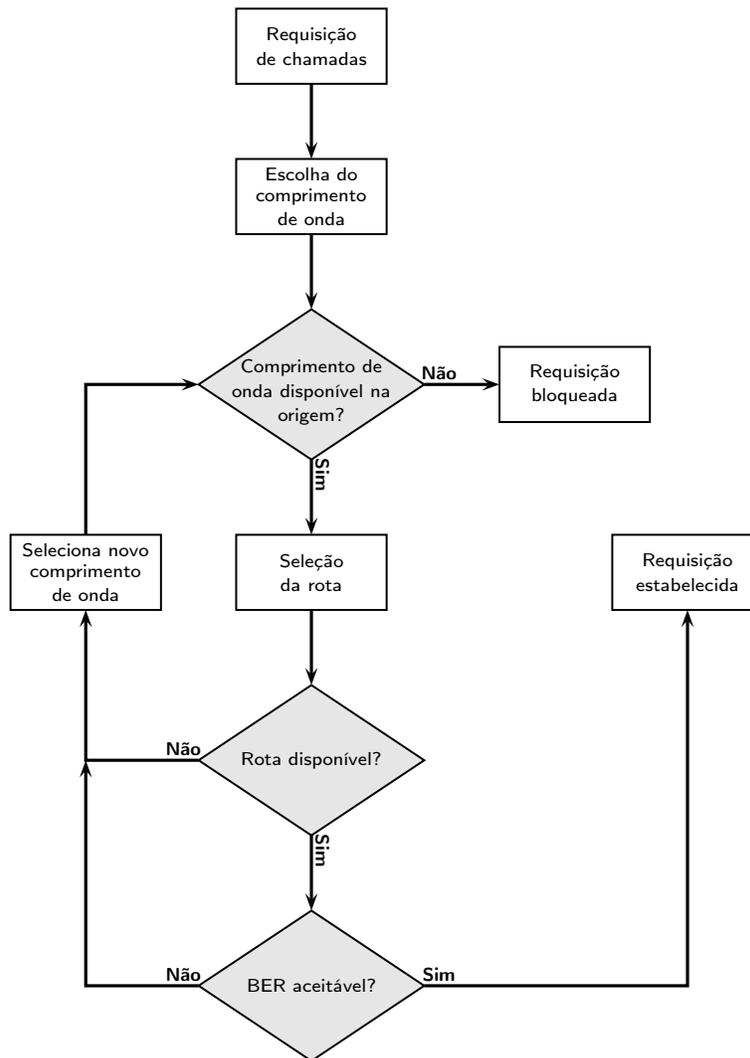


Figura 4.3: Fluxograma de funcionamento do algoritmo.

O objetivo principal do *First Fit*, como visto no Capítulo 2, é o de utilizar ao máximo os comprimentos de onda alocados no início da lista, desta forma a probabilidade das rotas longas serem aceitas é maior, uma vez que, os comprimentos de onda no final da lista tendem a estar disponíveis em toda a rede.

Desta forma, para cada requisição de chamada, o algoritmo gera uma lista seqüencial com todos os possíveis comprimentos de onda disponíveis. A lista é formada por todos os comprimentos de onda que estão disponíveis na origem no momento em que a chamada é solicitada. Entretanto, como a rota ainda não foi determinada, existe a

possibilidade de que alguns dos comprimentos de onda incluídos na lista não estejam disponíveis nos demais enlaces da rede.

Com a lista criada o algoritmo de roteamento procura a melhor rota, ou seja, a rota com menor fator de ruído, de forma seqüencial, até que uma rota com um QoS aceitável seja encontrada ou todos os comprimentos de onda disponíveis sejam testados.

Para o cálculo do fator de ruído de cada enlace, bem como o cálculo do fator de ruído do caminho óptico foi utilizado a fórmula de cascadeamento de elementos definida em [21] e descrita na seção 3.4, onde são consideradas apenas as contribuições dos ruídos balísticos dos elementos de rede ( $F_{\text{shot}}$ ) e dos ruídos do batimento sinal-espontâneo dos amplificadores ( $F_{\text{sig-sp}}$ ),

$$F_{\text{enlace}} = F_{\text{sig-sp}} + F_{\text{shot}}, \quad (4.2)$$

onde,

$$F_{\text{sig-sp}} = F_{1L} + \frac{F_{2L}}{G_{1L}} + \frac{F_{3L}}{G_{1L}G_{2L}} + \dots + \frac{F_{NL}}{G_{1L} \dots G_{(N-1)L}} \quad (4.3)$$

e

$$F_{\text{shot}} = \frac{1}{G_{1L}G_{2L} \dots G_{NL}}, \quad (4.4)$$

onde,  $F_{NL}$  e  $G_{NL}$  são, respectivamente, o fator de ruído linear e o ganho linear do N-ésimo amplificador.

Considerando o enlace da Figura 4.4 como sendo o utilizado pelo algoritmo, pode-se separar os elementos de rede em blocos de elementos passivos e ativos como mostrado na Figura 4.5. Os blocos 1, 3 e 5 são os elementos passivos do enlace, cujas perdas equivalem à soma em decibéis das perdas dos dispositivos em separado.

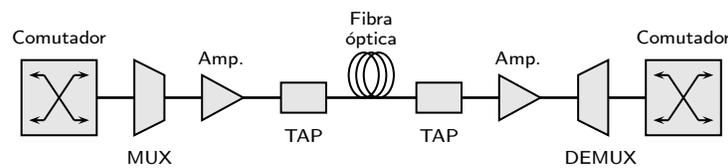


Figura 4.4: Enlace óptico utilizado pelo algoritmo.

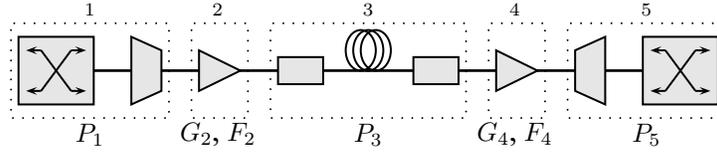


Figura 4.5: Modelo em blocos do enlace. Blocos 1, 3 e 5 são compostos de elementos passivos e os blocos 2 e 4 de elementos ativos.

Neste caso, o ruído de batimento  $F_{\text{sig-sp}}$  só é aplicado nos blocos 2 e 4, uma vez que, apenas os amplificadores apresentam emissão espontânea amplificada. Entretanto, todos os elementos da rede contribuem para o ruído balístico. Logo, o fator de ruído do enlace é dado por:

$$F_{\text{enlace}} = F_{2L} + F_{4L} \cdot \frac{P_{3L}}{G_{2L}} + \frac{P_{1L}P_{3L}P_{5L}}{G_{2L}G_{4L}}, \quad (4.5)$$

onde o índice “L” representa os valores lineares do fator de ruído e do ganho dos amplificadores, bem como das perdas dos blocos 1, 3 e 5. Para os enlaces intermediários a perda do bloco 1 corresponde à perda do multiplexador, uma vez que, o comutador já fora incluído na perda do bloco 5 do enlace anterior, como descrito na Figura 4.6. Desta forma o fator de ruído de uma rota qualquer, com  $n$  enlaces, é dada por:

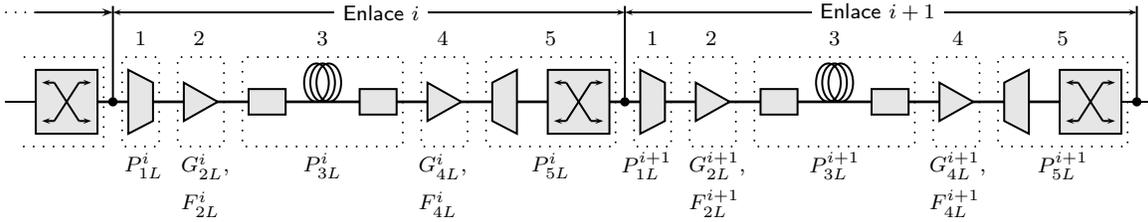


Figura 4.6: Configuração em blocos para os enlaces intermediários.

$$F_{\text{rota}} = \sum_{i=1}^n \frac{F_{\text{sig-sp}}^i}{\prod_{j=0}^{i-1} G_{\text{enlace}}^j} + \prod_{i=1}^n F_{\text{shot}}^i, \quad (4.6)$$

onde,  $F_{\text{sig-sp}}^i$  é a figura de ruído do enlace  $i$  devido ao batimento sinal-espontâneo e  $F_{\text{shot}}^i$  é a figura de ruído no enlace  $i$  devido ao ruído balístico.  $G_{\text{enlace}}^j$  é o ganho total do enlace  $j$  dado por:

$$G_{\text{enlace}}^j = \begin{cases} 1, & \text{para } j = 0 \\ \frac{G_{2L}^j G_{4L}^j}{P_{1L}^j P_{3L}^j P_{5L}^j}, & \text{para } j \neq 0 \end{cases}. \quad (4.7)$$

O algoritmo de roteamento dinâmico proposto é baseado no algoritmo de Dijkstra, cuja métrica utilizada se baseia no menor fator de ruído acumulado ao longo da rota.

Segundo o algoritmo de Dijkstra, todos os nós da rede são caracterizados por um conjunto de três variáveis:

1. **Situa** – indica a atual situação do nó, ou seja, se ele é um nó já visitado ( $V$ ), de fronteira ( $F$ ) ou se ele nunca foi visitado ( $NV$ ).
2. **Custo** – no caso do algoritmo proposto, essa variável armazena o valor do fator de ruído acumulado desde o nó de origem.
3. **Pai** – indica qual é o nó predecessor ao nó em análise.

Supondo que uma requisição de chamada entre os nós 1 e 4 da rede mostrada na Figura 4.7(a) seja solicitada. O algoritmo primeiro inicializa as três variáveis de todos os nós, considerando apenas o nó de origem como sendo um nó visitado ( $V$ ), como descrito na Figura 4.7(a).

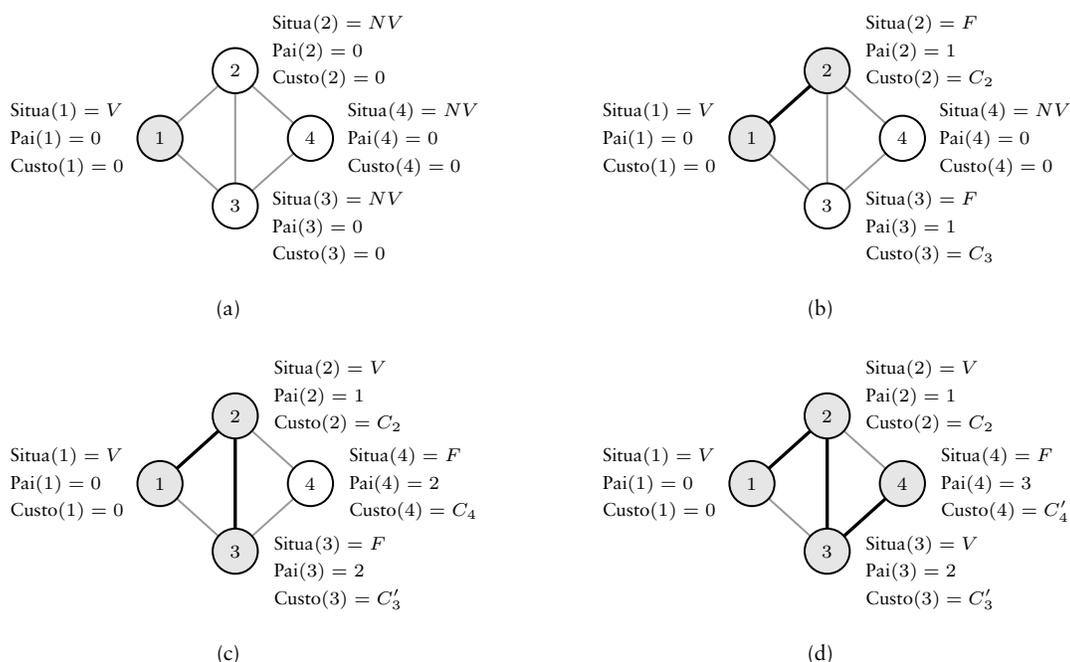


Figura 4.7: Representação gráfica do funcionamento do algoritmo proposto.

A partir daí, conforme o algoritmo mostrado na Figura 4.8, é calculado o fator de ruído acumulado da origem para todos os nós adjacentes a ela, ou seja, os nós 2 e 3,

$$F^{12} = \left( F_{2L}^{12} + F_{4L}^{12} \cdot \frac{P_{3L}^{12}}{G_{2L}^{12}} \right) + \left( \frac{P_{1L}^{12} \cdot P_{3L}^{12} \cdot P_{5L}^{12}}{G_{2L}^{12} \cdot G_{4L}^{12}} \right) = C_2, \quad (4.8)$$

$$F^{13} = \left( F_{2L}^{13} + F_{4L}^{13} \cdot \frac{P_{3L}^{13}}{G_{2L}^{13}} \right) + \left( \frac{P_{1L}^{13} \cdot P_{3L}^{13} \cdot P_{5L}^{13}}{G_{2L}^{13} \cdot G_{4L}^{13}} \right) = C_3, \quad (4.9)$$

onde o primeiro termo entre parênteses representa o ruído devido ao batimento sinal-espontâneo e o segundo o ruído balístico.

Com isso, os nós 2 e 3 passam a ser considerados nós de fronteira ( $F$ ) com um custo associado igual ao fator de ruído acumulado no percurso, tendo como  $Pai$  o nó de origem, como descrito na Figura 4.7(b).

```

h = ori;                               %ori - nó de Origem
enquanto (h<>des) e (h<>0)             %des - nó de Destino
  para i=1 até Nodes
    se Situa(i) = NV
      Situa(i) = F;
      Pai(i) = h;
      Custo(i) = NF; %NF - função que retorna o fator de ruído acumulado
    senão (Situa(i) = F) e (Custo(i) > NF)
      Pai(i) = h;
      Custo(i) = NF;
    fim
  fim
  Situa(h) = V;
  Min = 1000000;
  h = 0;
  para i=1 até Nodes
    se (Situa(i) = F) e (Custo(i)<Min)
      Min = Custo(i);
      h = i;
    fim
  fim
fim

```

Figura 4.8: Algoritmo de roteamento proposto simplificado.

O critério de seleção do próximo nó a visitar é crucial para o funcionamento do algoritmo. A escolha é feita considerando o nó cuja rota, naquele passo, minimize a expansão do custo acumulado. Sendo assim, após todos os nós adjacentes terem sido verificados, o nó cujo custo associado for menor é selecionado para dar continuidade à pesquisa, neste caso o nó 2 (supondo  $C_2 < C_3$ ). O nó 2 passa então a ser um nó visitado e a partir dele é calculado o fator de ruído acumulado desde a origem até os seus nós adjacentes,

$$F^{123} = F_{\text{sig-sp}}^{123} + F_{\text{shot}}^{123} = C'_3, \quad (4.10)$$

$$F^{124} = F_{\text{sig-sp}}^{124} + F_{\text{shot}}^{124} = C_4, \quad (4.11)$$

onde,

$$F_{\text{sig-sp}}^{123} = F_{\text{sig-sp}}^{12} + \left( F_{2L}^{23} + F_{4L}^{23} \cdot \frac{P_{3L}^{23}}{G_{2L}^{23}} \right) \left( \frac{P_{1L}^{12} \cdot P_{3L}^{12} \cdot P_{5L}^{12}}{G_{2L}^{12} \cdot G_{4L}^{12}} \right), \quad (4.12)$$

$$F_{\text{shot}}^{123} = F_{\text{shot}}^{12} \cdot \frac{P_{1L}^{23} \cdot P_{3L}^{23} \cdot P_{5L}^{23}}{G_{2L}^{23} \cdot G_{4L}^{23}}, \quad (4.13)$$

e,

$$F_{\text{sig-sp}}^{124} = F_{\text{sig-sp}}^{12} + \left( F_{2L}^{24} + F_{4L}^{24} \cdot \frac{P_{3L}^{24}}{G_{2L}^{24}} \right) \left( \frac{P_{1L}^{12} \cdot P_{3L}^{12} \cdot P_{5L}^{12}}{G_{2L}^{12} \cdot G_{4L}^{12}} \right), \quad (4.14)$$

$$F_{\text{shot}}^{124} = F_{\text{shot}}^{12} \cdot \frac{P_{1L}^{24} \cdot P_{3L}^{24} \cdot P_{5L}^{24}}{G_{2L}^{24} \cdot G_{4L}^{24}}, \quad (4.15)$$

Supondo agora que o fator de ruído acumulado no nó 3 indo pela rota  $\{1, 2, 3\}$  seja menor que o fator de ruído já acumulado no nó 3 ( $C'_3 < C_3$ ), o Pai de 3 passa a ser o nó 2 ao invés de 1 e o fator de ruído acumulado passa a ser  $C'_3$ , conforme Figura 4.7(c). Considerando que  $C'_3 < C_4$  o nó 3 vai ser o novo nó visitado e um novo fator de ruído será calculado para a rota  $\{1, 2, 3, 4\}$ .

$$F^{1234} = F_{\text{sig-sp}}^{1234} + F_{\text{shot}}^{1234} = C'_4, \quad (4.16)$$

onde,

$$F_{\text{sig-sp}}^{1234} = F_{\text{sig-sp}}^{123} + \left( F_{2L}^{34} + F_{4L}^{34} \cdot \frac{P_{3L}^{34}}{G_{2L}^{34}} \right) \left( \frac{P_{1L}^{12} \cdot P_{3L}^{12} \cdot P_{5L}^{12}}{G_{2L}^{12} \cdot G_{4L}^{12}} \cdot \frac{P_{1L}^{23} \cdot P_{3L}^{23} \cdot P_{5L}^{23}}{G_{2L}^{23} \cdot G_{4L}^{23}} \right), \quad (4.17)$$

$$F_{\text{shot}}^{1234} = F_{\text{shot}}^{123} \cdot \frac{P_{1L}^{34} \cdot P_{3L}^{34} \cdot P_{5L}^{34}}{G_{2L}^{34} \cdot G_{4L}^{34}}, \quad (4.18)$$

e caso esse novo fator de ruído seja menor que o calculado através da rota  $\{1, 2, 4\}$ , a rota com o menor fator de ruído acumulado será a rota  $\{1, 2, 3, 4\}$  conforme mostra a Figura 4.7(d).

Após a rota ser determinada é necessário obter a sua relação sinal-ruído em ambos os sentidos, para verificar se ela possui um QoS aceitável, assim:

$$SNR_{saída} = SNR_{entrada} - NF_{rota}, \quad (4.19)$$

na qual,  $NF_{rota}$  é a figura de ruído da rota, dada por:

$$NF_{rota} = 10 \log F_{rota}, \quad (4.20)$$

onde,  $F_{rota}$  é o fator de ruído acumulado da rota selecionada. Vale ressaltar que apesar do algoritmo calcular a rota, baseado na menor figura de ruído no sentido origem-destino, a relação sinal-ruído do caminho de volta, destino-origem, também é determinada. E caso a  $SNR_{saída}$  em qualquer um dos sentidos esteja abaixo do valor aceitável, o algoritmo seleciona o próximo comprimento de onda disponível da lista e procura uma nova rota para a requisição. Esse processo se repete até que uma rota com uma relação sinal ruído aceitável seja encontrada ou todos os comprimentos de onda testados. Neste caso, a requisição é bloqueada.

Como o algoritmo leva em consideração a saturação dos amplificadores como uma das penalidades do meio de transmissão, o ganho dos amplificadores ( $G_{2L}^j$  e  $G_{4L}^j$ ) é modelado de acordo com a Equação 3.43,

$$g(w) = \frac{g_0}{1 + \frac{P_s}{P_{sat}}}, \quad (4.21)$$

onde,  $g_0$  é o ganho máximo do amplificador,  $P_s$  é a potência de saída total dos sinais e  $P_{sat}$  é a potência de saturação na saída do amplificador. É importante frisar que o efeito da saturação do ganho é determinado pela potência óptica de todos os canais ópticos ativos.

Sempre que um nó é considerado um nó visitado o ganho dos amplificadores dos enlaces adjacentes a ele deve ser recalculado para levar em consideração a saturação do ganho no cálculo do fator de ruído da rota, dessa forma:

$$G_{2L}^j = \frac{g_2^j}{1 + \frac{g_2^j}{2} \cdot \frac{(\sum P_{s_2}^j + P_{s_a}^j)}{2 \cdot P_{\text{sat}_2}^j}} \quad (4.22)$$

$$G_{4L}^j = \frac{g_4^j}{1 + \frac{g_4^j}{2} \cdot \frac{(\sum P_{s_4}^j + P_{s_b}^j)}{2 \cdot P_{\text{sat}_4}^j}} \quad (4.23)$$

nos quais,  $\sum P_{s_2}^j$  e  $\sum P_{s_4}^j$  são os somatórios das potências dos demais canais ativos na entrada dos amplificadores 2 e 4, respectivamente.  $P_{s_a}^j$  e  $P_{s_b}^j$  são as potências do sinal na entrada dos amplificadores (como descrito na Figura 4.9). Logo, considerando  $P_{s^j}$  como a potência do sinal que chega ao enlace  $j$ , têm-se que:

$$P_{s_a}^j = \frac{P_{s^j}}{P_{1L}^j}, \quad (4.24)$$

$$P_{s_b}^j = P_{s_a}^j \cdot \frac{G_{2L}^j}{P_{3L}^j}, \quad (4.25)$$

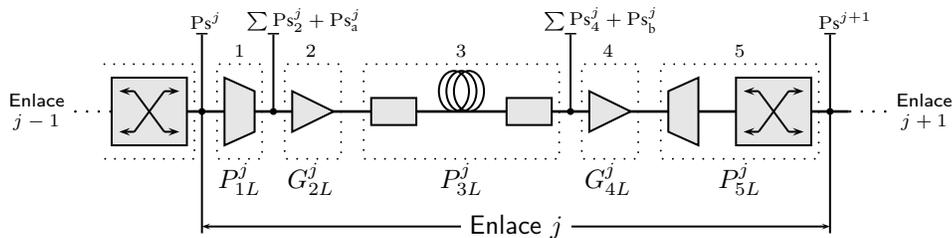


Figura 4.9: Representação das potências dos sinais para o cálculo da saturação dos amplificadores.

Definindo  $P_{\text{laser}}$  como a potência do laser e  $P_{\text{sw}}$  como a perda do comutador do primeiro enlace, têm-se que:

$$P_s^j = \begin{cases} \frac{P_{\text{laser}}}{P_{\text{sw}}}, & \text{para } j = 1 \\ P_s^{j-1} \cdot \frac{G_{4L}^{j-1}}{P_{5L}^{j-1}}, & \text{para } j > 1 \end{cases} \quad (4.26)$$

É importante notar que na Equação 4.21 a potência do sinal é definida como sendo a potência de saída do amplificador, desta forma, o algoritmo subestima a potência de saída, uma vez que ela foi definida como sendo a potência de entrada multiplicada pela metade do ganho máximo  $\left(\frac{g_0}{2}\right)$ . Essa suposição vem do fato de o ganho cair pela metade quando a potência de saída é igual a potência de saturação do amplificador.

O fator 2 que aparece multiplicando a potência de saturação vem do fato da modulação considerada pelo algoritmo ser a modulação *ON/OFF*, *i.e.*, bit 0 – laser desligado, bit 1 – laser ligado. Assim as potências dos sinais utilizadas para calcular a saturação do ganho dos amplificadores são tomadas como a potência média de cada sinal separado.

Resultados de simulação utilizando o algoritmo de **RWA** proposto serão apresentados no Capítulo 5.

#### 4.4 Redes multifibras

A maioria dos algoritmos de **RWA** tratados no Capítulo 2 foi desenvolvidos para as redes monofibras. Entretanto, motivados pelas vantagens econômicas de se instalar diversas fibras ópticas com o propósito de se ter tolerância a falhas e redução de custo para futuras expansões da rede, diversos algoritmos de **RWA** foram desenvolvidos para este novo cenário [13, 27], onde os nós são interligados por um conjunto de  $N$  fibras, como pode ser observado na Figura 4.10.

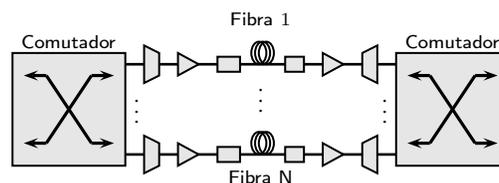
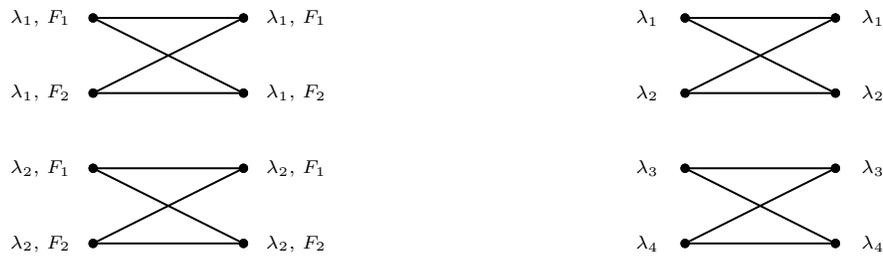


Figura 4.10: Enlace óptico multifibra.

As redes multifibras são uma alternativa bastante atraentes para as redes com conversão de comprimento de onda, pois, como pode ser observado na Figura 4.11, uma rede com  $M$  fibras e  $W$  comprimentos de onda equivale a uma rede monofibra de  $MW$  comprimentos de onda com conversão parcial de grau  $M$ . Essa equivalência ocorre devido ao fato dos algoritmos de roteamento considerarem a camada física ideal. Assim, o algoritmo de alocação pode escolher qualquer uma das fibras de cada um dos enlaces da rota, desde que o comprimento de onda selecionado esteja disponível neles.



(a) Rede multifibra com  $M = 2$  e  $W = 2$ .

(b) Rede monofibra com conversão parcial de grau 2 e  $W = 4$ .

**Figura 4.11:** Padrão de conectividade de uma rede roteada por comprimento de onda.

Contudo, para o algoritmo proposto, a camada física não é ideal e, conforme visto na Figura 4.10, cada fibra possui seus próprios amplificadores, o que torna a escolha da fibra importantíssima, já que o fator de ruído das fibras são independentes.

O fato da escolha da fibra estar associada ao processo de seleção da rota, força o algoritmo de **RWA** proposto a primeiramente alocar um comprimento de onda, para só então determinar a melhor rota para a requisição, pois caso contrário, o algoritmo ao tentar alocar um comprimento de onda para uma dada rota não terá mais a possibilidade de selecionar por qual das fibras o sinal óptico irá trafegar, o que aumentaria de forma significativa a probabilidade de bloqueio das requisições.

Portanto, para que a equivalência entre uma rede monofibra com conversão parcial de comprimentos de onda e uma rede multifibra continue a existir é necessário que o algoritmo proposto aloque primeiro um comprimento de onda para depois determinar a rota. Dessa maneira o padrão de conectividade mostrado na Figura 4.11 continua válido, pois durante o processo de seleção da rota, dado o comprimento de onda, o algoritmo de roteamento terá a opção de escolher qual das fibras será utilizada, considerando como critério de seleção o fator de ruído acumulado até o próximo nó.

Resultados de simulação utilizando o algoritmo de **RWA** proposto em redes multi-fibras serão apresentados no Capítulo 5.

# CAPÍTULO 5

## RESULTADOS

NESTE capítulo serão apresentados os resultados mais relevantes obtidos para o algoritmo descrito no Capítulo 4. Para efeito de comparação, as simulações também foram realizadas utilizando um algoritmo de roteamento dinâmico bastante conhecido, o algoritmo dinâmico de menor caminho, onde para cada requisição o menor caminho é determinado com base no atual estado da rede. Dois tipos distintos de custos foram utilizados:

- ▷ O número de saltos entre os nós;
- ▷ A distância física dos enlaces.

A probabilidade de bloqueio foi escolhida como parâmetro de desempenho. Essa é obtida através da simulação de  $10^5$  requisições. O tempo de chegada das requisições, bem como suas durações seguem uma distribuição de exponencial. Enquanto o par origem-destino de cada requisição segue uma distribuição uniforme.

Para que a QoS da rede de transporte de alta velocidade simulada seja considerado aceitável, essa deve possuir uma BER abaixo de  $10^{-12}$ , o que, segundo a Figura 3.5, equivale a uma relação sinal-ruído na saída em torno de  $23\text{ dB}$ . Embora na prática é sabido que é necessário uma relação sinal-ruído de  $21\text{ dB}$ , por motivos de segurança, nas simulações foi utilizada uma relação sinal-ruído de  $23\text{ dB}$ .

Na Figura 5.1 está apresentada a topologia da rede óptica utilizada nas simulações realizadas nesta seção. Foram consideradas nas simulações conexões bidirecionais chaveadas a circuito sem a capacidade de conversão de comprimento de onda nos nós intermediários.

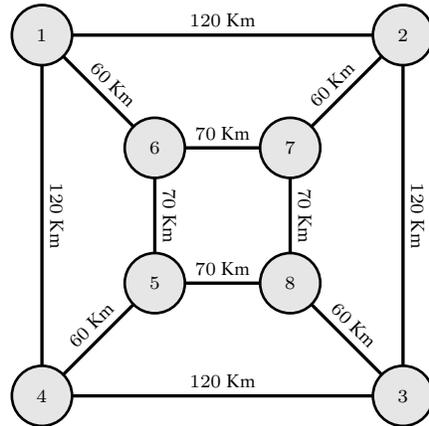


Figura 5.1: Topologia da rede utilizada nas simulações.

O primeiro passo para realizar as simulações foi definir os parâmetros da rede, que são descritos na Tabela 5.1: potência do laser, relação sinal-ruído de entrada, perdas dos elementos passivos e o ganho máximo dos amplificadores. Para que haja um balanceamento entre a perda dos enlaces e o ganho dos amplificadores, esse é definido como sendo a perda do enlace em decibéis multiplicado pelo fator de ganho,  $f_2$  e  $f_4$ , como descrito na Figura 5.2,

$$g_2^i = f_2 \cdot (P_1^i + P_3^i + P_5^i), \quad (5.1)$$

$$g_4^i = f_4 \cdot (P_1^i + P_3^i + P_5^i). \quad (5.2)$$

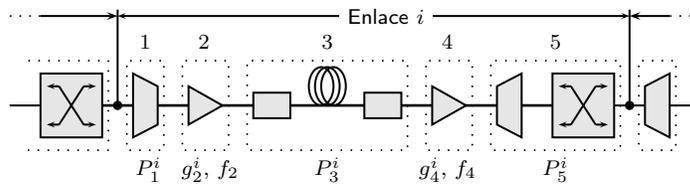


Figura 5.2: Configuração em blocos dos enlaces para o cálculo do ganho dos amplificadores.

Tabela 5.1: Valores utilizados nas simulações.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$P_{\text{LASER}}$	0 dBm	$P_{\text{FIBRA}}$	0, 2 dB/Km
$\text{SNR}_{\text{ENTRADA}}$	37 dB	$P_{\text{SW}}$	2 dB
$P_{\text{TAP}}$	0, 5 dB	$P_{\text{MUX}}, P_{\text{DEMUX}}$	4 dB

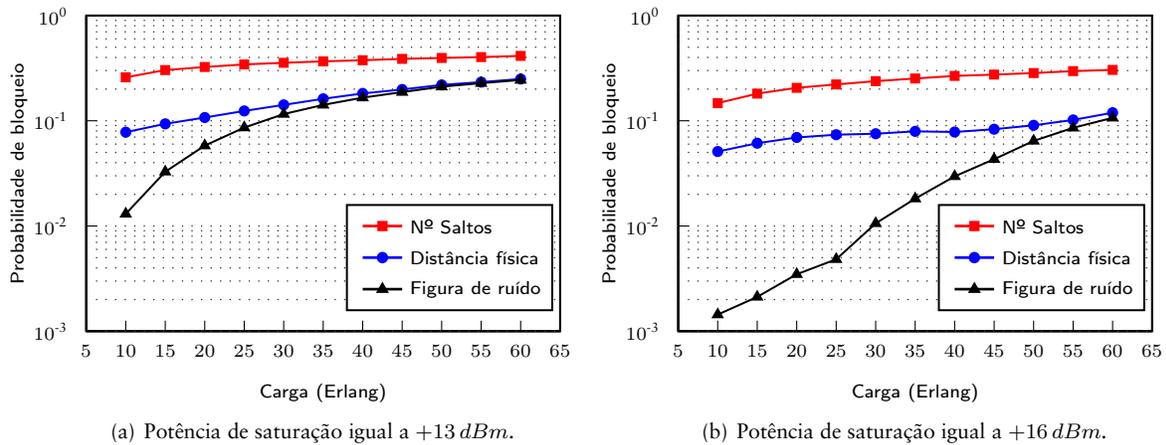


Figura 5.3: Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede comparando o algoritmo proposto como o algoritmo de menor distância física e o de menor número de saltos.

Na Figura 5.3 é comparada a probabilidade de bloqueio em função da carga para uma rede monofibra com 16 canais disponíveis, para o algoritmo proposto baseado na rota de menor figura de ruído e os algoritmos de menor distância física e menor distância em saltos. A probabilidade de bloqueio do algoritmo proposto é menor do que os demais algoritmos em todas as situações. Em ambas as Figuras 5.3(a) e 5.3(b) os bloqueios por BER foram predominantes para todos os três algoritmos analisados. No caso da Figura 5.3(a) os altos valores para as probabilidades de bloqueio são devidos a um problema de otimização da rede. Neste caso, a potência de saturação utilizada foi de +13 dBm e a potência dos lasers foi de 0 dBm, o que levou os amplificadores à saturarem rapidamente.

A diferença entre os algoritmos aparece claramente em ambos os gráficos da Figura 5.3 para cargas baixas. Entretanto, para os casos onde o tráfego é excessivamente alto, praticamente não há diferença entre o algoritmo proposto e o de menor distância física, porque neste caso não existem muitas rotas na rede para se estabelecer uma nova chamada.

Ao contrário do algoritmo de menor caminho e de diversos outros algoritmos de roteamento existentes [11], que têm como princípio o roteamento baseado em parâmetros da camada de rede (número de saltos, enlace menos congestionado, etc.), o algoritmo proposto se baseia na camada física para determinar as rotas. Assim, a probabilidade de bloqueio devido à camada física (**BER**) é bem menor para o algoritmo proposto que para os demais. Além do mais, como a figura de ruído da rota está relacionada com o ganho dos amplificadores, o algoritmo vai automaticamente realizar o balanceamento da carga na rede.

Na Figura 5.3(b), onde foi utilizada uma potência de saturação de  $+16\text{ dBm}$ , a probabilidade de bloqueio para o algoritmo proposto diminuiu drasticamente para cargas baixas ( $< 30\text{ Erl}$ ) chegando à atingir um valor ótimo de operação. Para essas simulações foi utilizado uma figura de ruído de  $5\text{ dB}$  para cada amplificador e um fator de ganho de  $58\%$ .

A Figura 5.4 mostra a probabilidade de bloqueio em função do fator de ganho dos amplificadores ( $f = f_2 = f_4$ ) para uma rede monofibra com 16 comprimentos de onda e outras duas redes multifibras, uma com 2 fibras e 8 comprimentos de onda, e a outra com 4 fibras e 4 comprimentos de onda. As simulações foram realizadas para uma carga de  $50\text{ Erl}$  e foi considerado que os amplificadores tinham uma figura de ruído de  $5\text{ dB}$  cada.

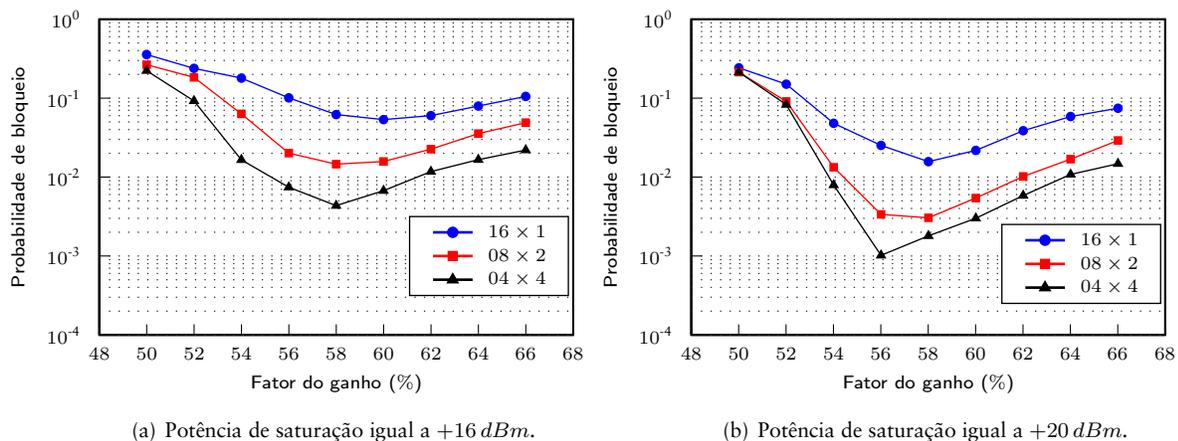


Figura 5.4: Probabilidade de bloqueio em função do fator de ganho para uma carga de  $50\text{ Erl}$ .

Como pode ser observado, para valores de  $f$  que o ganho não compensa as perdas dos enlaces ( $f < 50\%$ ) há um aumento na degradação da relação sinal-ruído do sinal óptico transmitido gerando um alto índice de bloqueio por **BER**. Para redes em que o ganho dos amplificadores supera as perdas em mais de 20% ( $f \geq 60\%$ ), os amplificadores são rapidamente saturados devido às altas potências dos sinais nos canais ativos. Com os amplificadores saturados as novas requisições não conseguem obter um **QoS** aceitável e são bloqueadas, aumentando a probabilidade de bloqueio da rede. Para a topologia simulada e os parâmetros da Tabela 5.1 o valor ótimo encontrado para o fator de ganho é de 58%. Esse acréscimo de 8% no ganho de cada amplificador permite que novas requisições sejam efetivadas mantendo-se uma **BER** abaixo de  $10^{-12}$ . Nota-se que nesse caso o ganho dos amplificadores nos enlaces superam as perdas totais do enlace em 16% ( $f_2 + f_4 = 1,16$ ).

Como era esperado a probabilidade de bloqueio para as redes multifibras são bem menores. Isso é devido à distribuição das novas requisições pelas fibras, minimizando o efeito da saturação dos amplificadores.

A Figura 5.5 mostra a probabilidade de bloqueio em função da distribuição do ganho entre o amplificador de potência e o pré-amplificador, para uma carga de 50 *Erl*, potência de saturação de +16 *dBm* e figura de ruído dos amplificadores de 5 *dB*, e fator de ganho  $f_2 + f_4 = 1,16$ . Neste caso, os ganhos em decibéis dos amplificadores do enlace  $i$  são dados por (conforme descrito na Figura 5.2):

$$g_2^i = p \times G_t, \quad (5.3)$$

$$g_4^i = (1 - p) \times G_t, \quad (5.4)$$

onde,  $p$  é a parcela do ganho total ( $G_t$ ) no amplificador de potência e,

$$G_t = (f_2 + f_4) \times (P_1^i + P_3^i + P_5^i) \quad (5.5)$$

$$G_t = 1,16 \times (P_1^i + P_3^i + P_5^i). \quad (5.6)$$

Conforme visto na Equação 4.6 o fator de ruído da rota estabelecida para uma dada requisição é dada por:

$$F_{\text{rota}} = \sum_{i=1}^n \frac{F_{\text{sig-sp}}^i}{\prod_{j=0}^{i-1} G_{\text{enlace}}^j} + \prod_{i=1}^n F_{\text{shot}}^i \quad (5.7)$$

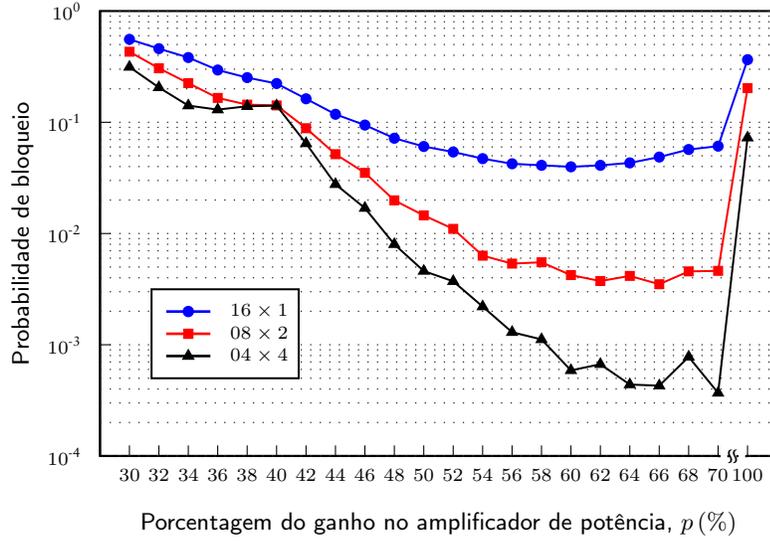


Figura 5.5: Probabilidade de bloqueio em função da distribuição do ganho entre o amplificador de potência e o pré-amplificador.

onde,

$$F_{\text{sig-sp}}^i = F_{2L}^i + F_{4L}^i \cdot \frac{P_{3L}^i}{G_{2L}^i}, \quad (5.8)$$

$$F_{\text{shot}}^i = \frac{P_{1L}^j P_{3L}^j P_{5L}^j}{G_{2L}^j G_{4L}^j}. \quad (5.9)$$

A Figura 5.5 mostra que com o ganho mais concentrado no pré-amplificador ( $p < 50\%$ ), os ganhos dos amplificadores de potência ( $G_{2L}^i$ ) são pequenos o que acarreta em um aumento no termo referente ao batimento ASE do pré-amplificador (ver Equação 5.8), fazendo com que a maioria das requisições não atinjam a QoS desejada.

Para o caso onde apenas os amplificadores de potência são utilizados ( $p = 100\%$ ) a Equação 4.6 continua válida porém na fórmula do ganho total do enlace ( $G_{\text{enlace}}^j$ , Equação 4.7) e na do fator de ruído balístico ( $F_{\text{shot}}^i$ , Equação 5.9),  $G_{4L}^i$  deve ser igual a um. O fator de ruído sinal-espontâneo ( $F_{\text{sig-sp}}^i$ ) passa a ser igual a  $F_{2L}^i$ .

Com apenas o amplificador de potência, para que as perdas sejam compensadas é necessário amplificadores com ganhos elevados. Ganhos elevados implicam numa potência maior na saída dos amplificadores, e isso faz com que o amplificador atinja a região de saturação mais rapidamente. Com os amplificadores saturados o fator de ruído dos enlaces intermediários aumentam, pois o ganho total do enlace fica menor que um ( $G_{\text{enlace}}^j < 1$ ), aumentando a probabilidade de bloqueio da rede.

A Figura 5.6 mostra a probabilidade de bloqueio em função da potência de saturação para uma rede funcionando apenas com os amplificadores de potência. Nesse caso para que a rede mantenha a mesma probabilidade de bloqueio que o caso ótimo ( $p = 60\%$ ) quando os dois amplificadores são utilizados (conforme a Figura 5.5) deve-se aumentar a potência de saturação dos amplificadores para  $+24 \text{ dBm}$ .

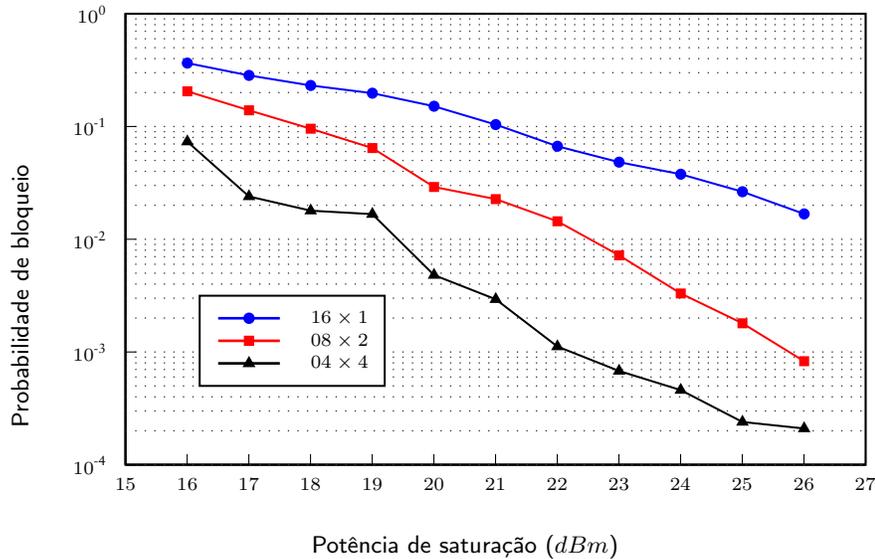
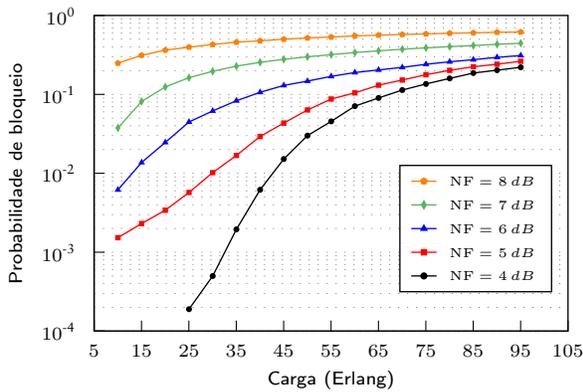


Figura 5.6: Probabilidade de bloqueio em função da potência de saturação para a rede funcionando apenas com os amplificadores de potência.

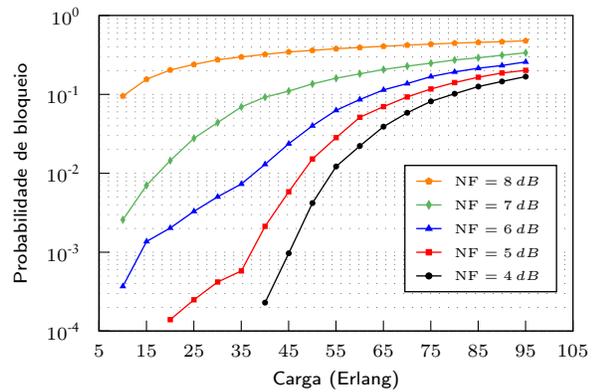
A influência da figura de ruído dos amplificadores dispostos na rede também foi analisada. A Figura 5.7 mostra os resultados do algoritmo proposto para diferentes valores de figura de ruído (4, 5, 6, 7 e 8 dB) e diferentes configurações de rede. O resultado da Figura 5.7(a) é para uma rede monofibra com 16 comprimentos de onda disponíveis enquanto os resultados das Figuras 5.7(b) e 5.7(c) são para duas redes multifibras, a primeira com 2 fibras e 8 comprimentos de onda e a outra com 4 fibras e 4 comprimentos de onda. Para esse grupo de simulações, o fator de ganho e a potência de saturação utilizados nos amplificadores de potência e nos pré-amplificadores foram de 0,58 e  $+16 \text{ dBm}$ , respectivamente.

Como esperado, a probabilidade de bloqueio aumenta com a figura de ruído, enfatizando a necessidade de se utilizar amplificadores com baixa figura de ruído ( $NF = 4 \text{ dB}$ ) em redes ópticas transparentes monofibras, conforme pode-se observar na Figura 5.7(a). Entretanto para redes multifibras, Figuras 5.7(b) e 5.7(c), devido ao

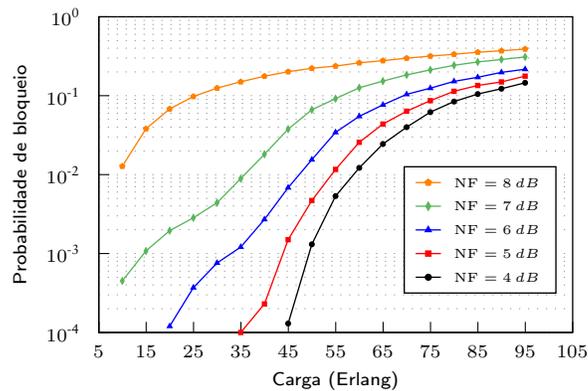
balanceamento do tráfego nas fibras o efeito da saturação do ganho dos amplificadores é reduzido, permitindo assim a utilização de amplificadores de pior qualidade, ou seja, amplificadores com uma figura de ruído mais elevada. Como pode ser observado na Figura 5.8, para uma carga de 50 Erlangs, pode-se utilizar amplificadores com uma figura de ruído de até 7 dB em redes multifibras, que o desempenho da rede vai continuar semelhante ao da rede monofibra da Figura 5.7(a) onde uma figura de ruído de 4 dB é utilizada.



(a) 1 fibra com 16 comprimentos de onda disponíveis.



(b) 2 fibra com 08 comprimentos de onda disponíveis.



(c) 4 fibra com 04 comprimentos de onda disponíveis.

**Figura 5.7:** Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da figura de ruído dos amplificadores de potência e pré-amplificadores.

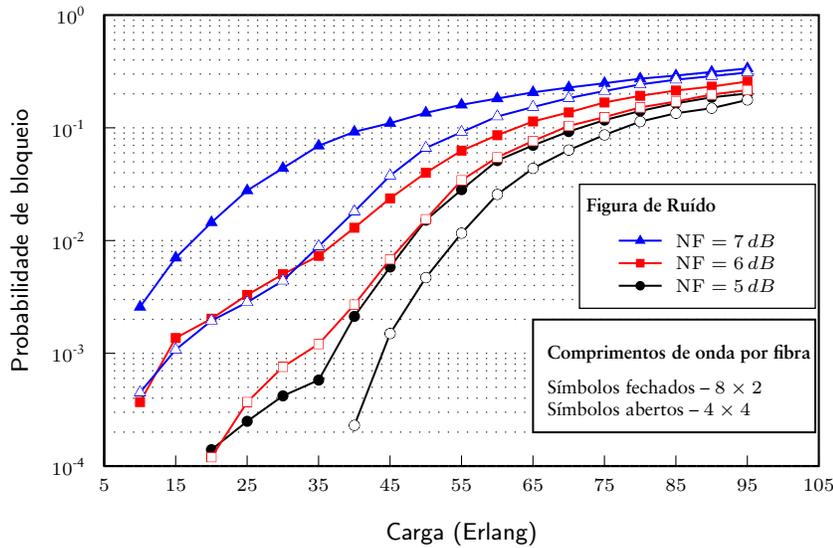
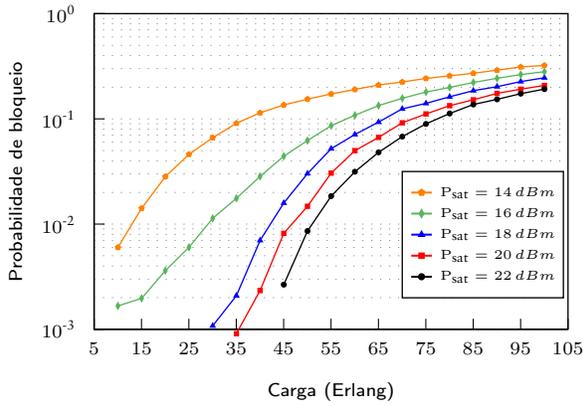


Figura 5.8: Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da figura de ruído, para redes multifibras.

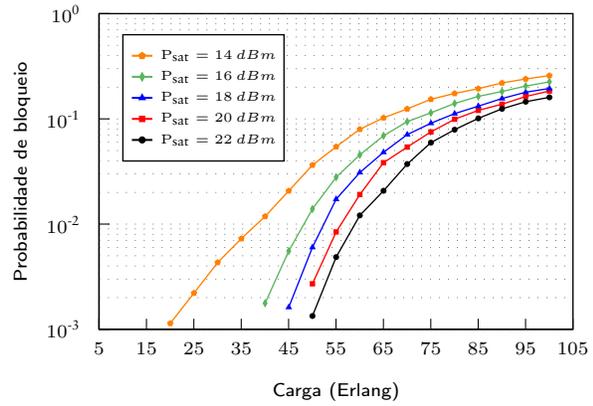
Também foi feito um estudo sobre a influência da potência de saturação dos amplificadores, conforme pode ser observado na Figura 5.9. Os amplificadores utilizados tinham um fator de ganho de 0,58 e uma figura de ruído de 5 dB. Como era esperado, os resultados demonstram que quanto maior a potência de saturação de saída menor é a probabilidade de bloqueio da rede.

Para as redes multifibras, Figuras 5.9(b) e 5.9(c), o algoritmo proposto, intrinsecamente, faz o balanceamento do tráfego pelas fibras disponíveis, assim o efeito da saturação é menos significativo que no caso das redes monofibras.

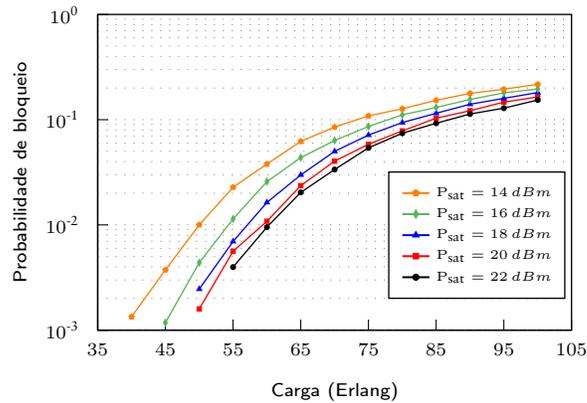
Nota-se claramente que com número maior de fibras, a dependência do desempenho da rede com a potência de saturação dos amplificadores diminui. Por exemplo, para uma carga total de 50 Erl, na rede com 1 fibra é necessário usar amplificadores com potência de saturação de +22 dBm para atingir a probabilidade de bloqueio de 1%. Já para as redes com 2 e 4 fibras pode-se atingir o mesmo desempenho com amplificadores com potência de saturação de aproximadamente +17 dBm e +14 dBm, respectivamente. Essa redução na potência de saturação dos amplificadores tem grande implicação no custo do dispositivo.



(a) 1 fibra com 16 comprimentos de onda disponíveis.



(b) 2 fibra com 8 comprimentos de onda disponíveis.

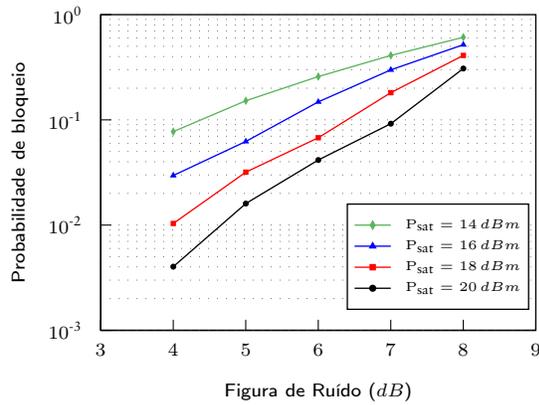


(c) 4 fibra com 4 comprimentos de onda disponíveis.

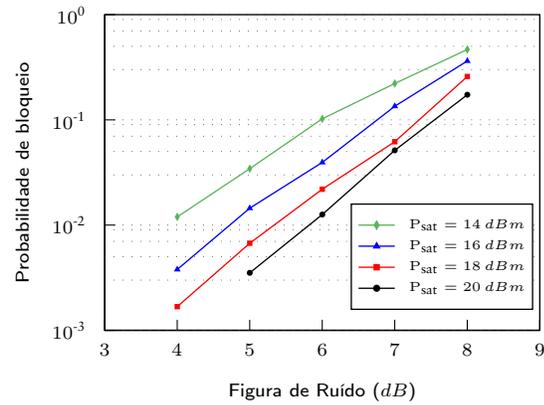
**Figura 5.9:** Probabilidade de bloqueio em função da carga na rede, para diferentes valores da potência de saturação dos amplificadores.

A probabilidade de bloqueio em função da figura de ruído dos amplificadores é demonstrada na Figura 5.10 para diversas potências de saturação (14, 16, 18, e 20  $dBm$ ). Para esse grupo de simulações foram utilizados os parâmetros da Tabela 5.1 e um carga de 50  $Erl$ . Como pode ser observado, em especial nas redes multifibras, é possível utilizar amplificadores com uma potência de saturação menor e manter o mesmo desempenho da rede. Entretanto, para isso é preciso diminuir a sua figura de ruído. Contudo, apesar de uma figura de ruído de 4  $dB$  estar bem próximo do limite fundamental de aproximadamente 3  $dB$ , é mais viável construir amplificadores com uma figura de ruído de 4  $dB$  e potência de saturação de +16  $dBm$  do que com +20  $dBm$  de potência de saturação e figura de ruído de 5  $dB$  ou 6  $dB$ . Além do mais o impacto

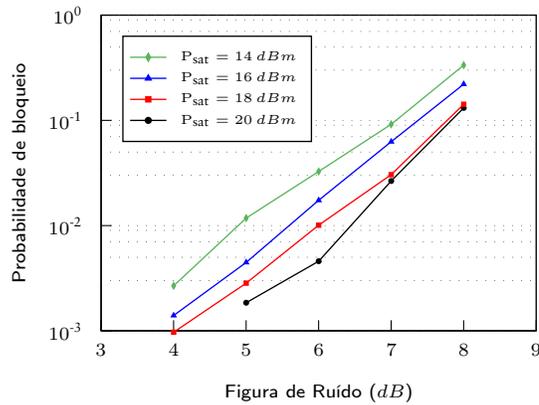
no custo do dispositivo é menor. Reduzir a figura de ruído para  $4\text{ dB}$  tem um custo menor do que aumentar a potência de saturação para  $+20\text{ dBm}$ .



(a) 1 fibra com 16 comprimentos de onda disponíveis.



(b) 2 fibra com 08 comprimentos de onda disponíveis.



(c) 4 fibra com 04 comprimentos de onda disponíveis.

**Figura 5.10:** Probabilidade de bloqueio em função da figura de ruído dos amplificadores de potência e pré-amplificadores para diferentes potências de saturação (14, 16, 18 e 20 dBm).

## CAPÍTULO 6

# CONCLUSÃO

Essa dissertação teve como objetivo demonstrar um novo algoritmo de roteamento dinâmico para redes ópticas transparentes baseado nas penalidades da camada física, como por exemplo, o ganho dos amplificadores, o acúmulo de ruído devido à emissão espontânea, à potência de saturação dos amplificadores e às perdas do meio de transmissão, dos multiplexadores, demultiplexadores e dos comutadores.

Esse algoritmo foi proposto pelo grupo de pesquisadores do laboratório de Redes Ópticas DWDM da UFPE, incluindo o autor dessa dissertação, e foi melhorada ao longo do tempo. Uma das melhorias recentes consistiu da sua adaptação para uso em redes multifibra.

O algoritmo de roteamento proposto, dado um comprimento de onda disponível, seleciona a rota baseada na menor figura de ruído estimada. No momento de se calcular o ruído acumulado dos caminhos óptico disponíveis para se estabelecer uma determinada chamada, todos os parâmetros acima citados são levados em consideração.

Os resultados obtidos mostraram uma melhora significativa quando comparado com o algoritmo de roteamento dinâmico de menor distância. Essa melhora vem do fato de que os algoritmos de roteamento existentes selecionam as rotas de forma a otimizar parâmetros da camada de rede, como por exemplo, o número de enlaces percorridos entre a origem e o destino ou o balanceamento do tráfego na rede. Entretanto nenhuma análise é feita com relação à qualidade do sinal recebido.

Já o algoritmo baseado na menor figura de ruído se mostrou mais atraente por ser baseado em parâmetros da camada física da rede. Desta forma, as rotas selecionadas sempre vão possuir uma BER abaixo do limite aceitável para as redes ópticas transparentes ( $BER < 10^{-12}$ ). Além do que, como a potência de saturação dos amplificadores é levada em consideração no cálculo da figura de ruído, o algoritmo realiza automaticamente o balanceamento do tráfego na rede, em especial nas redes multifibras, onde o balanceamento também ocorre entre as próprias fibras. Essa característica é fundamental para o perfeito funcionamento do algoritmo, bem como para a diminuição da probabilidade de bloqueio da rede.

No exemplo analisado, foi demonstrado que existe um fator de ganho ótimo para os amplificadores da rede (58%). Caso o fator de ganho não for suficiente para superar as perdas ou se o ganho for excessivamente grande, as chamadas são bloqueadas devido à baixa qualidade do sinal recebido. No primeiro caso, como o ganho não supera as perdas dos enlaces há uma deterioração do sinal devido ao aumento da figura de ruído. Já no segundo caso, a degradação do sinal foi devida à saturação dos amplificadores por causa da alta potência do sinal na saída deles.

O algoritmo também foi analisado para as redes multifibras, onde foi possível observar que, como o efeito da saturação do ganho é minimizado devido ao balanceamento do tráfego nas fibras, é possível utilizar amplificadores com potência de saturação mais baixa mantendo uma probabilidade de bloqueio abaixo de 1%. Isso tem um impacto significativo no custo do dispositivo, embora redes multifibra requeiram mais amplificadores.

Também foi demonstrado que as características dos amplificadores como o ganho e a potência de saturação de saída, bem como sua figura de ruído geram um impacto considerável no sistema. Por isso, um algoritmo de roteamento eficaz e dispositivos corretamente dimensionados constituem uma condição necessária para o funcionamento eficiente das redes ópticas transparentes de alta capacidade.

## 6.1 Trabalhos futuros

Abaixo segue uma lista de trabalhos futuros, dentre os quais alguns já estão em desenvolvimento.

- ▷ Incluir novas penalidades no cálculo do fator de ruído, como por exemplo, a penalidade devido à dispersão, à mistura de quatro ondas e a outros efeitos não-lineares;
- ▷ Implementar um algoritmo que recalcule o fator de ruído das rotas que vão compartilhar ou que compartilham algum enlace com a chamada que está para ser estabelecida, ou para que vai ser finalizada;
- ▷ Desenvolver um algoritmo para achar a melhor rota (menor figura de ruído) para todos os comprimentos de onda disponíveis e selecionar aquela de menor **BER**.

## REFERÊNCIAS

- [1] C. ASSI, A. SHAMI, M. ALI, R. KURTZ, & D. GUO, Optical networking and real-time provisioning: An integrated vision for the next-generation internet, *IEEE Network*, v. 15, n. 4, p. 36–45, Julho-Agosto 2001.
- [2] B. MUKHERJEE, WDM optical communication networks: Progress and challenges, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 18, n. 10, p. 1810–1824, Outubro 2000.
- [3] I. CHLAMTAC, A. GANZ, & G. KARMI, Lightpath communications: An approach to high bandwidth optical WAN's, *IEEE Transactions on Communications*, v. 40, n. 7, p. 1171–1182, Julho 1992.
- [4] B. MUKHERJEE, **Optical Communication Networks**. New York: McGraw-Hill, 1997.
- [5] Z. ZHANG, J. FU, D. GUO, & L. ZHANG, Lightpath routing for intelligent optical networks, *IEEE Network*, v. 15, n. 4, p. 28–35, Julho-Agosto 2001.
- [6] P. GREEN, Progress in optical networking, *IEEE Communications Magazine*, v. 39, n. 1, p. 54–61, Janeiro 2001.
- [7] G. JEONG & E. AYANOGLU, Comparison of wavelength-interchanging and wavelength-selective cross-connects in multiwavelength all-optical networks, *INFOCOM '96. Fifteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer Societies. Networking the Next Generation.*, v. 1, p. 156–163, Março 1996.
- [8] E. KARASAN & E. AYANOGLU, Effects of wavelength routing and selection algorithms on wavelength conversion gain in WDM optical networks, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 6, n. 2, p. 186 – 196, Abril 1998.

- [9] J. ZHOU & X. YUAN, A study of dynamic routing and wavelength assignment with imprecise network state information, *International Conference on Parallel Processing Workshop*, p. 207–213, 2002.
- [10] J. S. CHOI, N. GOLMIE, F. LAPEYRERE, F. MOUVEAUX, & D. SU, A functional classification of routing and wavelength assignment schemes in DWDM networks: Static case, *7th International Conference on Optical Communications and Networks*, p. 1109–1115, Janeiro 2000.
- [11] H. ZANG, J. P. JUE, & B. MUKHERJEE, A review of routing and wavelength assignment approaches for wavelength-routed optical WDM networks, *Optical Network Magazine*, v. 1, n. 1, p. 47–60, Janeiro 2000.
- [12] H. HARAI, M. MURATA, & H. MIYAHARA, Performance of alternate routing methods in all-optical switching networks, In: **INFOCOM '97: Proceedings of the INFOCOM '97. Sixteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Driving the Information Revolution**, v. 2. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, Abril 1997, p. 516–524.
- [13] S. XU, L. LI, & S. WANG, Dynamic routing and assignment of wavelength algorithms in multifiber wavelength division multiplexing networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 18, n. 10, p. 2130–2137, Outubro 2000.
- [14] K. CHAN & T. P. YUM, Analysis of least congested path routing in wdm lightwave networks, In: **INFOCOM '94. Networking for Global Communications. 13th Proceedings IEEE**, v. 2. Toronto, Canadá: IEEE Computer Society, Junho 1994, p. 962–969.
- [15] L. LI & A. K. SOMAMI, Dynamic wavelength routing using congestion and neighborhood information, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 7, n. 5, p. 779–786, Outubro 1999.
- [16] S. SUBRAMANIAM & R. A. BARRY, Wavelength assignment in fixed routing WDM networks, *IEEE International Conference on Communications*, v. 1, p. 406–410, Junho 1997.

- [17] X. ZHANG & C. QIAO, Wavelength assignment for dynamic traffic in multi-fiber WDM networks, *7th International Conference on Computer Communications and Networks*, p. 479 – 485, Outubro 1998.
- [18] G. P. AGRAWAL, **Fiber-Optic Communication Systems**, 3<sup>a</sup> ed. New York: Wiley Interscience, 2002.
- [19] C. S. R. MURTHY & M. GURUSAMY, **WDM Optical Networks: Concepts, Design, and Algorithms**. Prentice Hall, 2002.
- [20] A. GHATAK & K. THYAGARAJAN, **Introduction to Fiber Optics**. Cambridge University Press, 1998.
- [21] D. M. BANEY, P. GALLION, & R. S. TUCKER, Theory and measurement techniques for the noise figure of optical amplifiers, *Optical Fiber Technology*, v. 6, p. 122–154, 2000.
- [22] C. J. A. BASTOS FILHO, Amplificadores Ópticos para sistemas de comunicação multicanais de alta capacidade, Tese, Universidade Federal de Pernambuco, Outubro 2005.
- [23] B. RAMAMURTHY, D. DATTA, H. FENG, J. P. HERITAGE, & B. MUKHERJEE, Impact of transmission impairments on the teletraffic performance of wavelength-routed optical networks, *Journal of Lightwave Technology*, v. 17, n. 10, p. 1713–1723, Outubro 1999.
- [24] Y. TANG, X. SUN, L. RAO, MIN LI, C. WANG, & M. ZHANG, Investigation of dynamic resource allocation based on transmission performance analysis and service classification in wavelength-division-multiplexing optical networks, *Optical Communications*, v. 212, n. 4-6, p. 279–285, Novembro 2002.
- [25] J. F. MARTINS-FILHO, C. J. A. BASTOS-FILHO, E. A. J. ARANTES, S. C. OLIVEIRA, L. D. COELHO, J. P. G. OLIVEIRA, R. G. DANTE, E. FONTANA, & F. D. NUNES, Novel routing algorithm for transparent optical networks based on noise figure and amplifier saturation, In: **Proc. of the International Microwave and Optoelectronics Conference**, v. 2, Foz do Iguaçu, Brasil, Setembro 2003, p. 919–923.

- [26] J. F. MARTINS-FILHO, C. J. A. BASTOS-FILHO, S. C. OLIVEIRA, E. A. J. ARANTES, E. FONTANA, & F. D. NUNES, Novel routing algorithm for optical networks based on noise figure and physical impairments, In: **Proc. of the European Conference on Optical Communications**, v. 3, Rimini, Itália, Setembro 2003, p. 856–857.
- [27] A. MOKHTAR & M. AZIZOĞLU, Adaptive wavelength routing in all-optical networks, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 6, n. 2, p. 197–206, Abril 1998.

# APÊNDICE **A**

## CÓDIGO FONTE DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

O programa de simulação foi desenvolvido no MATLAB<sup>®</sup> e é composto de 9 arquivos, a saber:

**main.m** – Arquivo principal do programa;

**FirstTime.m** – Arquivo com os procedimentos para carregar as configurações dos dispositivos ópticos e a topologia da rede. Ele também é usado para inicializar as variáveis do programa;

**seleciona.m** – Procedimento para determinar os comprimentos de onda que estão disponíveis tanto na origem quanto no destino;

**Menor\_NF.m** – Procedimento para determinar a rota de menor figura de ruído entre dois nós da rede para um dado comprimento de onda;

**Menor\_Dist.m** – Procedimento para determinar a rota de menor distância física entre dois nós da rede para um dado comprimento de onda;

**deppot.m** – Procedimento para calcular do fator de ruído de um enlace levando em consideração o efeito de saturação do ganho dos amplificadores;

**BER\_WayBack.m** – Procedimento para calcular do fator de ruído do caminho óptico no sentido destino-origem;

NetTop.txt – Arquivo com a topologia da rede a ser simulada;

conf.txt – Arquivo com as configurações das simulações.

## A.1 Arquivo main.m

```
function main(NF_CHK,D_CHK, Amplifier)
% NF_CHK    -> 1 - Faz as simulações para o algoritmo proposto
%           0 - Não Faz
% D_CHK     -> 1 - Faz as simulações utilizando o Dijkstra
%           0 - Não Faz
% Amplifier -> 0 - Enlaces com apenas o amplificador de potência
%           1 - Enlaces com apenas o pré-amplificador - Não implementado
%           2 - Enlaces com ambos os amplificadores
% *****
% Arquivo de saída dos resultados
% *****
if exist('resultado.txt')
    delete('resultado.txt');
end
% *****
% carrega o arquivo de configuração da simulação
% *****
fid = fopen('conf.txt','r');
dados=fscanf(fid,'%g',[1 inf]);
fclose(fid);
fim=length(dados); %número de simulações
value=4;
simula=1; %Variável quantidade de simulações
% *****
% Inicializa o arquivo de saída dos resultados
% *****
arquivo('resultado.txt',NF_CHK,D_CHK);
% *****
% Inicializa as Simulações
% *****
while value<fim
    FirstTime;
    for i=1:Nodes %Perda do comutador tipo MEMS
        Psw(1,i) = Pmems;
        Psw(1,i) = 10.^(Psw(1,i)./10);%Perda linear do comutador
        for k=1:Nodes
            if DisX(i,k)~=0
                P5L(i,k) = Pmux(i,k).*(10.^(Pmems./10));%Perda do mux+comutador
            end
        end
    end
    %*****
    % Cálculo dos ganhos dos amplificadores
    %*****
    for i=1:Nodes
        for k=1:Nodes
            if DisX(i,k)~=0
                Gpos(i,k)=G2.*10.*log10(Pmux(i,k).*P5L(i,k).*P3L(i,k));
                Gpos(i,k)=10.^(Gpos(i,k)./10);
                Gpre(i,k)=G4.*10.*log10(Pmux(i,k).*P5L(i,k).*P3L(i,k));
                Gpre(i,k)=10.^(Gpre(i,k)./10);
            end
        end
    end
    value=value+1;
end
```

```

end
end
end
% *****
% Obtenção do melhor caminho utilizando como custo o Fator de Ruído
% *****
if NF_CHK == 1
    hora = clock; %Usado para determinar o tempo das simulações
    for j1=1:passo
        ArrivalTime = exprnd(Lambda1,1);% Tempo entre as chamadas
        HoldingTime = exprnd(Lambda2,1);% Duração da chamada
        ori = unidrnd(Nodes);          % Nó de Origem
        des = unidrnd(Nodes-1);        % Nó de Destino
        if des >=ori
            des = des + 1;
        end
        % *****
        % Testa as chamadas terminadas, corrigindo as potências dos sinais e
        % libera o comprimento de onda utilizado nos enlaces
        % *****
        t=1;
        if exist('path1') ~= 0
            while t<=size(path1,2) & j1~=1
                path1(1,t) = path1(1,t) - ArrivalTime;
                if path1(1,t)<= 0
                    call = call - 1;
                    z = 5;
                    y = 1;
                    while y~=0
                        LambdaX(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t)) = 1; % Libera o comp. de Onda
                        LambdaX(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t)) = 1;
                        PsaXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t)) = PsaXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t))-
                            PsaL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
                        PsaXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t)) = PsaXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t))-
                            PsaL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
                        PsbXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t)) = PsbXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t))-
                            PsbL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
                        PsbXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t)) = PsbXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t))-
                            PsbL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
                        z = z + 2;
                        y = path1(z,t);
                    end
                    path1(:,t)=[];
                    t=t-1;
                end
                t=t+1;
            end
        end
        h=0; %Inicializa a variável nó de partida do Dijkstra
        %*****
        % Calcula o melhor caminho da origem ao destino usando como custo o
        % fator de ruído do lightpath.
        %*****
        seleciona;
        if lambda_dis == 0
            block_lambda = block_lambda + 1;
        else
            for comp=1:lambda
                if lambda_dis(1,comp) == 1

```

```

Ps = zeros(Nodes+1,Nodes); %reinicializa a potência do sinal
Ps(Nodes+1,ori) =pot(1,ori)./Psw(1,ori);
clear way;
Menor_NF;
if h==des
    block = 0;
    NF = 10.*log10(F(1,des));
    SNRout=SNRin-NF;
    if SNRout > 23 %chamada não bloqueada por BER
        BER = 1;
        BER_WayBack;
        BER = 0;
        NF = 10.*log10(F_back);
        SNRout_back=SNRin-NF;
        if SNRout_back > 23 %chamada não bloqueada por BER no sentido oposto
            call = call + 1; % Chamada aceita
            %*****
            % Atualiza as potências do sinal nos pontos a e b devido a nova
            %chamada. Configura o comprimento de onda utilizado como indisponível
            %*****
            for y=2:length(way)
                LambdaX(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) = 2;
                LambdaX(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) = 2;
                PsaL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                    Psa(way(1,y-1),way(1,y));
                PsaL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                    Psa(way(1,y),way(1,y-1));
                PsbL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                    Psb(way(1,y-1),way(1,y));
                PsbL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                    Psb(way(1,y),way(1,y-1));
                PsaXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                    PsaXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)))+
                    + PsaL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)));
                PsaXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                    PsaXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)))+
                    + PsaL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)));
                PsbXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                    PsbXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)))+
                    + PsbL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)));
                PsbXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                    PsbXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)))+
                    + PsbL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)));
            end
            k=2;
            path1(1,call) = HoldingTime;%Término da chamada
            path1(2,call) = comp; %Comp. de onda utilizado
            for i=1:length(way) %Lightpath utilizado
                path1(i+k,call)=way(1,i);
                if way(1,i)~=des
                    path1(i+k+1,call)=fibrautil(way(1,i),way(1,i+1));
                    k = k + 1;
                end
            end
            path1(i+k+2,call) = 0;
            break;
        end
    end
else

```

```

        block = 1;
    end
end
end
if SNRout < 23
    block_ber = block_ber + 1;
elseif SNRout_back < 23
    block_way = block_way + 1;
elseif block == 1
    block_lambda = block_lambda + 1;
end
end
end
% *****
% Imprime o resultado da simulação no arquivo de saída
% *****
fid=fopen('resultado.txt','a');
fprintf(fid,'%g',Lambda1);
fprintf(fid,' %g',Lambda2);
fprintf(fid,' %g',passo);
fprintf(fid,' %g',G2);
fprintf(fid,' %g',NFpos);
fprintf(fid,' %g',Psatpos);
fprintf(fid,' %g',G4);
fprintf(fid,' %g',NFpre);
fprintf(fid,' %g',Psatpre);
fprintf(fid,' %g',lambda);
fprintf(fid,' %g',fibers);
fprintf(fid,' %g',(block_lambda)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_ber)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_way)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_lambda+block_ber+block_way)./j1);
fprintf(fid,' %g',(etime(clock,hora)./passo).*1000);
fclose(fid);
end
% *****
% Obtenção do melhor caminho utilizando como custo a menor distância física
% *****
clear path1;
if D_CHK == 1
    hora = clock;
    for j1=1:passo
        ArrivalTime = exprnd(Lambda1,1);
        HoldingTime = exprnd(Lambda2,1);
        ori = unidrnd(Nodes);          % Nó de Origem
        des = unidrnd(Nodes-1);        % Nó de Destino
        if des >=ori
            des = des + 1;
        end
        % *****
        % Testa as chamadas terminadas, corrigindo as potências dos sinais e
        % libera o comprimento de onda utilizado nos enlaces
        % *****
        t=1;
        if exist('path1') ~= 0
            while t<=size(path1,2) & j1~=1
                path1(1,t) = path1(1,t) - ArrivalTime;
                if path1(1,t)<= 0
                    call = call - 1;

```

```

z = 5;
y = 1;
while y~=0
    LambdaX(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t)) = 1; % Libera o comp. de Onda
    LambdaX(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t)) = 1;
    PsaXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t)) = PsaXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t))-
        - PsaL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
    PsaXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t)) = PsaXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t))-
        - PsaL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
    PsbXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t)) = PsbXL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(z-1,t))-
        - PsbL(path1(z-2,t),path1(z,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
    PsbXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t)) = PsbXL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(z-1,t))-
        - PsbL(path1(z,t),path1(z-2,t),path1(2,t),path1(z-1,t));
    z = z + 2;
    y = path1(z,t);
end
path1(:,t)=[];
t=t-1;
end
t=t+1;
end
end
% *****
h=0;
seleciona;
if lambda_dis == 0
    block_lambda = block_lambda + 1;
else
    for comp=1:lambda
        if lambda_dis(1,comp) == 1
            Ps = zeros(Nodes+1,Nodes); %Reseta as Potências
            Ps(Nodes+1,ori) = pot(1,ori)./Psw(1,ori);
            clear way;
            Menor_Hop;
            if h == des
                block = 0;
                % *****
                % cálculo do fator de ruído.
                % *****
                for k=1:(length(way) - 1)
                    h = way(1,k);
                    i = way(1,k+1);
                    fibra = fibrautil(h,i);
                    Pai(1,i) = h;
                    deppot;
                end
                F = 0;
                FA = 0;
                FM = 1;
                i = 0;
                for k=1:(length(way)-1)
                    g = 1;
                    if k~=1
                        for t=1:i
                            g = g.*GainXL(way(1,t),way(1,t+1));
                        end
                    end
                    FA = FA + FXL(way(1,k),way(1,k+1))/g;
                    FM = FM.*FXML(way(1,k),way(1,k+1));
                end
            end
        end
    end
end

```

```

    F = FA + FM;
    i=i+1;
end
NF = 10.*log10(F);
SNRout=SNRin-NF;
if SNRout > 23      %chamada não bloqueada por BER
    BER = 1;
    BER_WayBack;
    BER = 0;
    NF = 10.*log10(F_back);
    SNRout_back=SNRin-NF;
    if SNRout_back > 23 %chamada não bloqueada por BER no sentido oposto
        call = call + 1; %chamada ativada
        %*****
        % Atualiza as potências do sinal nos pontos a e b devido a nova
        %chamada. Configura o comprimento de onda utilizado como indisponível
        %*****
        for y=2:length(way)
            LambdaX(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) = 2;
            LambdaX(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) = 2;
            PsaL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                Psa(way(1,y-1),way(1,y));
            PsaL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                Psa(way(1,y),way(1,y-1));
            PsbL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                Psb(way(1,y-1),way(1,y));
            PsbL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                Psb(way(1,y),way(1,y-1));
            PsaXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                PsaXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)))+
                + PsaL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)));
            PsaXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                PsaXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)))+
                + PsaL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)));
            PsbXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y))) =
                PsbXL(way(1,y-1),way(1,y),fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)))+
                + PsbL(way(1,y-1),way(1,y),comp,fibrautil(way(1,y-1),way(1,y)));
            PsbXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1))) =
                PsbXL(way(1,y),way(1,y-1),fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)))+
                + PsbL(way(1,y),way(1,y-1),comp,fibrautil(way(1,y),way(1,y-1)));
        end
        k=2;
        path1(1,call) = HoldingTime; % Término da chamada
        path1(2,call) = comp; % Compr. de onda utilizado
        for i=1:length(way) % Lightpath utilizado
            path1(i+k,call)=way(1,i);
            if way(1,i)~=des
                path1(i+k+1,call)=fibrautil(way(1,i),way(1,i+1));
                k = k + 1;
            end
        end
        path1(i+k+2,call) = 0;
        break;
    end
end
else
    block = 1;
end
end
end

```

```

end
if SNRout < 23
    block_ber = block_ber + 1;
elseif SNRout_back < 23
    block_way = block_way + 1;
elseif block == 1
    block_lambda = block_lambda + 1;
end
end
end
% *****
% Imprime o resultado da simulação no arquivo de saída
% *****
if NF_CHK==0
    fid=fopen('resultado.txt','a');
    fprintf(fid,'%g',Lambda1);
    fprintf(fid,' %g',Lambda2);
    fprintf(fid,' %g',passo);
    fprintf(fid,' %g',G2);
    fprintf(fid,' %g',NFpos);
    fprintf(fid,' %g',Psatpos);
    fprintf(fid,' %g',G4);
    fprintf(fid,' %g',NFpre);
    fprintf(fid,' %g',Psatpre);
    fprintf(fid,' %g',lambda);
    fprintf(fid,' %g',fibers);
    fclose(fid);
end
fid=fopen('resultado.txt','a');
fprintf(fid,' %g',(block_lambda)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_ber)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_way)./j1);
fprintf(fid,' %g',(block_lambda+block_ber+block_way)./j1);
fprintf(fid,' %g',(etime(clock,hora)./passo).*1000);
fclose(fid);
end
fid=fopen('resultado.txt','a');
fprintf(fid,'\n');
fclose(fid);
clear path1
value = value + 12;
simula=simula+1;
end
function arquivo(arq,NF_CHK,D_CHK) fid=fopen('NetTop.txt','r');
dados=fscanf(fid,'%g',[1 inf]);
fclose(fid); Nodes = dados(1,1);
fid=fopen(arq,'a');
fprintf(fid,'Lambda1 Lambda2 step GainPos NFPos PsatPos GainPre
NFPre PsatPre Channels Fibers'); if NF_CHK == 1
    fprintf(fid,' block_Lambda_F block_BER_F block_WAY_F block_Total_F Tempo_F');
end if D_CHK == 1
    fprintf(fid,' block_Lambda_DA block_BER_DA block_WAY_DA block_Total_DA Tempo_DA');
end fprintf(fid,'\n'); fclose(fid);

```

## A.2 Arquivo FirstTime.m

```

%*****
% Carrega as configurações do enlace
%*****
fid = fopen('conf.txt','r');
dados=fscanf(fid,'%g',[1 inf]);
fclose(fid);
SNRin=dados(1,1); % Relação sinal-ruído de entrada
Ptap=dados(1,2); % Perda do TAP
alfa=dados(1,3); % Coeficiente de Atenuação
Lambda1=1./dados(1,value);% Tempo entre as chamadas
Lambda2=dados(1,value+1);% Duração das chamadas
passo = dados(1,value+2);% Quantidade de simulações
G2=dados(1,value+3);% Fator de ganho do amplificador de potência
NFpos=dados(1,value+4);% Figura de ruído do amplificador de potência
Psatpos=dados(1,value+5);% Potência de Saturação do amplificador de potência
PsatposL = 10.^(Psatpos./10);%
G4=dados(1,value+6);% Fator de ganho do pré-amplificador
NFpre=dados(1,value+7);% Figura de ruído de pré-amplificador
Psatpre=dados(1,value+8);% Potência de saturação do pré-amplificador
PsatpreL = 10.^(Psatpos./10);%
Pmems = dados(1,value+9);% Perda do comutador tipo MEMS
lambda = dados(1,value+10);% Quantidade de comprimentos de onda disponíveis
fibers =dados(1,value+11);% Quantidade de fibras
total=(length(dados)-4)./12;%
%*****
% Carrega a topologia da rede
%*****
fid=fopen('NetTop.txt','r');
dados=fscanf(fid,'%g',[1 inf]);
fclose(fid);
Nodes = dados(1,1); % Numero de nos
len = length(dados);
%*****
% Obtenção da Potência Linear do laser no TX
%*****
m=2;
pot=zeros(1,Nodes);
for k=1:Nodes
    pot(k)=10.^(dados(1,m*k+1)./10);
end
%*****
% Obtenção da matriz distancia e Perda do mux/demux.
%*****
DisX = zeros(Nodes,Nodes);
Pmux = zeros(Nodes,Nodes);
m = 2.*Nodes+2; k=1;
while m < len
    DisX(dados(1,m),dados(1,m+1)) = dados(1,m+2);
    Pmux(dados(1,m),dados(1,m+1)) = 4;
    Pmux(dados(1,m),dados(1,m+1)) = 10.^(Pmux(dados(1,m),dados(1,m+1))./10);
    DisX(dados(1,m+1),dados(1,m)) = dados(1,m+2);
    Pmux(dados(1,m+1),dados(1,m)) = 4;
    Pmux(dados(1,m+1),dados(1,m)) = 10.^(Pmux(dados(1,m+1),dados(1,m))./10);
    m = m + 3;
end
F2L = 10.^(NFpos./10); % Fator de ruído do amp. de potência
P3L = zeros(Nodes,Nodes); % Perda na fibra e nos taps

```



### A.3 Arquivo seleciona.m

```
for i=1:lambda
    lambda_des(1,i)=0;
    lambda_ori(1,i)=0;
    lambda_dis(1,i)=0;
end
for i=1:Nodes
    for k=1:lambda % Comprimentos de onda disponíveis no destino
        if find(LambdaX(i,des,k,:) == 1)
            lambda_des(1,k) = 1;
        end
    end
    for k=1:lambda % Comprimentos de onda disponíveis na origem
        if find(LambdaX(ori,i,k,:) == 1)
            lambda_ori(1,k) = 1;
        end
    end
end
end
for i=1:lambda
    if lambda_ori(1,i)==1 & lambda_des(1,i)==1
        lambda_dis(1,i)=1;
    end
end
end
```

### A.4 Arquivo Menor\_NF.m

```
%h --> nó de partida
%i --> nó adjacente
for i=1:Nodes
    Pai(1,i)=0; % predecessor
    Situa(1,i)=0; % situação
    FA(1,i)=0; % Fator de ruído aditivo acumulado
    FM(1,i)=1; % Fator de ruído multiplicativo acumulado
    F(1,i) = 0; % Fator de ruído total
end
h = ori;
while (h~=des) & (h~=0)
    no = h;
    g = 1;
    w = h;
    %*****
    % Calcula o ganho dos enlaces anteriores
    %*****
    while w~=ori
        g = g.*GainXL(Pai(1,w),w);
        g0 = g;
        w = Pai(1,w);
    end
    %*****
    % Calcula o fator de ruído para todos os nós adjacentes ao nó de partida
    % levando em consideração o comprimento de onda selecionada e a fibra
    %*****
    for i=1:Nodes
        if (DisX(h,i)~=0) & (Situa(1,i)~=1)
            fibras = find(LambdaX(h,i,comp,:)==1);
            if ~isempty(fibras)
                Boolean_F = 0;
                F_AUX = 1000000;
            end
        end
    end
end
```

```

for fibre = 1:length(fibras)
    fibra = fibras(fibre,1);
    deppot;
    if (Situa(1,i)==0) && (FA(1,h)+(FXL(h,i)./g)+FM(1,h).*FXML(h,i) < F_AUX)
        FM(1,i) = FM(1,h).*FXML(h,i);
        FA(1,i) = FA(1,h) + (FXL(h,i)./g);
        F(1,i) = FA(1,i) + FM(1,i);
        F_AUX = F(1,i);
        FXML_AUX = FXML(h,i);
        FXL_AUX = FXL(h,i);
        GainXL_AUX = GainXL(h,i);
        PS_AUX = Ps(h,i);
        Psa_AUX = Psa(h,i);
        Psb_AUX = Psb(h,i);
        fibraul(h,i) = fibra;
        fibraul(i,h) = fibra;
        Boolean_F = 1;
    elseif F(1,i)>FA(1,h)+(FXL(h,i)./g) + FM(1,h).*FXML(h,i)
        FM(1,i) = FM(1,h).*FXML(h,i);
        FA(1,i) = FA(1,h) + (FXL(h,i)./g);
        F(1,i) = FA(1,i) + FM(1,i);
        FXML_AUX = FXML(h,i);
        FXL_AUX = FXL(h,i);
        GainXL_AUX = GainXL(h,i);
        PS_AUX = Ps(h,i);
        Psa_AUX = Psa(h,i);
        Psb_AUX = Psb(h,i);
        fibraul(h,i) = fibra;
        fibraul(i,h) = fibra;
        Boolean_F = 1;
    end
end
if Boolean_F == 1
    GainXL(h,i) = GainXL_AUX;
    FXML(h,i) = FXML_AUX;
    FXL(h,i) = FXL_AUX;
    Ps(h,i) = PS_AUX;
    Psa(h,i) = Psa_AUX;
    Psb(h,i) = Psb_AUX;
    Situa(1,i) = 2;
    Pai(1,i) = h;
    FM(1,i) = FM(1,h).*FXML(h,i);
    FA(1,i) = FA(1,h) + (FXL(h,i)./g);
    F(1,i) = FA(1,i) + FM(1,i);
end
end
end
end
end
%*****
% Determina o novo nó de partida
%*****
Situa(1,h) = 1;
Min = 1000000;
for i=1:Nodes
    if Situa(1,i)==2
        if no==h
            if F(1,i)<Min
                Min = F(1,i);
                p = i;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    else
        p = no;
    end
end
end
h = p;
if Min == 1000000
    h = 0;
end
end
%*****
% Geração do vetor rota --> way
%*****
if h==des
    i = 1;
    no = des;
    while no~=ori
        way(1,i)=no;
        no=Pai(1,no);
        i=i+1;
    end
    %*****
    % Ordenação do vetor rota --> way
    %*****
    way(1,i)=no;
    m = length(way);
    for i=1:round(length(way)./2)
        aux = way(1,i);
        way(1,i) = way(1,m);
        way(1,m) = aux;
        m = m - 1;
    end
end
end

```

## A.5 Arquivo Menor\_Dist.m

```

%h --> nó de partida
%i --> nó adjacente
for i=1:Nodes
    Pai(1,i)=0; % predecessor
    Situa(1,i)=0; % situação
    DA(1,i)=0; % Distância acumulada
end h = ori; while (h~=des) & (h~=0)
    no = h;
    for i=1:Nodes
        if (DisX(h,i)~=0) & (Situa(1,i)~=1)
            if Situa(1,i)==0
                Situa(1,i) = 2;
                Pai(1,i) = h;
                DA(1,i) = DA(1,h) + 1;
            elseif DA(1,i)>DA(1,h) + 1
                Pai(1,i) = h;
                DA(1,i) = DA(1,h) + 1;
            end
        end
    end
end
%*****

```

```

% Determina o novo nó de partida
%*****
Situa(1,h) = 1;
Min = 1000000;
for i=1:Nodes
    if Situa(1,i)==2
        if no==h
            if DA(1,i)<Min
                Min = DA(1,i);
                p = i;
            end
        else
            p = no;
        end
    end
end
h = p;
if Min == 1000000
    h = 0;
end
end
%*****
% Geração do vetor rota --> way
%*****
if h==des
    i = 1;
    no = des;
    while no~=ori
        way(1,i)=no;
        no=Pai(1,no);
        i=i+1;
    end
    %*****
    % Ordenação do vetor rota --> way
    %*****
    way(1,i)=no;
    m = length(way);
    for i=1:round(length(way)./2)
        aux = way(1,i);
        way(1,i) = way(1,m);
        way(1,m) = aux;
        m = m - 1;
    end
end
end

```

## A.6 Arquivo deppot.m

```

%Vai de h-->i
% BER = 0 --> cálculo da BER no sentido origem-destino
%     = 1 --> cálculo da BER no sentido destino-origem
if BER == 1
    if h == way(1,length(way))
        Psa(h,i) = Ps(Nodes+1,h)./Pmux(h,i);
    else
        Psa(h,i) = Ps(way(1,find(way==h)+1),h)./Pmux(h,i);
    end
else
    if h == ori

```

```

    Psa(h,i) = Ps(Nodes+1,h) ./ Pmux(h,i);
else
    Psa(h,i) = Ps(Pai(h),h) ./ Pmux(h,i);
end
%*****
% cálculo de fator de ruído aditivo e do ganho do enlace.
% fator de ruído aditivo depende da quantidade de amplificadores no enlace
%*****
end switch Amplifier
case 0 % Apenas o amplificador de potência
    GposL(h,i) = Gpos(h,i) ./ (1+(Gpos(h,i) *(PsaXL(h,i, fibra)+Psa(h,i)) ./ (4.*PsatposL)));
    Psb(h,i) = Psa(h,i) .* GposL(h,i) ./ P3L(h,i);
    Ps(h,i) = Psb(h,i) ./ P5L(h,i);
    GpreL(h,i) = 1;
    if BER == 1
        if h == way(1,length(way))
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Nodes+1,h);
        else
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(way(1,find(way==h)+1),h);
        end
    else
        if h == ori
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Nodes+1,h);
        else
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Pai(h),h);
        end
    end
    end
    FXL(h,i)=F2L;
case 2 % Ambos amplificadores
    GposL(h,i) = Gpos(h,i) ./ (1+(Gpos(h,i) *(PsaXL(h,i, fibra)+Psa(h,i)) ./ (4.*PsatposL)));
    Psb(h,i) = Psa(h,i) .* GposL(h,i) ./ P3L(h,i);
    GpreL(h,i) = Gpre(h,i) ./ (1+(Gpre(h,i) *(PsbXL(h,i, fibra)+Psb(h,i)) ./ (4.*PsatpreL)));
    Ps(h,i) = Psb(h,i) .* GpreL(h,i) ./ P5L(h,i);
    if BER == 1
        if h == way(1,length(way))
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Nodes+1,h);
        else
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(way(1,find(way==h)+1),h);
        end
    else
        if h == ori
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Nodes+1,h);
        else
            GainXL(h,i) = Ps(h,i) ./ Ps(Pai(h),h);
        end
    end
    end
    FXL(h,i) = F2L + F4L .* P3L(h,i) ./ GposL(h,i); % batimento sinal espontâneo
end
%*****
% cálculo de fator de ruído multiplicativo
%*****
FXML(h,i) = Pmux(h,i) .* P5L(h,i) .* P3L(h,i) ./ (GposL(h,i) .* GpreL(h,i)); % shot noise
%*****
% Correção do fator de ruído multiplicativo do primeiro enlace
%*****
if BER == 1
    if h == way(1,length(way))
        FXML(h,i) = Psw(1,h) .* FXML(h,i);
    end
end

```

```

else
    if h == ori
        FXML(h,i) = Psw(1,h).*FXML(h,i);
    end
end
end

```

## A.7 Arquivo BER\_WayBack.m

```

%way(1,length(way)) --> Origem do caminho de volta
%Potência inicial na origem
Ps(Nodes+1,way(1,length(way)))=pot(1,way(1,length(way)))./Psw(1,way(1,length(way)));
for k=length(way):-1:2      %cálculo da figura de ruído
    h = way(1,k);
    i = way(1,k-1);
    fibra = fibrautil(h,i);
    deppot;
end
F_back = 0;
FA = 0;
FM = 1;
i = 0;
for k=length(way):-1:2
    g = 1;
    if way(1,k)~=way(1,length(way))
        for t=1:i
            g = g.*GainXL(way(1,k+t),way(1,k+t-1));
        end
    end
    FA = FA + FXL(way(1,k),way(1,k-1))/g;
    FM = FM.*FXML(way(1,k),way(1,k-1));
    F_back = FA + FM;
    i=i+1;
end

```

# APÊNDICE **B**

## ARTIGOS PUBLICADOS

1. J. F. Martins-Filho, C. J. A. Bastos-Filho, S. C. Oliveira, E. A. J. Arantes, E. Fontana and F. D. Nunes, “Novel Routing Algorithm for Optical Networks Based on Noise Figure and Physical Impairments”, In: *Proc. of the European Conference on Optical Communications*, Rimini, Itália, setembro 2003, v. 3, p. 856–857.
2. C. J. A. Bastos-Filho, S. C. Oliveira, E. A. J. Arantes, J. F. Martins-Filho, “Impact of Optical Switch and Amplifier Characteristics on Physical Impairment-based Wavelength-Routed Optical Networks”, In: *XX SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES*, Rio de Janeiro, outubro de 2003, v. 1, p. 127–131.
3. J. F. Martins-Filho, C. J. A. Bastos-Filho, E. A. J. Arantes, S. C. Oliveira, L. D. Coelho, J. P. G. Oliveira, R. G. Dante, E. Fontana and F. D. Nunes, “Novel Routing Algorithm for Transparent Optical Networks Based on Noise Figure and Amplifier Saturation”, In: *Proc. of the International Microwave and Optoelectronics Conference*, Foz do Iguaçu, Brasil, setembro 2003, v.2, p. 919–923.
4. J. F. Martins-Filho, C. J. A. Bastos-Filho, E. A. J. Arantes, S. C. Oliveira, F. D. Nunes, R. G. Dante, and E. Fontana, “Impact of device characteristics on network performance from a physical-impairment-based routing algorithm”, In: *Proc. of the Optical Fiber Communication Conference and Exhibit*, Los Angeles, EUA, fevereiro 2004, p. 278—280.

5. Carmelo J. A. Bastos-Filho, Joaquim F. Martins-Filho, Eric A. J. Arantes, Sérgio C. Oliveira, “The Influence of Amplifier Position and OXC Fabric Technologies in the Performance of Metro Networks”, In: *XI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e VI Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, São Paulo, 2004, v. 1, p. 44–48.
6. Sérgio Campello Oliveira, Carmelo J. A. Bastos-Filho, Eric A. J. Arantes and Joaquim F. Martins-Filho, “A Novel Configuration of Optical Cross-Connects Based on  $1 \times 2$  Switch Elements”, In: *11th IEEE International Conference on Telecommunications*, Fortaleza, 2004, p. 149–153.