



**UNICAMP**

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

**Extensão da Faixa Dinâmica de EDFAs por  
Compensação da Emissão Espontânea Amplificada  
no Controle Eletrônico de Ganho**

Adolfo Fernandes Herbster

Orientador:

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (FEEC)

Co-orientador:

Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira (CPqD)

Composição da Banca Examinadora

Prof. Dr. Aldário C. Bordonalli - FEEC/UNICAMP (Presidente)

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza - Consultor

Prof. Dr. Hélio Waldman - UFABC

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do grau de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Campinas, Agosto de 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

H417e Herbster, Adolfo Fernandes  
Extensão da faixa dinâmica de EDFAs por  
compensação da emissão espontânea amplificada no  
controle eletrônico de ganho / Adolfo Fernandes  
Herbster. – Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientadores: Aldário Chrestani Bordonalli, Júlio  
César Rodrigues Fernandes de Oliveira.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Amplificadores óticos. 2. Controle automático. 3.  
Fibra óticas. 4. Comunicações óticas. I. Bordonalli,  
Aldário Chrestani. II. Oliveira, Júlio César Rodrigues  
Fernandes de. III. Universidade Estadual de Campinas.  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV.  
Título

Título em Inglês: Dynamic gain extention of EDFAs by amplifier espontaneous emission  
compensation in eletronic gain control

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifiers, Automatic control, Optical  
communications, Optical fibers

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Rui Fragassi Souza, Hélio Waldman

Data da defesa: 05/08/2010

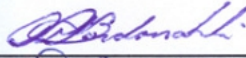
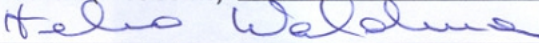
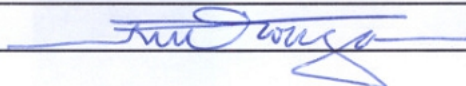
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Adolfo Fernandes Herbster

**Data da Defesa:** 5 de agosto de 2010

**Título da Tese:** "Extensão da Faixa Dinâmica de EDFAs por Compensação da Emissão Espontânea Amplificada no Controle Eletrônico de Ganho"

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente):   
Prof. Dr. Hélio Waldman:   
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza: 

# Agradecimentos

Primeiramente a Deus, pois sem sua proteção e ajuda não teria chegado até este momento.

À minha querida esposa, Amanda Oliveira Silva Herbster, por sua compreensão, carinho e dedicação, durante o tempo em que estive em Campinas, apoiando minhas decisões, mesmo que contra vontade, e ter compreendido minha ausência em tantas ocasiões.

Aos meus irmãos, Raul Fernandes Herbster e Maria Yolanda Alves Herbster, pelo companheirismo, amor, ajuda e momentos de alegria ao longo de todos estes anos.

A Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira, pesquisador do CPqD, por todo o apoio dado a minha vinda para Campinas, procurando sempre ajudar-me nos momentos difíceis, contribuindo para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Aldário Chrestani Bordonalli, pela orientação durante o mestrado, pelas correções e melhorias realizadas neste trabalho, assim como em artigos publicados.

Aos meus sogros e toda a sua família pelo apoio constante e momentos de alegria

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, pela construção dos meus conhecimentos em engenharia, proporcionando uma formação de qualidade.

A Juliano de Oliveira, Antônio Amauri, Fábio Donati, Vítor Bedotti, Vítor Vale, Bruno de Camargo, Luís Monte, Giovanni Curiel, Fábio Dissan, Rodrigo de Almeida, Roberto Arradi e Cláudio Floridia, por toda a amizade, companheirismo, apoio e ótimo ambiente de trabalho, assim como a ajuda para resolução de diversos problemas encontrados ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus colegas de curso de graduação, Maí Vasconcelos, João Batista, Gutemberg Júnior, Montiê Vitorino, Stênio, Vítor e Gabriel, pela ajuda e momentos de descontração, contribuindo para minha formação como engenheiro.

A Gerência de Comunicações Óptica do CPqD, representada por Alberto Paradisi, pelo suporte laboratorial e por permitir o desenvolvimento deste trabalho no CPqD.

*Dedico este trabalho aos meus pais, Pedro Elizeu Alves Herbster e Elvira Fernandes Alves Herbster, por todo o amor, carinho e dedicação ao longo de todos estes anos, pelos exemplos de respeito, caráter e humildade, realizando diversos esforços para não interromper, em momento algum, meu aprendizado.*

# Resumo

Com base na estimativa do ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) dentro do ciclo de atuação do controle eletrônico de ganho (CEG) de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA), este trabalho mostra que é possível a extensão da faixa dinâmica de EDFAs controlados. Como o comportamento espectral do EDFA depende fortemente da disposição dos canais e do nível de potência de entrada, principalmente sobre operação saturada, esta estimativa pode ser obtida por meio do mapeamento prévio do acúmulo de ASE em função do ganho e da potência de entrada do EDFA, para diversas situações de alocação de canais. Desta forma, com o procedimento proposto, EDFAs com CEG que proporcionavam faixas dinâmicas de cerca de 11 a 12 dB passam a ter de 22 a 23 dB, valores próximos da faixa ideal, fazendo com que a técnica eletrônica de controle de ganho possa ser utilizada em EDFAs de redes reconfiguráveis, como amplificadores de potência ou, até, amplificadores de linha.

**Palavras-chave:** Amplificadores óticos, controle automático, fibra óticas, comunicações óticas.

# Abstract

Based on amplified spontaneous emission (ASE) noise estimation within the cycle of the electronic gain control (EGC) actuation in erbium doped fiber amplifiers (EDFAs), this work proposes a technique that allows for the extension of the gain controlled EDFA dynamic range. Since the EDFA spectral behavior is strongly dependent on channel assignment and input power level, especially during saturated operation, this estimation can be obtained by a prior mapping of the ASE accumulation as a function of gain and EDFA input power, for various situations of channel wavelength assignment. Thus, EDFAs with EGC, which normally provide dynamic ranges from about 11 to 12 dB, could easily offer from 22 to 23 dB with the proposed procedure, values that are close to the ideal range, making the electronic gain control technique a candidate for reconfigurable network power amplifiers or even in-line amplifiers.

**Keywords:** Optical amplifiers, automatic control, optical communications, optical fibers.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Sistemas Ópticos Reconfiguráveis</b>	<b>5</b>
2.1	Evolução das Redes Ópticas . . . . .	5
2.1.1	Redes Ópticas de Primeira Geração . . . . .	5
2.1.2	Redes Ópticas de Segunda Geração . . . . .	9
2.1.3	Redes Ópticas de Terceira Geração . . . . .	12
2.2	Dispositivos de Redes Ópticas Reconfiguráveis . . . . .	17
2.2.1	Transponders . . . . .	18
2.2.2	Amplificador Óptico . . . . .	19
2.2.3	(R)OADM . . . . .	21
2.2.4	OXC . . . . .	23
2.3	Limitantes da Transmissão Óptica . . . . .	24
<b>3</b>	<b>Teoria e Descrição do EDFA</b>	<b>31</b>
3.1	Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio . . . . .	31
3.2	Teoria Básica de Amplificadores . . . . .	33
3.2.1	Sistema de Níveis do Érbio . . . . .	34
3.2.2	Modelagem da Resposta do EDFA . . . . .	35
3.2.3	Parâmetros Fundamentais . . . . .	44
3.3	Emissão Espontânea Amplificada . . . . .	52
3.4	Configuração Básica . . . . .	54
3.4.1	Topologias de EDFAs . . . . .	56
3.4.2	Aplicações de EDFAs . . . . .	58
3.5	Controle de Ganho em EDFAs . . . . .	61
3.5.1	Controle Automático de Ganho Totalmente Óptico . . . . .	62
3.5.2	Controle Automático de Ganho Eletrônico . . . . .	64
3.5.3	Controle Automático de Ganho Híbrido . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Extensão da Faixa Dinâmica em EDFA</b>	<b>69</b>
4.1	Modelagem da Emissão Espontânea Amplificada . . . . .	70
4.1.1	Geração da ASE . . . . .	70
4.1.2	Perfil Espectral da ASE . . . . .	78
4.2	Figura de Ruído em EDFAs . . . . .	83



---

4.2.1	Análise do Elemento . . . . .	84
4.2.2	Análise Sistêmica . . . . .	89
4.3	Compensação da ASE e Extensão da Faixa Dinâmica . . . . .	93
4.3.1	Métodos de Compensação da ASE em EDFAs . . . . .	93
4.4	Método Proposto de Compensação da ASE em EDFAs . . . . .	98
4.4.1	Projeto de EDFAs com Compensação da ASE . . . . .	99
4.5	Descrição Experimental . . . . .	108
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>113</b>
5.1	Introdução . . . . .	114
5.2	Compensação da ASE em tempo real . . . . .	114
5.2.1	Aplicação dos mínimos quadrados na compensação de ASE . . . . .	119
5.2.2	Aplicação das splines polinômiais na compensação de ASE . . . . .	123
5.3	Análise do Método . . . . .	131
5.3.1	Monocanal . . . . .	132
5.3.2	Multicanal . . . . .	134
5.3.3	Impacto do Número de Canais . . . . .	136
5.3.4	Análise Temporal . . . . .	138
5.3.5	Topologia Modificada . . . . .	141
5.3.6	Forma iterativa de obtenção da penalidade de ganho . . . . .	144
5.4	Conclusões da Análise Experimental . . . . .	145
<b>6</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>147</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	149
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>150</b>

# Lista de Figuras

2.1	Topologia física da rede com os caminhos ópticos estabelecidos entre nós WDM (linha dupla contínua). Topologia virtual vista pela camada cliente (linha tracejada). . . . .	10
2.2	Sistema de comunicação WDM ponto-a-ponto de cinco canais. . . . .	11
2.3	Um multiplexador insere/deriva ( <i>add/drop</i> ) óptico. . . . .	13
2.4	OXC 4x4 (quatro canais ópticos). . . . .	14
2.5	Rede óptica WDM com roteamento por comprimento de onda. . . . .	15
2.6	Configuração padrão de um <i>transponder</i> composto por dois transceptores ópticos (TRP) [36]. . . . .	18
2.7	Fibra com redução da influência do OH <sup>-</sup> e a faixa espectral dos amplificadores ópticos utilizados em diversas faixas do espectro ópticos de baixa perda [22]. . . . .	21
2.8	Perfil de perda de uma amostra de fibra de sílica com redução da influência do OH <sup>-</sup> [22].	25
3.1	Diagrama de níveis de energia do érbio, apresentando os sinais de absorção do estado fundamental, do estado excitado e os sinais de emissão com os correspondentes comprimentos de onda [56]. . . . .	36
3.2	Diagrama de níveis de energia correspondente ao sistema básico de três níveis para o érbio com laser de bombeio em 980 nm. . . . .	36
3.3	Nível de inversão de população $(N_2 - N_1)/N_0$ em um sistema de três níveis [21]. . . . .	41
3.4	Excursão de potência do canal sobrevivente em um sistema WDM, quando três canais de mesma potência são retirados em um EDFA com 20 m de comprimento de fibra [65].	45
3.5	Simulação do ganho em função da potência de entrada para dois canais de 1531 e 1545 nm acoplados a um EDFA com 20 m de fibra e potência de bombeio de 120 mW em 980 nm, com 0,7 dB de perda de acoplamento. . . . .	46
3.6	Simulação do perfil de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA. . . . .	47
3.7	Ganho em função da potência de bombeio para um EDFA com 5 m fibra dopada, para sinais de bombeio em 980 e 1480 nm, considerando-se a perda de acoplamento de 0,7 dB [21]. . . . .	48
3.8	Simulação da figura de ruído versus o comprimento de onda de um amplificador a fibra dopada com érbio com 14 m de comprimento, potência de bombeio de 120 mW em 980 nm co-propagante e potência de entrada de -40 dBm. . . . .	51
3.9	Erro de ganho do canal C41 (1544,54 nm) versus potência de entrada em um EDFA.	52
3.10	Simulação do ganho do sinal em 1550 nm em função da potência de bombeio em 980 nm para um EDFA com 0,7 dB de perda de acoplamento e 14 m de fibra dopada, tendo a presença da ASE como parâmetro. . . . .	53

3.11	Simulação da potência de ASE co- e contra-propagante em função da posição ao longo do comprimento da fibra dopada com érbio em um amplificador com 20 m de fibra dopada e bombeio de 120 mW co-propagante. . . . .	54
3.12	Configuração básica (bombeio co-propagante) de um amplificador para aplicação em sistemas ópticos. . . . .	55
3.13	EDFA com bombeio contra-propagante. . . . .	56
3.14	EDFA com bombeio bidirecional. . . . .	57
3.15	EDFA com dois estágios e bombeio co-propagante. . . . .	57
3.16	Parâmetros característicos obtidos de simulação de um amplificador de potência. . . . .	59
3.17	Parâmetros característicos obtidos de simulação de um pré-amplificador. . . . .	60
3.18	Parâmetros característicos obtidos de simulação de um amplificador de linha. . . . .	61
3.19	Modelo de um EDFA com controle automático de ganho utilizando a configuração de laser em anel. . . . .	62
3.20	Configuração de um amplificador com controle automático de ganho com alimentação adiante para aplicação a sistemas ópticos. . . . .	65
3.21	Configuração de um amplificador com controle automático de ganho com realimentação. . . . .	65
3.22	EDFA com controle automático de ganho híbrido [78]. . . . .	66
4.1	Perturbações de fase e amplitude produzidas por um único fóton emitido de forma espontânea [10]. . . . .	71
4.2	Razão entre a seção cruzada de absorção e seção cruzada de emissão de uma fibra de sílica-alumínio-germânio dopada com érbio [21]. . . . .	73
4.3	Parâmetro de inversão para diferentes níveis de íons no estado metaestável ( $N_2$ ) [21]. . . . .	74
4.4	Seção cruzada de absorção da fibra dopada com érbio modelo R37003 OFS na região de 980 nm [85]. . . . .	75
4.5	Seção cruzada de absorção da fibra dopada com érbio modelo R37003 OFS na região de 1550 nm [85]. . . . .	75
4.6	Simulação do nível de potência de ASE considerando um amplificador com EDF ( <i>erbium doped fiber</i> ) de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante de 100 mW de potência, com potência de entrada de (a) 0 dBm e (b) -20 dBm, cujo sinal de entrada é composto por um canal localizado em 1532 nm. . . . .	76
4.7	Simulação do nível de potência de ASE considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante de 100 mW de potência, com potência de entrada de (a) 0 dBm e (b) -20 dBm, cujo sinal é composto por um canal localizado em 1550 nm. . . . .	77
4.8	Simulação do perfil de ASE contra-propagante, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica. . . . .	81
4.9	Simulação do perfil de ASE co-propagante, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica. . . . .	81

4.10	Simulação do perfil de ganho, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica. . . . .	82
4.11	Simulação da potência total de ASE co- e contra-propagante em função da potência de bombeio, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica.	83
4.12	Esquema de obtenção de SNR na entrada e saída do amplificador. (a) SNR de entrada ( $SNR_{in}$ ); (b) SNR de saída ( $SNR_{out}$ ) [68]. . . . .	85
4.13	Os métodos óptico e elétrico de medição da figura de ruído a partir da mesma definição de figura de ruído [68]. . . . .	88
4.14	Potência de entrada no sistema necessária para manter a SNR em 144 para um enlace óptico de 10.000 km operando em 2,5 GHz, com fibra óptica padrão de 0,2 dB/km de perda em função do espaçamento entre os amplificadores presentes no enlace [21]. . . . .	91
4.15	Potências ópticas ao longo do enlace de transmissão mantendo-se a potência total constante, com potência de entrada de 8,9 dBm e fator $n_{sp} = 1,3$ [86]. . . . .	92
4.16	Esquema de um EDFA típico de dois estágios, ilustrando a posição da topologia #1, #2 e #3 [5]. . . . .	95
4.17	Topologia do EDFA utilizado em [6], composto por quatro estágios de amplificação com bombeio constante. . . . .	98
4.18	EDFA de topologia co-propagante simples com GFF. . . . .	99
4.19	EDFA de topologia co-propagante simples com GFF e AOV. . . . .	100
4.20	Resultados de simulação de um EDFA modelo A de 14 m de EDF [85] para potência total de entrada de 0 dBm e potência de bombeio de 333 mW, e de -20 dBm e 14 mW, respectivamente, com ganho de 20 dB para ambos os casos. . . . .	103
4.21	Resultados de simulação de um EDFA modelo B com 14 m de EDF [85] para potência total de entrada de 0 dBm e potência de bombeio de 558 mW, e de - 20 dBm e 14 mW, respectivamente, com ganho de 20 dB para ambos os casos. . . . .	105
4.22	Resultados das simulações utilizando o EDFA modelo B com 14 m de fibra dopada [85] com compensação da ASE (CC) e sem compensação da ASE (SC) para potência total de entrada de 0 dBm, com potência de bombeio de 571 mW (CC) e 558 mW (SC), e - 20 dBm, com potência de bombeio de 17 mW (CC) e 14 mW (SC). . . . .	106
4.23	Simulação da faixa dinâmica do amplificador modelo B sem correção de ganho. . . . .	108
4.24	Simulação da faixa dinâmica do amplificador modelo B com correção de ganho. . . . .	109
4.25	Arranjo experimental utilizado para obtenção dos dados experimentais. . . . .	110
4.26	Disposição optoeletrônica do amplificador a fibra dopada com érbio utilizada no experimento. . . . .	111
5.1	Espectros do sinal óptico, composto por 32 canais, (a) na entrada e (b) na saída do amplificador. . . . .	115
5.2	Espectros de saída do EDFA com CEG sob teste, com ganho de 20 dB, (a) para um sinal de entrada de -17,28 dBm e (b) -25,25 dBm. . . . .	116

5.3	Relações entre a potência de saída e entrada para valores de ganho de 10 e 20 dB, utilizando duas formas distintas de medição do sinal de saída. . . . .	117
5.4	Penalidade de ganho em função da potência de entrada para ganhos de 20 e 10 dB. . . . .	118
5.5	Curvas de penalidade de ganho em função da potência de entrada para (a) polinômio de segunda ordem ( $M = 3$ ), (b) polinômio de terceira ordem ( $M = 4$ ), (c) polinômio de quarta ordem ( $M = 5$ ) e (d) polinômio de quinta ordem ( $M = 6$ ). . . . .	120
5.6	Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção do polinômio que modela a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada. . . . .	122
5.7	Coefficientes do polinômio de ordem 5 em função do ganho do amplificador que compõem (5.1), relacionando a penalidade de ganho e potência de entrada. . . . .	125
5.8	Gráficos comparativos entre as formas de obtenção das curvas que descrevem a penalidade de ganho em função da potência de entrada para ganhos (a) 14 dB, (b) 16 dB, (c) 22 dB e (d) 24 dB. . . . .	126
5.9	Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção dos coeficientes que descrevem a relação da penalidade de ganho em função da potência de entrada para os ganhos cujas curvas não são obtidas experimentalmente. . . . .	127
5.10	Relação entre as grandezas analisadas: ganho, potência de entrada e penalidade de ganho. . . . .	128
5.11	Penalidade de ganho em função da potência de entrada para diversos ganhos. . . . .	129
5.12	Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção dos resultados. . . . .	131
5.13	Curvas comparativas de desempenho do amplificador sob teste com e sem o método proposto de compensação da penalidade de ganho e extensão da faixa dinâmica, para (a) 10, (b) 15, (c) 20 e (d) 25 dB de ganho. . . . .	133
5.14	Curvas comparativas de desempenho do amplificador sob teste com e sem método proposto de extensão da faixa dinâmica, de um sinal de entrada composto por 32 canais, para (a) 10, (b) 15, (c) 20 e (d) 25 dB de ganho. . . . .	135
5.15	Nível de potência de ASE de acordo com o número de canais contidos no sinal óptico de entrada [72]. . . . .	136
5.16	Penalidade de ganho relativo ao ganho de 20 dB para diferentes cargas de canais: (a) sem correção de ASE; (b) com tabela de correção para 1 canal; (c) com tabela de correção para 16 canais; (d) com tabela de correção para 32 canais. . . . .	137
5.17	Comparação entre os níveis do sinal óptico de saída do amplificador sob teste em operação estática (a) sem correção e (b) com correção utilizada para 1, (c) 16 e (d) 32 canais. . . . .	139
5.18	Comparação entre os níveis do sinal óptico de saída do amplificador sob teste em operação dinâmica (a) sem correção e (b) com correção para 1, (c) 16 e (d) 32 canais. . . . .	141
5.19	Projeto optoeletrônico do segundo EDFA com CEG sob teste. . . . .	142
5.20	Penalidade de ganho em função da potência óptica de entrada para a segunda topologia de EDFA analisada, considerando a aplicação do método de extensão da faixa dinâmica. . . . .	143
5.21	Penalidade de ganho em função da potência óptica de entrada para a topologia alterada com método de extensão da faixa dinâmica. . . . .	143

---

5.22 Resultados para análise da potência de ASE em função da potência do sinal amplificado para (a) 10 dB e (c) 15 dB de ganho. Obtenção iterativa da penalidade de ganho para (b) 10 dB e (d) 15 dB de ganho, utilizando (5.5) e (5.6). . . . . 145

# Lista de Tabelas

4.1	Especificações ópticas do EDFA ilustrado na Fig. 4.16 [5]. . . . .	95
4.2	Especificações ópticas do EDFA utilizado em [6]. . . . .	97
4.3	Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo A. . . . .	104
4.4	Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo B sem correção de ganho. . . .	105
4.5	Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo B com correção de ganho. . . .	107
4.6	Equipamentos utilizados no arranjo experimental da Fig. 4.25. . . . .	111
4.7	Características ópticas do amplificador utilizado no arranjo experimental da Fig. 4.25.	112
5.1	Parâmetros das curvas de regressão ilustradas na Fig. 5.5, considerando aritmética de ponto flutuante (PF) e ponto fixo (18Q). . . . .	121
5.2	Faixa dinâmica do amplificador com e sem a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica, considerando um sinal óptico monocanal. . . . .	134
5.3	Faixa dinâmica do amplificador com e sem a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica, considerando um sinal óptico composto por 32 canais equalizados. . . . .	134
5.4	Comparação entre as faixas dinâmicas obtidas para os casos sem correção (SC), com correção mapeada por 1 canal (CC1), 16 canais (CC16) e 32 canais (CC32). . . . .	138
5.5	Comparação entre as faixas dinâmicas obtidas para os casos sem correção (SC) e com correção (CC) de ganho para o EDFA com CEG apresentado na Fig. 5.19. . . . .	144

# Lista de Símbolos e Acrônimos

Símbolos	Unidades	Descrição
$\beta_p$	$m^{-1}$	Constante de propagação
$w$	$rad.s^{-1}$	Frequência angular
$\bar{n}$	-	Índice efetivo do modo
$\alpha$	$m^{-1}$	Constante de atenuação
$c$	$m.s^{-1}$	Velocidade da luz no vácuo
$L$	m	Comprimento da fibra
$L_T$	m	Comprimento total do enlace
$L_A$	m	Comprimentos entre amplificadores em um enlace
$\Delta\tau_d$	s	Variação do tempo de pulso
$T$	s	Duração do bit
$R_b$	bps	Taxa de transmissão de informação
$\Delta T$	s	Variação da duração do tempo de bit
$n_1$	-	Índice de refração do núcleo
$n_2$	-	Índice de refração da casca
$D$	$s.m^{-1}.m^{-1}$	Parâmetro de dispersão
$\tau_d$	s	Atraso de grupo
$\lambda$	m	Comprimento de onda
$\bar{n}_2$	$m^2.W^{-1}$	Coefficiente de índice não-linear
$n_{linear}$	-	Índice de refração linear
$P$	W	Potência óptica
$A_{eff}$	$m^2$	Modo da seção transversal
$h$	J.s	Constante de Planck
$\hbar$	J.s	Constante reduzida de Planck
$I_{15/2}^4$	-	Nível fundamental
$I_{13/2}^4$	-	Nível metaestável
$I_{11/2}^4$	-	Nível de bombeio
$E_i$	-	Nível de energia associado ao índice $i$
$N_0$	$m^{-3}$	Densidade total de íons de Érbio na fibra
$N_i$	$m^{-3}$	Densidade de íons de Érbio no nível $E_i$
$R_{ij}$	$s^{-1}$	Taxa de absorção de bombeio entre os níveis $i$ e $j$
$W_{ij}$	$s^{-1}$	Taxa de emissão estimulada entre os níveis $i$ e $j$



Símbolos	Unidades	Descrição
$A_i$	$s^{-1}$	Taxa de emissão espontânea do nível $i$
$A_{ij}$	$s^{-1}$	Taxa de emissão espontânea entre os níveis $i$ e $j$
$A_{ij}^R$	$s^{-1}$	Taxa de emissão espontânea radiativa entre os níveis $i$ e $j$
$A_{ij}^{NR}$	$s^{-1}$	Taxa de emissão espontânea não-radiativa entre os níveis $i$ e $j$
$\sigma_p^a$	$m^2$	Seção transversal de absorção de bombeio
$\sigma_p^e$	$m^2$	Seção transversal de emissão de bombeio
$\sigma_s^a$	$m^2$	Seção transversal de absorção do sinal
$\sigma_s^e$	$m^2$	Seção transversal de emissão do sinal
$\phi_p$	$m^{-2}.s^{-1}$	Fluxo de bombeio
$\phi_s$	$m^{-2}.s^{-1}$	Fluxo de sinal
$\phi_p^{thr}$	$m^{-2}.s^{-1}$	Fluxo limite de transparência
$\tau_{I_{11/2}}^4$	$s$	Tempo de vida médio do portador no nível $E_3$
$\xi_{I_{11/2}}^4$	-	Eficiência quântica radiativa do nível $E_3$
$\tau_{21}$	$s$	Tempo de vida do portador no nível $E_2$
$\xi_{21}$	-	Eficiência quântica radiativa da transição entre o nível $E_2$ e $E_1$
$\tau$	$s$	Tempo de fluorescência do nível metaestável
$I_p$	$W.m^{-2}$	Intensidade de bombeio
$I_s$	$W.m^{-2}$	Intensidade de sinal
$I_\nu$	$W.m^{-2}$	Intensidade de emissão espontânea amplificada
$I_{thr}$	$W.m^{-2}$	Limite de intensidade de bombeio
$\nu$	$s^{-1}$	Frequência óptica do sinal
$\Delta\nu$	$s^{-1}$	Intervalo de frequência centrado em $\nu$
$n_2(z, t)$	-	População normalizada de íons de Érbio no nível 2
$p_i(z, t)$	$s^{-1}$	Potência óptica do comprimento de onda de índice $i$
$p_i^{in}(t)$	-	Potência óptica de entrada do comprimento de onda de índice $i$
$S$	$m^2$	Área dopada da fibra dopada de Érbio
$\alpha_i^e$	$m^{-1}$	Coefficiente de emissão da fibra de Érbio
$\alpha_i^a$	$m^{-1}$	Coefficiente de absorção da fibra de Érbio
$u_n$	-	Função sinal
$n_{sp}$	-	Fator de emissão espontânea
$G_i$	-	Ganho do comprimento de onda de índice $i$
$P_{in}$	W	Potência de entrada do amplificador
$P_{out}$	W	Potência de saída do amplificador
$P_s$	W	Potência de sinal óptico

Símbolos	Unidades	Descrição
$P_{ASE}$	W	Potência de emissão espontânea amplificada
$P_{ASE}^{total}$	W	Potência total de emissão espontânea amplificada
$\langle x \rangle$	-	Valor médio da variável $x$
$\langle i_{s-sp}^2 \rangle$	A <sup>2</sup>	Ruído de batimento sinal-espontâneo
$\langle i_{sp-sp}^2 \rangle$	A <sup>2</sup>	Ruído de batimento espontâneo-espontâneo
$\langle i_{shot}^2 \rangle$	A <sup>2</sup>	Ruído balístico
$B_e$	s <sup>-1</sup>	Largura de banda elétrica
$B_o$	s <sup>-1</sup>	Largura de banda óptica
$N_{out}$	A <sup>2</sup>	Ruído total do amplificador
$q$	C	Carga do elétron
$\mathfrak{R}$	A/W	Responsividade
$\rho_{ASE}$	W.s	Densidade espectral da ASE
$\theta_i$	-	Fator de atenuação
$C_i$	-	Fatores de acoplamento
$\Gamma_\nu$	-	Fator de sobreposição entre os modos
$g_o$	m <sup>-1</sup>	Coefficiente de ganho
$\beta_2$	s <sup>2</sup> .m <sup>-1</sup>	Fator de dispersão de segunda ordem da fibra
$f_n(z, t)$	m <sup>-1</sup>	Flutuações induzidas pela emissão espontânea
$\gamma$	m <sup>-1</sup> .W <sup>-1</sup>	Coefficiente não-linear da fibra
$\delta(x)$	-	Função Delta de Dirac
$\langle i_{sig} \rangle$	A	Fotocorrente média gerada
$\langle \Delta^2 i_n \rangle$	A <sup>2</sup>	Variância da fotocorrente média gerada
$SNR$	-	Relação sinal-ruído
$SNR_{opt}$	-	Relação sinal-ruído óptica
$SNR_{in}$	-	Relação sinal-ruído de entrada
$SNR_{out}$	-	Relação sinal-ruído de saída
$NF(\nu, f)$	-	Figura de ruído
$F(\nu, f)$	-	Fator de ruído
$\eta$	-	Eficiência quântica do fotodetector
$S_{sig-sp}$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído sinal-espontâneo
$S_{sp-sp}$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído espontâneo-espontâneo

<b>Símbolos</b>	<b>Unidades</b>	<b>Descrição</b>
$S_{MPI}$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído de interferência de multipercurso
$S_{pump}$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído de bombeio remanescente
$S_{shot}$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído balístico
$S_t$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído térmico
$S_e$	W.s	Densidade espectral de potência do ruído dos termos de excesso de ruído
$N_A$	-	Número de amplificadores
$G_{real}$	-	Ganho efetivo dado ao sinal
$S_{out}$	W	Potência do sinal amplificado
$G_R$	-	Ganho relativo
$G_{error}$	-	Penalidade de ganho
$\Delta e$	-	Erro no processo de controle de ganho
$G_{SP}$	-	Ganho alvo
$G_{SP}^{new}$	-	Ganho alvo corrigido

---

<b>Acrônimos</b>	<b>-</b>	<b>Descrição</b>
APD	-	Avalanche Photodiode
ASE	-	Amplifier Spontaneous Emission
ASPC	-	Automatic Signal-Power Control
AWG	-	Arrayed Waveguide Grating
ATM	-	Asynchronous Transfer Mode
BER	-	Bit Error Rate
CAP	-	Controle Automático de Potência
CEG	-	Controle Eletrônico de Ganho
CDR	-	Clock and Data Recovery
DCF	-	Dispersion Compensated Fiber
DCM	-	Dispersion Compensation Module
DSP	-	Digital Signal Processor
EDF	-	Erbium Doped Fiber
EDFA	-	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ESCON	-	Enterprise Serial Connection
FBG	-	Fiber Bragg Grating
FC	-	Fiber Channel
FDDI	-	Fiber Distributed Data Interface
FEC	-	Forward Error Correction
FWM	-	Four Wave Mixing
GFF	-	Gain Flatness Filter
GMPLS	-	Generalized Multiprotocol Label Switching
GVD	-	Group-Velocity Dispersion
HIPPI	-	High Performance Parallel Interface
IEC	-	International Electrotechnical Commission
ISO	-	International Standardization Organization
ISDN	-	Integrated Services Digital Network
ITU	-	International Telecommunication Union
LAN	-	Local Area Network
LED	-	Light Emitting Diode
MAN	-	Metropolitan Area Network
NF	-	Noise Figure
OBS	-	Optical Burst Switching
OCS	-	Optical Circuit Switching

OIF	-	Optical Internetworking Forum
OPS	-	Optical Packet Switching
OSI	-	Open Systems Interconnection
OXC	-	Optic crossConnect
PDFA	-	Praseodymium-Doped Fiber Amplifier
PDH	-	Plesiochronous Digital Hierarchy
PMD	-	Polarization Mode Dispersion
QoS	-	Quality of Service
ROADM	-	Reconfigurable Optical AddDrop Multiplexer
SDH	-	Synchronous Digital Hierarchy
SERDES	-	SERializer/DESerializer
SNR	-	Signal-to-Noise Ratio
SONET	-	Synchronous Optical NETwork
SPI	-	Serial Peripheral Interface Bus
SPM	-	Self-Phase Modulation
SSR	-	Sum of Squares of the Regression
SST	-	Total Sum of Squares
WAN	-	Wide Area Network
WDM	-	Wavelength-Division Multiplexing
WGR	-	Waveguide Grating Router
WIXC	-	Wavelength Interchanging crossConnect
WRS	-	Wavelength Routing Switch
WSXC	-	Wavelength Selective crossConnect
WXC	-	Wavelength crossConnect
TDFA	-	Thulium-Doped Fiber Amplifier
TR	-	Terras Raras
TRP	-	Transceptor Óptico
VOA	-	Variable Optical Attenuator
VSR	-	Very Short Reach
XPM	-	Cross-Phase Modulation

# Capítulo 1

## Introdução

A introdução de serviços banda larga e o crescimento e a difusão da Internet elevaram substancialmente a demanda pelo tráfego de informação, exigindo uma maior capacidade das redes de transmissão. Neste contexto, a tecnologia WDM apareceu como uma solução para o aumento do tráfego, possibilitando que os enlaces ópticos operassem com taxas de transmissão agregadas acima de Tb/s. O contínuo crescimento das redes ópticas implicou na necessidade de comutação (reconfiguração) e gerenciamento dos canais ópticos nestas redes.

O amplificador a fibra dopada com Érbio (*Erbium doped fiber amplifier* - EDFA) foi o principal responsável pela ampliação da utilização da ampla banda de passagem da fibra óptica e tornou-se o elemento de amplificação mais utilizado nas redes atuais para a transmissão de dados a longas distâncias e com altas taxas de transmissão. O processo de amplificação óptica nos EDFAs baseia-se na emissão estimulada envolvendo o elemento dopante Érbio na fibra óptica e compensa os efeitos das diferentes fontes de atenuação que afetam os sinais transmitidos. No entanto, variações de potência na entrada dos EDFAs, principalmente se os mesmos encontram-se saturados, implicam de forma direta em alterações no ganho proporcionado aos sinais amplificados. O seu uso em sistemas ou redes WDM, em que o número de canais acoplados ao amplificador varia em decorrência dos elementos que inserem e removem canais, pode ser severamente comprometido caso técnicas de controle de ganho não sejam empregadas.

Vários trabalhos foram realizados, obtendo relativo sucesso no que se refere ao controle de ganho em EDFAs, seja de forma totalmente óptica [1, 2] ou por meio de circuitos eletrônicos [3]. Estas técnicas de controle de ganho garantem ganho fixo antes e após a remoção de canais (regime permanente), sendo ideal para sistemas ou redes WDM. Em particular, os EDFAs com controle eletrônico de ganho tendem a ser os mais utilizados nas redes ópticas devido à sua praticidade e desempenho satisfatório [3]. Deve-se destacar que, com o aumento do número de canais nas redes ópticas, como uma maneira de aumentar a capacidade de transmissão, as amplitudes das oscilações de potência óp-

tica na entrada do amplificador se tornam cada vez maiores, e um controle de ganho eficiente para o amplificador fica, então, sujeito à faixa de potência óptica de entrada na qual o controle de ganho consegue se manter dentro de valores aceitáveis. Esta faixa de potência, chamada de faixa dinâmica, passou a ser de grande interesse no projeto de EDFAs com controle de ganho e sua ampliação tem sido alvo de recentes estudos [4, 5, 6]. De fato, amplificadores com faixa dinâmica estendida podem, potencialmente, fornecer amplificação com ganho controlado para mais de uma função de amplificação, seja ela de potência (*booster*), de linha ou pré-amplificação, maximizando a operação do dispositivo e diminuindo seu custo final.

Durante o processo de amplificação do sinal de entrada em EDFAs, fótons são gerados de forma espontânea, com fase e direção aleatórias. Estes fótons espontâneos podem gerar emissões estimuladas e competir com o sinal de entrada pelo ganho do amplificador. Desta forma, os fótons espontâneos amplificados podem ser considerados como uma fonte de ruído que se adiciona ao sinal amplificado. Este ruído, produto do processo de amplificação óptica do EDFA, é denominado de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE). Portanto, se o EDFA com controle de ganho, especialmente com controle eletrônico de ganho (CEG), possuir fotodetectores que amostram o sinal de saída e utilizam esta amostra na estimativa do valor de ganho durante o processo de controle, a ASE presente na amostra causa um erro e o ganho medido na malha de controle é diferente do ganho real no amplificador. Em outras palavras, o valor do ganho obtido pela conversão optoeletrônica nos fotodetectores de entrada e/ou saída do amplificador para estimativa de ganho causa erro no controle de ganho, pois se considera a parcela de ASE que compõem o sinal de entrada/saída, gerando uma penalidade de ganho no sinal óptico amplificado. Como resultado, o ganho do sinal se torna menor que o ganho alvo especificado.

Portanto, compensar a penalidade de ganho em EDFAs com CEG pode corrigir o ganho e, indiretamente, ampliar a faixa dinâmica do amplificador, possibilitando a utilização deste dispositivo em redes ópticas de nova geração. Levando em consideração o problema exposto, este trabalho tem como objetivo apresentar uma técnica que estende a faixa dinâmica de operação do amplificador a fibra dopada com Érbio com controle automático eletrônico de ganho e com supressão de transientes, tornando possível a utilização deste dispositivo em redes ópticas reconfiguráveis em que variações de potência de entrada podem ser superiores a 15 dB. Utilizando um controlador digital de sinais responsável por interagir com atuadores de controle presentes no amplificador de topologia co-propagante com filtro óptico que uniformiza o perfil de ganho, a técnica aqui desenvolvida estima a penalidade de ganho para determinada situação a partir da potência de entrada e do ganho alvo ajustado para o amplificador. Este procedimento corresponde a estimar a potência de ASE, de forma indireta, contida no sinal óptico de saída amplificado. Em seguida, as consequências da estimativa da ASE, aplicada ao processo de controle de ganho do EDFA, são apresentadas em forma de resultados. Uma análise

---

aprofundada do método aplicado em amplificadores é realizada, considerando o sinal de entrada como monocanal e multicanal. O impacto do número de canais utilizados na fase de caracterização é observado para estes dois cenários devido à não-homogeneidade da fibra dopada utilizada no processo de amplificação.

No contexto deste trabalho, o Capítulo 2 apresenta uma introdução às redes ópticas, descrevendo sua evolução, componentes e subsistemas que a compõem, como, por exemplo, amplificadores ópticos e chaves ópticas reconfiguráveis. Na sequência, o Capítulo 3 apresenta a teoria dos EDFAs considerando a sua topologia básica. O mecanismo de amplificação e os parâmetros fundamentais do EDFA são investigados. Na sequência, outras topologias de EDFAs são introduzidas e diferentes tipos de aplicações deste amplificador são comentados.

O Capítulo 4 descreve o estudo realizado sobre a emissão espontânea estimulada observada em EDFAs e o método desenvolvido para compensar este efeito, considerando o amplificador com controle eletrônico de ganho. O estudo sobre a ASE em EDFAs foi dividido em cinco partes: geração da emissão espontânea amplificada, figura de ruído, métodos de compensação da ASE, projeto de EDFAs com compensação do efeito gerado pela ASE e descrição experimental.

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos quando se aplica o método de compensação da ASE em EDFAs com controle automático de ganho, tendo como consequência a extensão da faixa dinâmica de operação do amplificador durante a correção de ganho para o sinal de entrada. A metodologia de obtenção e processamento dos dados para realizar a correção em tempo real é descrita de forma detalhada. A estimativa da ASE no amplificador é realizada utilizando operações com dados obtidos na fase de caracterização do amplificador. Estes dados são dispostos em tabelas, cuja forma de obtenção é descrita nesse capítulo. Finalmente, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.



# Capítulo 2

## Sistemas Ópticos Reconfiguráveis

### 2.1 Evolução das Redes Ópticas

Neste capítulo, apresentam-se os tipos de redes ópticas atualmente existentes, classificadas de acordo com o tratamento realizado sobre o sinal óptico em redes de primeira (ponto-a-ponto monocanal), segunda (ponto-a-ponto multicanal) e terceira geração (multiponto multicanal) [7]. Em seguida, por apresentar maior relevância nesta dissertação, as redes ópticas reconfiguráveis (terceira geração), que contam com sofisticados nós de reconfiguração, que efetuam o roteamento por comprimento de onda, têm expostos e discutidos os principais subsistemas que as compõem. Os efeitos físicos observados no meio de propagação utilizado pelo sistema de comunicação óptico são também relatados, destacando-se o impacto destes sobre o desempenho do sistema e as formas de os minimizar.

#### 2.1.1 Redes Ópticas de Primeira Geração

Transmissão e roteamento constituem as funções básicas de qualquer sistema de comunicação, particularmente, o serviço telefônico. Inicialmente, estas funções foram realizadas analogicamente, tornando-se, posteriormente, tecnologias digitais. A evolução da transmissão digital e da tecnologia de roteamento nas redes públicas iniciou-se com a transmissão digital isolada de enlaces de sistemas de rádio. A tecnologia digital utilizada era transparente às interfaces empregadas, não sendo necessária sincronização entre sistemas [8].

Mesmo que os equipamentos de transmissão baseados na tecnologia PDH (*plesiochronous digital hierarchy*) não necessitem de sincronização, pois a técnica de justificação de bit (*pulse stuffing*) permite a multiplexação de tributários assíncronos com elevados deslocamentos de frequência, perdas de sincronismo em tráfego telefônico não afetam significativamente o serviço. Entretanto, há, para

alguns serviços de dados, exigências maiores quanto a qualidade de serviço (*quality of service* - QoS). A introdução das redes por comutação de circuito e redes digitais de serviços integrados (*integrated services digital network* - ISDN) produziram a necessidade de requisitos mais rigorosos de sincronização.

A evolução das redes assíncronas levou ao desenvolvimento de padrões síncronos, a exemplo a tecnologia SDH/SONET (*synchronous digital hierarchy / synchronous optical network*), cuja taxa de transmissão máxima obtida atingiu 40 Gbps [9], iniciando a utilização de tecnologias ópticas em redes de dados.

Quando a tecnologia óptica começou a ser empregada em ambientes de rede, a fibra era usada puramente como meio de transmissão em substituição ao cabo de cobre, possuindo características de transmissão que superam as encontradas nos meios guiados metálicos. Como exemplo, a atenuação observada em um cabo RF coaxial, operando em 10 GHz, é aproximadamente 500 dB/km, enquanto uma fibra óptica padrão dispõe de uma atenuação média de 0,25 dB/km na janela de transmissão [10] em sistemas com multiplexação por comprimento de onda (*wavelength-division multiplexing* - WDM).

O padrão SONET/SDH é adotado em grande parte nas redes de telecomunicações para transmissão e multiplexação de alta velocidade [8]. Trata-se de um padrão que evoluiu da tecnologia PDH, vigente desde o início da digitalização das redes de voz, em meados da década de 60 [8]. O padrão SONET/SDH incorpora vantagens em vários aspectos quando comparado ao padrão PDH, a exemplo da multiplexação mais simples dos sinais, a facilidade de gerenciamento da rede, a interoperabilidade da rede, possibilitando a interconexão de equipamentos de diferentes fabricantes, e os mecanismos de proteção e restauração em presença de falhas.

Todas as funções de amplificação, repetição, comutação e roteamento das mensagens em redes SONET/SDH são realizadas no domínio elétrico, utilizando circuitos eletrônicos. As redes de primeira geração utilizam um único comprimento de onda para transmissão, localizado nas janelas de baixa atenuação (tradicionalmente 1310 ou 1550 nm). Com a finalidade de elevar o tamanho dos enlaces ópticos, utilizam-se regeneradores optoeletrônicos. O custo destes dispositivos é elevado, desejando-se maximizar a distância entre estes no enlace. Estas são as principais características das redes que atualmente convencionou-se classificar como redes de primeira geração [7].

As redes de primeira geração também são utilizadas para interconexão de computadores e tendem a empregar componentes de baixo custo, operando a taxas de bit modestas. Utilizam-se três padrões de redes para interconexão de computadores de grande e médio porte entre si e com seus periféricos [11]:

- ESCON (*enterprise serial connection*) - Trata-se de um padrão criado pela IBM com a finalidade de substituir as interfaces de entrada e saída de baixa velocidade à base de fios de cobre

por interfaces ópticas. O canal ESCON é bidirecional, ponto-a-ponto, utilizando um enlace de dados em 1300 nm. Empregando lasers como transmissores e fibras monomodo como canal de transmissão, a distância máxima do enlace sem repetição é de 20 km, enquanto a utilização de LED (*light emitting diode*) como transmissor e fibra multimodo limitam a distância máxima sem repetição em 3 km.

- FC (*fiber channel*) - Trata-se de um padrão desenvolvido pelo grupo de trabalho X3T9.3 [12] para atuar nas mesmas aplicações que o ESCON, permitindo taxas de transmissão úteis de 200, 400 e 800 Mbps. A motivação foi o desenvolvimento de um padrão escalável aplicável nos equipamentos instalados na rede, empregando as mesmas portas, *drivers* e adaptadores sob um único canal com a maior taxa de transmissão disponível.
- HIPPI (*high performance parallel interface*) - Este é, primariamente, um padrão de interface paralela elétrica que opera em 800 Mbps. Devido a variações de relógio, a distância mínima é limitada a apenas 25 m. Para distâncias maiores, um novo padrão denominado *serial* HIPPI foi desenvolvido, no qual os dados são serializados e transmitidos em fibra monomodo a 1,2 Gbps.

As redes locais e metropolitanas são utilizadas para realizar a conexão entre computadores e dispositivos em diferentes localidades, porém situados a distâncias moderadas (entre 2 km). As primeiras redes implantadas possuíam estrutura para suporte a pequenas taxas de comunicação em que serviços comuns não demandavam elevadas taxas de transmissão, justificando a implantação das redes de primeira geração. Com o desenvolvimento de serviços no nível de usuário, a exemplo do vídeo sob demanda ou das transações bancárias, as redes locais e metropolitanas sofreram mudanças, sendo adicionados, em alguns trechos críticos, redes de geração superior. As redes locais e metropolitanas possuem diversos padrões para utilização eficiente do meio óptico, dentre as quais podem ser descritas:

- FDDI (*fiber distributed data interface*) - Este é um padrão para redes metropolitanas que opera em 100 Mbps. Sua topologia física é em anel de duas fibras e incorpora mecanismos de proteção similares aos da rede SONET/SDH. Este padrão pode ser considerado como extensão do padrão *Token Ring* [7] para rede locais, com uma maior velocidade e meios de transmissão ópticos. Este padrão foi desenvolvido para obter uma implementação de baixo custo. Distâncias entre nós de até 2 km utilizam LEDs operando em 1310 nm, fibras multimodo e fotodiodos PIN na recepção.
- ATM (*asynchronous transfer mode*) - O padrão ATM emergiu nos anos 90 como uma solução de engenharia capaz de integrar as redes de dados com as redes de voz. Apesar da grande maioria do tráfego em redes de voz ser digital, tal integração ainda não havia sido alcançada. Para

chegar a esta unificação, o padrão tem como unidade básica um pacote relativamente pequeno, denominado célula, de apenas 53 bytes. Destes, 48 carregam dados úteis e 5 correspondem a informações de cabeçalho. Dentre as grandes vantagens proporcionadas pelo ATM, destaca-se a garantia de qualidade de serviço fornecida às aplicações, ao mesmo tempo em que se faz multiplexação estatística dos pacotes com vista a um uso mais eficiente da largura de banda disponível. O padrão se estende desde redes locais (*local area network* - LAN), passando pela redes metropolitanas (*metropolitan area network* - MAN) até chegar nas redes de longa distância (*wide area network* - WAN). Portanto, uma vantagem adicional do ATM é prover comutação mesmo em ambientes de rede local, diferentemente das tecnologias *Ethernet* [7], *Token Ring* e *FDDI*, que utilizam meios de transmissão compartilhados, tais como barramentos ou anéis.

- *IP (internet protocol)* - Na arquitetura clássica de camada OSI (*open systems interconnection*) da ISO (*international standardization organization*), o protocolo IP corresponde à camada de rede, que é projetada para operar sobre uma grande variedade de camadas inferiores, as chamadas camadas de enlace de dados. Algumas das camadas de dados sobre as quais o IP opera corresponde aos padrões de redes locais mais populares, tais como redes *Ethernet* e *Token Ring* [7], além da possibilidade de operar sobre redes metropolitanas.

O tráfego das rede ópticas de primeira geração muitas vezes é carregada por redes de segunda e terceira gerações. Como cada um destes tráfegos possui padrões, taxas de transmissão e protocolos distintos, torna-se evidente a necessidade de transparência das redes de gerações superiores, considerando a possibilidade de transporte de vários destes fluxos de dados simultaneamente [13].

A regeneração total de sinais, ou seja, regeneração 3R (reamplificação, reformatação e retemporização), além de amplificar o nível de potência, recupera, também, a forma e a posição relativa dos pulsos dentro do intervalo temporal atribuído aos mesmos. As redes ópticas de primeira geração, inicialmente instaladas, possuíam regeneradores ópticos entre o transmissor e receptor do enlace de comunicação com a finalidade de realizar a regeneração 3R, sendo esta essencial em sistemas limitados pela dispersão cromática [10]. Porém, os sistemas limitados pela atenuação, só requerem a amplificação do nível de potência dos pulsos (1R) [10].

A utilização de regeneradores 3R limitava o desempenho e manutenção das redes ópticas de primeira geração, devido à especificidade do circuito eletrônico presente em cada equipamento. Este circuito era projetado para cada taxa de transmissão, não sendo possível a sua utilização em outra taxa, dificultando a atualização dos *transponders* do enlace de comunicação [1]. Outra limitação das redes ópticas de primeira geração é a utilização de apenas um canal por fibra, reduzindo a capacidade de transmissão deste tipo de rede óptica [7].

Se a amplificação for realizada no domínio óptico, sem conversão para domínio elétrico, há vantagens adicionais, relativas aos repetidores optoeletrônicos. A amplificação óptica, inicialmente re-

portada em 1987, é independente das taxas de transmissão e tem uma elevada largura de banda óptica disponível [14]. Isto implica que os sistemas podem ser atualizados somente pela troca do equipamento terminal, possibilitando maior dinamismo durante a atualização da capacidade de transmissão da rede óptica. O aumento de capacidade é, então, reforçado pela utilização de diversos canais em uma única fibra óptica [15], sendo este fator o responsável pelo desenvolvimento e instalação das redes ópticas de segunda geração.

### **2.1.2 Redes Ópticas de Segunda Geração**

O desenvolvimento dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio (EDFA) tornou possível a evolução dos sistemas ópticos. A principal característica do EDFA é a capacidade de amplificação simultânea de vários canais ópticos. Esta nova funcionalidade provida pelo EDFA elevou a capacidade dos sistemas ópticos: mantém-se a taxa de transmissão do canal e eleva o número de comprimentos de onda no sinal de propagação (WDM).

As redes ópticas que não possuem capacidade de rotear canais ópticos, baseadas em WDM, são classificadas em redes ópticas de segunda geração [15]. Este tipo de rede explora a elevada capacidade da banda óptica e exige que cada receptor do usuário final opere apenas em uma taxa eletrônica fixa, entretanto, possibilita multiplexar vários canais WDM de diferentes usuários finais em uma mesma fibra, oferecendo a capacidade de transmissão necessária para solução do problema de crescimento de utilização da banda devido às necessidades da camada de aplicação. Em uma fibra é possível transmitir um elevado número de portadoras ópticas utilizadas por diferentes usuários finais. Neste caminho, a região de baixa atenuação da fibra padrão de sílica, que se estende ao longo de 50 THz, é dividida em vários canais operando em altas taxas de transmissão.

Necessita-se o desenvolvimento apropriado da arquitetura da rede, protocolos e algoritmos para alcançar a eficiência espectral que define quantos canais podem ser aglutinados ao longo do espectro disponível. Para o estabelecimento da conectividade óptica entre os nós, estas redes devem utilizar topologias físicas que favoreçam a disseminação dos sinais ópticos em todos os comprimentos de ondas para todos os nós.

Dentre as diversas topologias físicas disponíveis para as redes ópticas, as mais adequadas para executar essas funções são o barramento e a estrela. Porém, devido à adoção do SDH, a segunda geração de redes é baseada na topologia em anel [15]. Cabe diferenciar a topologia física da topologia de caminhos físicos, também conhecida como topologia virtual (Fig. 2.1). A primeira refere-se à presença de componentes tais como fibras ópticas e acopladores interligando os nós da rede. A segunda pode ser representada por um grafo que descreve a trajetória da informação por todos os nós intermediários entre o nó origem e o nó destino, para cada par origem-destino.

A topologia virtual pode ser entendida como a configuração de rede vista pela camada cliente.

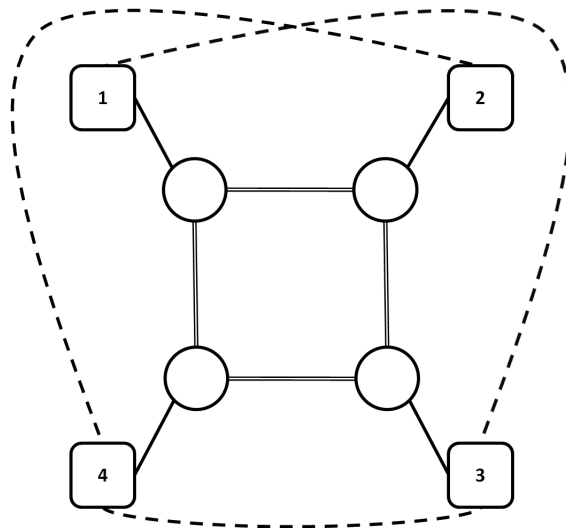


Fig. 2.1: Topologia física da rede com os caminhos ópticos estabelecidos entre nós WDM (linha dupla contínua). Topologia virtual vista pela camada cliente (linha tracejada).

A configuração física em anel, para este arranjo de caminhos ópticos, é vista como uma topologia unifilar pela camada cliente, que pode ser representada como uma rede ATM ou IP.

Um enlace de segunda geração ponto-a-ponto é ilustrada na Fig. 2.2. Semelhante a todo sistema de comunicação, o sistema óptico de uma rede WDM é composta por um transmissor, canal e receptor. O transmissor está localizado em um ponto do espaço, o receptor em algum outro ponto do espaço, separado do transmissor, sendo o canal o meio físico que os liga.

O propósito do transmissor óptico é converter o sinal de mensagem produzido pelo equipamento terminal (ET) em sinal óptico, utilizando um conversor eletro-óptico (*transponder* óptico). Considerando um sistema WDM, diversos sinais produzidos por transmissores ópticos serão aglutinados na fibra de transmissão por meio de um multiplexador (MUX). À medida que o sinal transmitido propaga-se ao longo do canal, o pulso e o espectro óptico original são modificados devido às imperfeições da fibra e subsistemas ópticos, como exemplo, o amplificador.

O receptor opera sobre o sinal óptico recebido a fim de reconstruir uma forma reconhecível do sinal original. No receptor, os sinais de cada transmissor são separados por meio do demultiplexador (DEMUX), processados no conversor óptico-elétrico e, em seguida, enviados ao equipamento terminal. Os comprimentos de onda são transmitidos para todos os nós, a detecção de um sinal em um dado nó deve empregar um dispositivo que retira um comprimento de onda ao mesmo tempo em que rejeita os canais vizinhos. Este processo é executado por intermédio de filtros ópticos com alta seletividade. Este processo de filtragem rejeita a ASE fora da faixa do canal desejado em redes que utilizam amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio [16, 17].

Os dois principais problemas encontrados durante o desenvolvimento de sistemas WDM que uti-

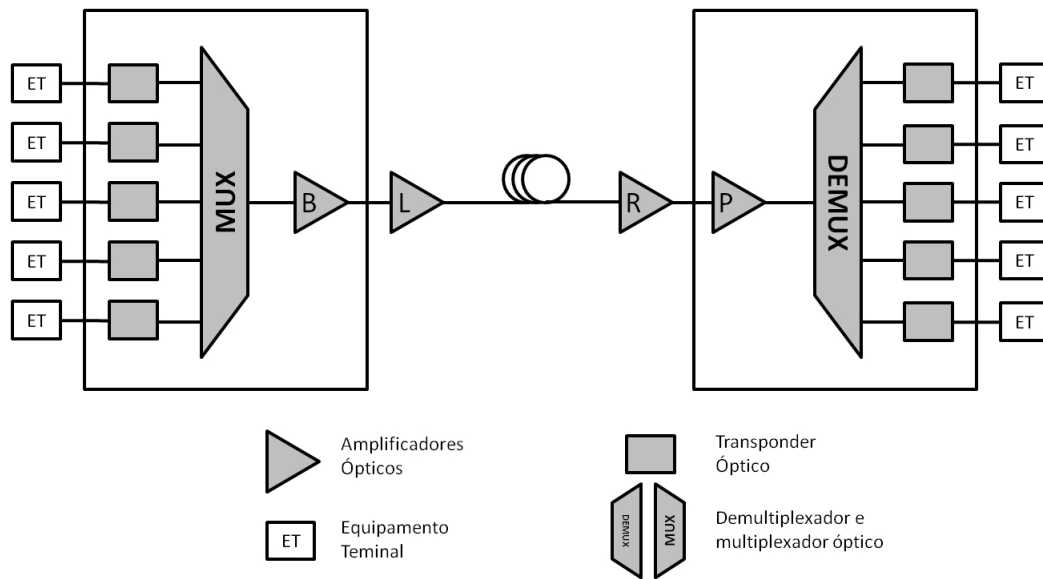


Fig. 2.2: Sistema de comunicação WDM ponto-a-ponto de cinco canais.

lizam amplificadores ópticos é o perfil não-uniforme de ganho e o ruído de ASE acumulado, podendo o amplificador entrar em regime saturado de ganho [18].

Os componentes MUX e DEMUX, fabricados com tecnologia de multicamada de materiais dielétricos [19, 20] ou utilizando grades de roteamento de guias de onda (*waveguide grating router* - WGR), referenciadas também como grade de arranjo de guias de onda (*arrayed waveguide grating* - AWG) [21], caracterizam as redes ópticas de segunda geração, possibilitando a utilização de vários canais WDM em uma única fibra.

As principais características das redes ópticas de segunda geração são:

- disseminação da luz por todos os nós da rede, mediante o uso de topologias físicas que facilitem tal tarefa;
- seleção do canal desejado na recepção, por meio da filtragem óptica.

A utilização de uma topologia física de meio compartilhado provê conectividade física total entre todos os nós, o que não significa que esta conectividade se transporte para a topologia de caminhos físicos. Fatores como a necessidade de sintonia de um canal de cada vez nos nós, bem como as limitações de agilidade na mudança desta sintonia de um canal para outro, impedem essa transferência.

Considerando a topologia física do tipo *broadcast*, o caminho físico apresentará um enlace direcionado para cada par de nós nos quais o transmissor da origem do enlace e o receptor do destino do enlace estejam sintonizados no mesmo comprimento de onda. Um comprimento de onda só poderá ser utilizado por um par origem-destino (um ramo na topologia de caminhos físicos), de modo a evitar colisões. Essa restrição define como  $N(N-1)$  o número de comprimentos de onda necessários

para estabelecer conectividade total na topologia de caminhos físicos em uma rede com  $N$  nós, o que implica na não-escalabilidade deste tipo de topologia [22].

### 2.1.3 Redes Ópticas de Terceira Geração

No sistema atual de comunicação existem, basicamente, três tipos de clientes, os residenciais, os corporativos e os governamentais, que exigem diferentes serviços de infraestrutura de dados. A banda de transmissão destinada aos clientes residenciais é consumida por serviços de entretenimento, traduzidos em serviços de Internet, música e vídeo. Enquanto os clientes governamentais utilizam serviços telefônicos e de acesso à Internet, as empresas utilizam enlaces dedicados de comunicação e transmissão de informação [23].

A evolução destas aplicações na camada final da rede, disponibilizando mais recursos e serviços multimídia ao usuário final, demandou mais banda de transmissão da rede óptica. As aplicações desenvolvidas necessitavam serviços voltados ao roteamento de acordo com a qualidade de serviço especificada pela fornecedora de serviço. Desta maneira, o modelo do enlace WDM ponto-a-ponto não mais era suficiente, pois possibilitava a degradação do serviço e inviabilizava os serviços da camada de aplicação do cliente final.

Os caminhos ópticos são formados alocando-se um comprimento de onda em cada enlace no caminho entre dois nós e, claramente, não se pode ter dois caminhos ópticos utilizando o mesmo comprimento de onda em um dado enlace de fibra. Cada enlace suporta um determinado número de comprimentos de onda trafegando na fibra óptica. O número total de comprimentos de onda suportados por cada enlace depende, majoritariamente, de restrições tecnológicas dos componentes, tais como largura de banda de amplificadores ópticos ou características de filtros ópticos, e cresce à medida que a tecnologia se desenvolve [24].

Pesquisas extensivas em um elevado número de laboratórios não somente viabilizaram a utilização do espectro óptico em fibras de sílica padrão de redes ponto-a-ponto, baseadas principalmente no padrão SONET/SDH para longos enlaces terrestres e transoceânicos, mas também o roteamento dos canais ópticos em redes ópticas reconfiguráveis, classificadas como redes ópticas de terceira geração [23].

As redes ópticas baseadas em roteamento de canais são uma extensão dos enlaces WDM ponto-a-ponto, sendo consideradas como uma evolução das redes de segunda geração, onde há reutilização dos canais ópticos entre nós WDM. Isto torna a rede escalável [13] e possibilita a utilização de diversos protocolos, tornando a rede óptica transparente ao formato da informação.

Em geral, a topologia de uma rede com roteamento por comprimento de onda consiste de nós simples, contendo elementos de amplificação e compensação de efeitos da fibra, e nós do tipo *wavelength crossconnect* (WXC) interconectados por enlaces de fibras. A rede deve prover caminhos ópticos para



atender as requisições entre pares de nós, cada qual utilizando um comprimento de onda diferente em um determinado enlace. Os caminhos ópticos podem ser interpretados como vias de grande largura de banda por onde trafegam dados a altas velocidades.

Para suportar esta forma de utilização do enlace WDM ponto-a-ponto, necessitou-se a utilização de componentes de inserção e remoção de canais ópticos da fibra. Uma forma de um multiplexador insere/deriva óptico reconfigurável (*reconfigurable optical adddrop multiplexer* - ROADM) é ilustrado na Fig. 2.3. Este dispositivo consiste de um DEMUX, seguido de um conjunto de chaves 2x2, uma chave por comprimento de onda, seguido por um MUX. O ROADM pode ser inserido em um enlace óptico, tornando o sistema possível de roteamento por comprimento de onda.

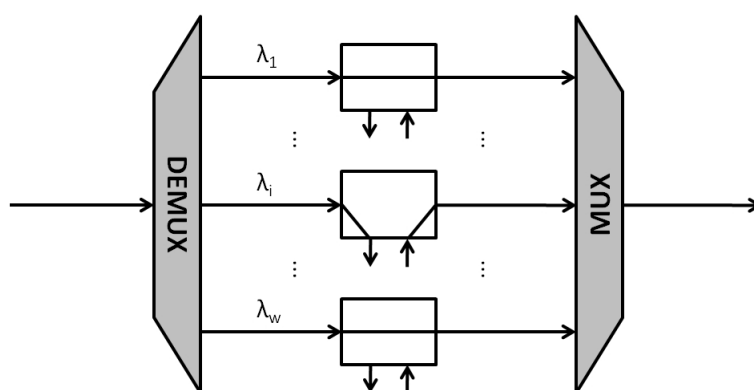


Fig. 2.3: Um multiplexador insere/deriva (*add/drop*) óptico.

Se todos as chaves 2x2 encontram-se no modo passagem, todos os canais seguem por meio do ROADM sem modificação. Entretanto, caso uma chave 2x2 esteja configurada no modo de inserção (como o canal  $\lambda_i$  da Fig. 2.3) por meio de controle eletrônico (não ilustrado na Fig. 2.3), o sinal no comprimento de onda específico é removido localmente e o novo quadro de dados pode ser inserido no mesmo  $\lambda_i$  neste ROADM. Mais de um comprimento de onda pode ser inserido ou retirado se a interface do ROADM prover a eletrônica e processamento necessários.

Outro dispositivo utilizado para reconfiguração da rede óptica denomina-se *wavelength routing switch* (WRS), *wavelength selective crossconnect* (WSXC) ou *optical crossconnect* (OXC) (Fig. 2.4). Este dispositivo, assim como o ROADM, permite a reconfiguração óptica de forma eletrônica e sob demanda. Um OXC  $N \times W$  suporta  $N \times W$  conexões simultâneas, em que  $N$  representa o número de portas de entrada do OXC e  $W$  representa o número de comprimentos de onda, sendo possível adicionar novas características, a exemplo, a conversão de canais ópticos, passando a ser denominado de *wavelength interchanging crossconnect* (WIXC) [23]. O OXC, ilustrado na Fig. 2.4, realiza seleção de canais ópticos, alterando a origem dos canais que compõem os sinais ópticos das saídas de acordo com a configuração especificada. Como exemplo, a saída da fibra 1 pode ser composta

pelos comprimentos de onda  $\lambda_1$ , cuja origem é a fibra de entrada 1,  $\lambda_2$ , cuja origem é a fibra de entrada 2,  $\lambda_3$ , cuja origem é a fibra de entrada 3 e, finalmente,  $\lambda_4$ , sendo sua origem a fibra de entrada 4. Internamente, a chave óptica realiza o roteamento dos canais de entrada, com os mesmos comprimentos de onda, entretanto, com diferentes origens. Em seguida, um multiplexador realiza a soma espectral dos diferentes canais ópticos. Dispositivos OXC reconfiguráveis são propostos para redes ópticas de terceira geração utilizando componentes presentes em ROADM, como MUX, DEMUX e fibra com grade de Bragg (*fiber bragg grating* - FBG) [25].

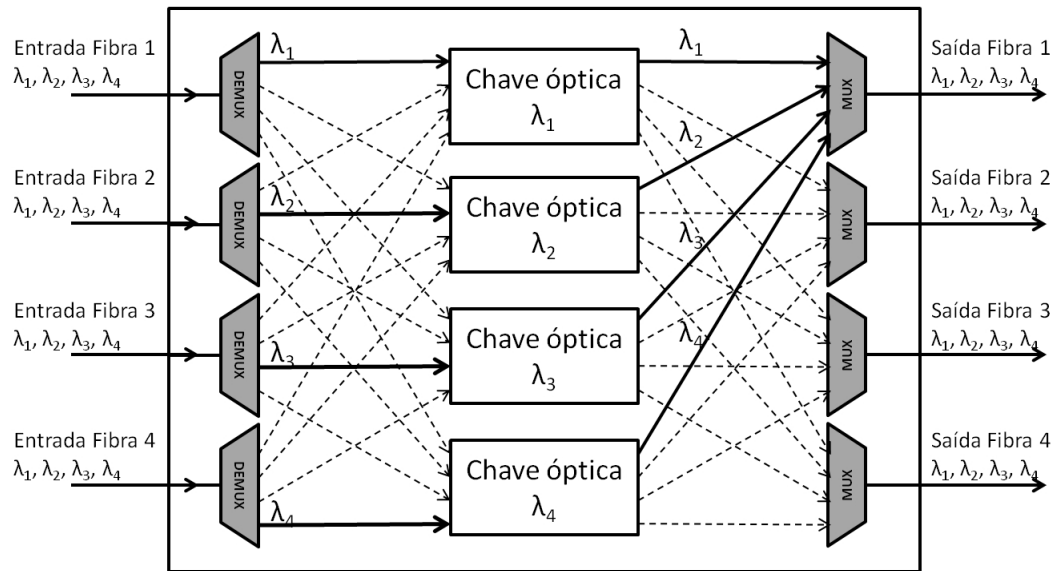


Fig. 2.4: OXC 4x4 (quatro canais ópticos).

A Fig. 2.5 ilustra a disposição de uma rede totalmente óptica hipotética. Como exemplo, há estabelecimento de um caminho óptico entre os nós A e C utilizando o canal  $\lambda_1$ , entre os nós B e F utilizando o comprimento de onda  $\lambda_2$  e entre os nós H e G, utilizando novamente o canal  $\lambda_1$ . O caminho óptico estabelecido entre os nós A e C é constituído das chaves 1, 6 e 7.

Na ausência de dispositivos conversores de comprimento de onda, o caminho óptico que é estabelecido deve utilizar o mesmo comprimento de onda em todo o seu trajeto pela rede. Se esses dispositivos estão disponíveis, por exemplo, o caminho óptico entre os nós D e E utiliza a chave 10 com comprimento de onda  $\lambda_1$ , sendo convertido no canal  $\lambda_2$  e enviado à chave 9, retornando ao comprimento de onda  $\lambda_1$  em 9, antes de ser enviado ao nó E. O pré-requisito fundamental de uma rede com possibilidade de roteamento por comprimento de onda é a de que dois ou mais caminhos ópticos que utilizam a mesma fibra possuam diferentes comprimentos de onda, não produzindo interferência entre canais.

As redes WDM reconfiguráveis possuem as seguintes características [13]:

- **Transparência:** refere-se à capacidade dos caminhos ópticos de transportar dados em uma va-

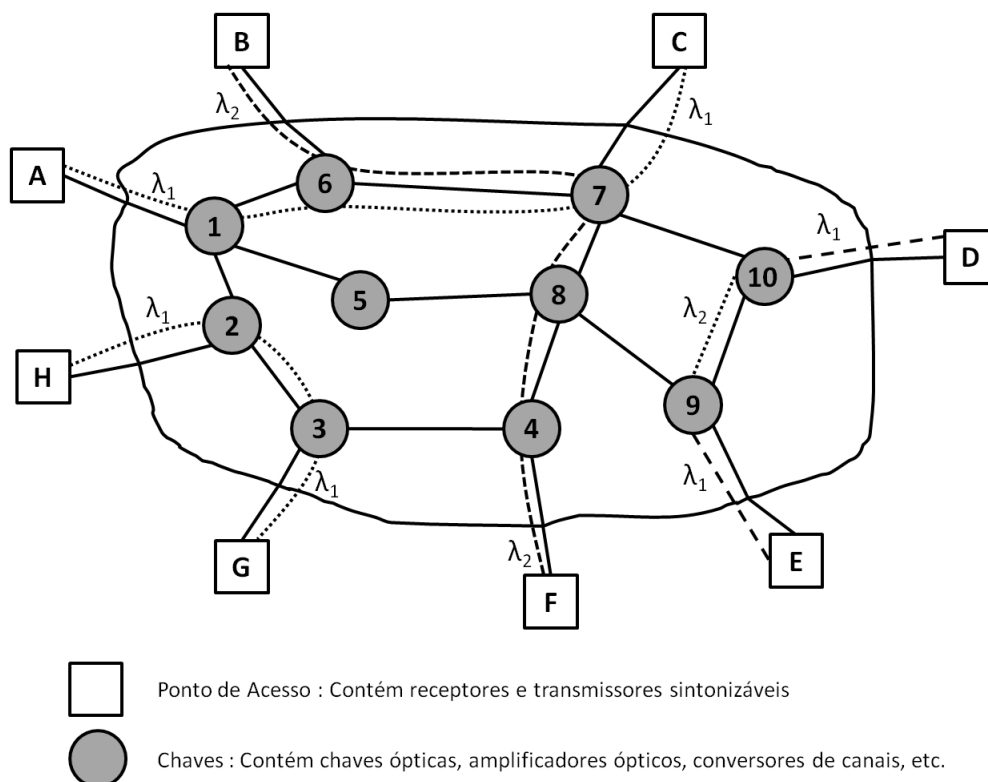


Fig. 2.5: Rede óptica WDM com roteamento por comprimento de onda.

riedade de taxas, protocolos e formatos, suportando várias camadas superiores operando ao mesmo tempo. Alguns caminhos ópticos podem carregar o tráfego SONET/SDH enquanto outros podem carregar células ATM diretamente, canais de vídeo multiplexados por subportadoras ou ainda outros padrões como Ethernet [26]; redes ópticas de terceira geração podem ser utilizadas para dar continuidade ao fluxo de dados de redes de gerações anteriores.

- Reuso de comprimento de onda: apesar de limitados em número, os comprimentos de onda podem ser reutilizados espacialmente na rede, desde que não haja colisão, ou seja, dois caminhos ópticos distintos utilizem o mesmo comprimento de onda em um mesmo enlace; essa reutilização aumenta a capacidade da rede, uma vez que o número de caminhos ópticos que a rede disponibiliza passa a ser maior que o número de comprimentos de onda disponíveis, contribuindo, desta forma, para tornar as redes escaláveis.
- Confiabilidade: em caso de falhas em um ou mais enlaces, os caminhos ópticos podem ser rearranjados automaticamente por rotas alternativas, impedindo que a comunicação cesse, tornando a rede mais confiável; além disso, a maioria dos componentes utilizados, tais como os multiplexadores e demultiplexadores, são passivos, oferecendo um maior grau de confiabilidade.

- Chaveamento: existe a flexibilidade necessária para ativar ou desativar caminhos ópticos fornecidos pela camada fotônica, de acordo com as necessidades impostas pela demanda; assemelha-se ao estabelecimento ou terminação de circuitos em uma rede por comutação de circuitos, exceto pelo fato que a frequência de estabelecimento ou terminação tende a ser muito menor no caso da rede fotônica, por exemplo, dada a enorme diferença de largura de banda alocada.

O tráfego IP em redes WDM vem sendo realizado por meio de pilhas de protocolos, como o IP sobre ATM sobre SONET/SDH sobre WDM, ou o IP sobre SONET/SDH sobre WDM. Porém, a crescente demanda de tráfego tem requerido taxas de transmissão maiores, sendo observado pelo maior emprego de interfaces OC-48 (2,488 Gbps) [27].

As redes de terceira geração possuem um elevado grau de reconfiguração devido à possibilidade de inserção e remoção de canais ópticos em diferentes pontos da rede e ao roteamento dos pacotes de acordo com o comprimento de onda. Para isto necessita o provisionamento e a reconfiguração de rotas, atributos indispensáveis que exibem custos excessivos [28]. Para a solução do problema de reconfiguração remota e automática na camada óptica, utilizam-se os ROADMs e OXCs reconfiguráveis supra citados, exigindo a instalação de outros dispositivos, como EDFAs, equalizadores de potência e chaves seletoras de canais, dentre outros.

A atuação nos ROADMs, OXCs e demais dispositivos deve ser realizada de forma automática, tornando o processo de habilitação de circuitos em redes ópticas reconfiguráveis ações rápidas e eficientes. Com o intuito de automatizar este processo, utilizam-se algoritmos de trabalho no plano de controle da rede, a exemplo o GMPLS (*generalized multiprotocol label switching*), capaz de automatizar o provisionamento de circuitos, por meio de algoritmos de descoberta de topologia, sinalização e cálculo de rota. Este algoritmo representa a rede por um conjunto de camadas, cada uma responsável pela atuação em um determinado protocolo (pacotes, WDM, comutação de fibras) [28].

Em uma rede óptica transparente, o sinal óptico é transmitido ao longo de nós intermediários sem a realização de conversão para o domínio eletrônico. Desta forma, o custo associado a uma comutação de alta velocidade em meio eletrônico é eliminado [15].

Diferentes tecnologias de comutação foram desenvolvidas com o objetivo de viabilizar o uso de redes ópticas WDM sem a necessidade de se realizar o processamento eletrônico intermediário [29]. As alternativas existentes atualmente para a comutação em redes ópticas transparentes são [7]:

- Comutação de circuitos ópticos (*optical circuit switching* - OCS);
- Comutação de pacotes ópticos (*optical packet switching* - OPS);
- Comutação de rajadas ópticas (*optical burst switching* - OBS).

A tecnologia OCS é caracterizada pela reserva de recursos (comprimentos de onda) e pela configuração das matrizes de comutação dos nós envolvidos, na fase de estabelecimento do circuito óptico. Apesar da ineficiência em comunicações de curta duração, a comutação OCS permite a reserva de recursos com garantia de QoS para comunicações no circuito óptico [7].

A tecnologia OPS pode ser considerada uma alternativa mais eficiente quando o tráfego for caracterizado por um alto dinamismo e pela multiplexação estatística de pacotes de dados com tamanho variável [30]. Entretanto, na comutação OPS, não existe uma reserva de recursos e, conseqüentemente, é difícil garantir qualidade de serviço. Nesse tipo de comutação, os dados e as informações de controle são enviados tipicamente na mesma banda (cabeçalho + carga útil), havendo a necessidade de armazenar o pacote óptico e processar as informações do cabeçalho [30]. Somente depois disso o pacote óptico pode ser encaminhado pelos nós intermediários.

A tecnologia de comutação OBS trabalha com o envio de rajadas ópticas, uma espécie de container que agrupa pacotes de dados a serem encaminhados para um mesmo destino [29]. Na comutação OBS, um pacote de controle é enviado antes da rajada óptica com a intenção de reservar a banda necessária e configurar as matrizes de comutação ao longo do caminho. Tipicamente, a rajada óptica é enviada sem a confirmação da reserva dos recursos. Isto significa que sempre a rajada óptica será enviada sem a garantia do sucesso no seu encaminhamento [29]. A comutação de rajadas ópticas pode ser uma alternativa para a transmissão de dados através de uma rede óptica transparente com o objetivo de prover uma infraestrutura de transporte flexível para o encaminhamento de pequenos volumes de tráfego quando os requisitos de QoS são baixos.

Observa-se, dentre as três gerações de redes, o crescente comprometimento dos elementos instalados com desenvolvimento da camada de rede, traduzidos em exigências cada vez maiores demandadas dos usuários terminais. A evolução destas tecnologias será de fundamental importância para moldar novas arquiteturas a serem adotadas pelas futuras redes.

## **2.2 Dispositivos de Redes Ópticas Reconfiguráveis**

As redes ópticas são compostas por dispositivos ópticos responsáveis pela transmissão, pela manutenção do sinal de informação na fibra óptica ao longo de sua propagação e a pela recepção da mensagem de informação no destino final. Os componentes e dispositivos ópticos presentes nestas redes possibilitam o compartilhamento da informação, permitindo a comunicação entre seus nós.

Após os canais ópticos serem agregados e transmitidos, ao longo da propagação na fibra óptica, devido a efeitos atenuativos, dispersivos e não-lineares proporcionados pela característica físicas da fibra de sílica sobre o sinal, o formato inicial dos pulsos ópticos é alterado, dificultando a recepção da informação.

O formato do pulso pode ser restaurado utilizando-se um regenerador optoeletrônico que promova a reamplificação, reformatação e retemporização (3R) do sinal para diversas taxas de transmissão [31] ou dispositivos ópticos que, em composição, promovem a reestruturação do pulso por meio de fonte de relógio óptica, amplificador óptico, fibra de alta não-linearidade e filtro óptico de banda passante [32].

A propriedade de reconfigurabilidade das redes ópticas de terceira geração é garantida pela instalação e manutenção de amplificadores ópticos e chaves ópticas, como ROADM e OXC, em diversos pontos da rede. Estes dispositivos são discutidos com mais detalhes nesta seção.

### 2.2.1 Transponders

Os *transponders* ópticos são subsistemas presentes na rede óptica que realizam a conversão do sinal de informação do cliente (IP, SONET/SDH, ...) em sinal óptico, cujo comprimento de onda, modulação, formato e composição assumem regras e padrões definidos por órgãos responsáveis (ITU [33], OIF [34]). A Fig. 2.6 ilustra a composição de um *transponder* composto por dois blocos principais. O primeiro bloco é dedicado a adição de quadros de controle (*framer*) e aplicação do controle de erro [35] (*forward error correction* - FEC). O segundo bloco corresponde a duas interfaces ópticas bidirecionais (transceptores), dedicadas a geração e recepção de sinais ópticos, sendo estes destinados/recebidos de enlaces ópticos WDM.

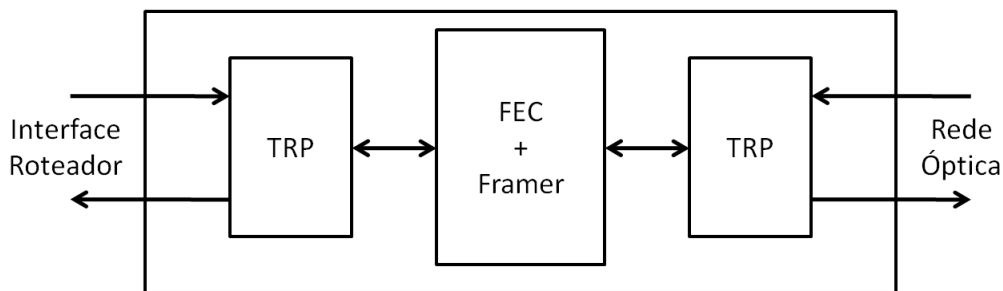


Fig. 2.6: Configuração padrão de um *transponder* composto por dois transceptores ópticos (TRP) [36].

Os *transponders* podem ser classificados em [37]:

- fixos: os quais emitem e recebem sinais ópticos em um comprimento de onda específico;
- sintonizáveis: emitem e recebem o sinal óptico em qualquer comprimento de onda presente na rede.

Como um equipamento terminal, cada *transponder* realiza a função de transmissão e recepção, sendo composto por dispositivos analógicos ou digitais, a exemplo modulador óptico, amplificadores

e circuitos de recuperação de relógio e dados (*clock and data recovery* - CDR). Há a adição de dispositivos que realizam a serialização/deserialização (SERDES), desempenhando a multiplexação e demultiplexação de quadros de dados de 2,5 GBit/s, por exemplo.

Dentre os primeiros *transponders* desenvolvidos, é possível identificar dois diferentes tipos [36]:

- *transponder* cliente: utilizado em transmissões curtas (tipicamente menor que 2 km);
- *transponder* WDM: utilizado em transmissões de maiores distâncias, promovendo uma interface com o enlace, operando em um determinado comprimento de onda.

Nos últimos anos, a primeira geração de *transponders* de modulação de intensidade e detecção direta tem sido desenvolvida para linha e cliente, utilizando o formato OTU-3 e OC-768 [33]. Estes *transponders* estão disponíveis comercialmente, com diferentes taxas (10 e 40 Gbit/s) e diferentes protocolos, promovendo novas funcionalidades e serviços [36]. O desenvolvimento de *transponders* para altas taxas (40 e 100 Gbit/s) apresenta dificuldades como [36]:

- necessidade de redução de consumo, atualmente em 25 W para 15 W;
- baixo custo (o custo de um *transponder* de taxa 40 Gbit/s deve ser substancialmente menor que o custo de quatro *transponders* de taxa 10 Gbit/s);
- maior eficiência espectral, promovendo a utilização de grades de 50 GHz de espaçamento e técnicas de modulação avançadas [38].

Os *transponders* são dispositivos que apresentam maior influência no que diz respeito aos custos numa rede óptica, de modo que a redução/otimização de seu uso na rede diminui consideravelmente o custo total de implementação da mesma [7].

### 2.2.2 Amplificador Óptico

A atenuação que os pulsos sofrem na fibra óptica é um dos mecanismos de degradação que limita a distância máxima de transmissão. Nas primeiras gerações de redes ópticas uma parcela dos nós instalados que constituem os sistemas de transmissão a longa distância, a amplificação dos sinais é realizada por repetidores optoeletrônicos, envolvendo a conversão dos sinais ópticos para sinais elétricos e, posteriormente, uma nova conversão para o domínio óptico. Estes repetidores são projetados para operarem em uma taxa de transmissão específica e não permitem alteração posterior. Por outro lado, os sistemas WDM requerem um repetidor dedicado para cada canal, o que os torna proibitivos em termos de custos, transparência, manutenção e confiabilidade dos sistemas [39].

A regeneração total de sinais, ou seja, regeneração 3R, além de amplificar o nível de potência, regenera a forma e a posição relativa dos pulsos dentro do intervalo temporal atribuído aos mesmos. A regeneração 3R é essencial em sistemas limitados pela dispersão. Porém, os sistemas limitados pela atenuação só requerem a amplificação do nível de potência dos pulsos (1R). Se a amplificação for realizada no domínio óptico, sem conversão para domínio elétrico, apresenta vantagens adicionais em relação aos repetidores optoeletrônicos. A amplificação óptica a fibra dopada com terras raras é independente das taxas de transmissão e tem uma elevada largura de banda óptica disponível [40], desta forma os sistemas podem ser atualizados somente pela troca do equipamento terminal.

Os amplificadores a fibra dopada com terras raras utilizam a propriedade natural dos elementos que os compõem para realizar a amplificação do sinal óptico, sendo responsável pela progressão tecnológica das redes ópticas a partir da segunda geração. A amplificação completamente no domínio óptico apresenta um menor consumo de energia, uma menor complexidade e uma maior flexibilidade quando comparada com a regeneração optoeletrônica. O EDFA constitui o amplificador mais utilizado na infraestrutura atual devido à sua versatilidade de produção, baixo custo e por realizar a amplificação do sinal óptico na janela de transmissão de 1550 nm. Outros amplificadores foram desenvolvidos utilizando a mesma propriedade observada no EDFA, como o amplificador óptico a fibra dopada com túlio (*thulium-doped fiber amplifier* - TDFA), utilizado para amplificação de sinais na faixa S e o amplificador óptico a fibra dopada com praseodímio (*praseodymium-doped fiber amplifier* - PDFA) utilizado para amplificação óptica próximo de 1300 nm (Fig. 2.7).

O projeto dos amplificadores a fibra dopada pode ser alterado com a finalidade de garantir o ganho de sinais em outras faixas, além daquela inicialmente considerada. Como exemplo, é possível utilizar o EDFA como amplificador além da banda C, provendo ganho a sinais com comprimentos de onda na banda L, conforme ilustra Fig. 2.7. Embora não utilize o mesmo princípio que os amplificadores a fibra dopada, a amplificação Raman [41] é utilizada ao longo da banda C. A amplificação híbrida (Raman + EDFA) é também utilizada para garantir melhor desempenho, promovendo amplificação na mesma banda de operação que o EDFA, entretanto, com uma baixa figura de ruído, garantindo maiores enlaces sem regeneração do sinal.

Os EDFAs realizam apenas amplificação do sinal, não compensando os efeitos da dispersão cromática, sendo por isso amplificadores classificados como 1R, em oposição aos regeneradores optoeletrônicos, classificados como 3R [42]. Entretanto, configurações de amplificadores de linha e dispositivos fotônicos, como fibra com dispersão deslocada (*dispersion compensating fiber* - DCF), traduzem-se em soluções para este tipo de problema. Maiores detalhes são apresentados no Capítulo 3.



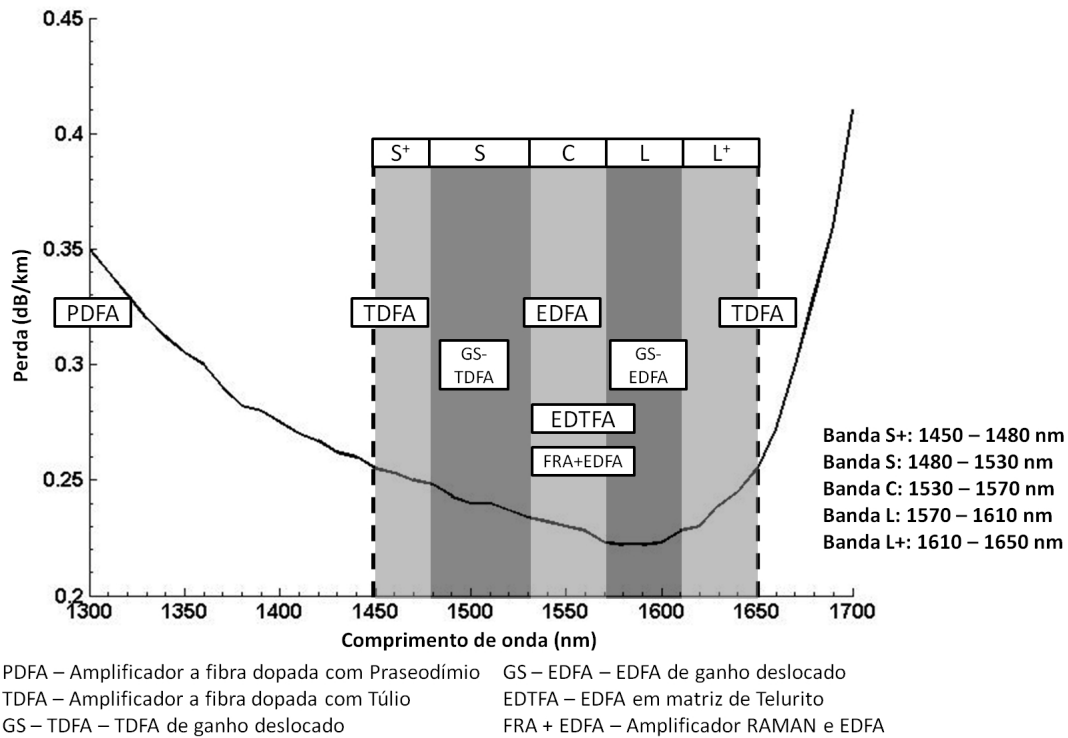


Fig. 2.7: Fibra com redução da influência do  $\text{OH}^-$  e a faixa espectral dos amplificadores ópticos utilizados em diversas faixas do espectro ópticos de baixa perda [22].

### 2.2.3 (R)OADM

A evolução das redes ópticas de primeira geração para topologias ópticas em malha ou em anel com utilização de tecnologia WDM requer nós que permitam o acesso local aos sinais no domínio óptico. Estes nós de extração e inserção de canais são blocos básicos nas arquiteturas das redes WDM e empregam configurações de transporte unidirecional ou bidirecional denominado multiplexador insere-deriva óptico (OADM) [43].

Os nós ópticos com funções de OADM são peças essenciais no processo de evolução das topologias das redes ópticas transparentes. A função principal destes nós é permitir o acesso local (extração e inserção) dos canais ópticos agregados no sinal propagante [44]. O número de canais ópticos utilizados localmente será inferior ao número de canais em trânsito, podendo a seleção do número e do comprimento de onda dos canais ser fixa ou configurável. Na sua versão mais simples, em termos de funcionalidades, há um componente óptico passivo e fixo que permite o acesso local a um único canal óptico. Na sua versão mais complexa, há um nó flexível e configurável em número e comprimentos de onda dos canais com possibilidade de gestão local.

Os OADM convencionais consistem em MUXs e DEMUXs ópticos, interligados por meio de padrões pré-definidos, de forma a realizar as operações de extração e inserção de canais numa forma

fixa [10]. Este tipo de OADM não tem a possibilidade de se rearranjar, limitando, por isso, a flexibilidade de reconfiguração das redes. Os OADMs reconfiguráveis (ROADM) podem realizar a reconfiguração de forma automática e remota da rede. Este tipo de configuração é realizada em OADM simples de maneira presencial (operador), elevando o custo de manutenção da rede [45].

O desenvolvimento de sistemas de comunicações ópticas baseados em fibra óptica e utilizando a tecnologia WDM promoveu a investigação e desenvolvimento de dispositivos ópticos integrados. Entre estes, as fibras com grade de Bragg atingiram uma maturidade que permite uma ampla utilização em sistemas comerciais. Uma das possíveis aplicações da FBG é como elemento de filtragem óptica, podendo ser utilizadas na implementação de um OADM [21]. A implementação de um OADM baseado em FBG e circuladores ópticos permite a realização de um elemento com baixas perdas, baixo custo e elevada rejeição espectral entre canais.

Os ROADMs são utilizados para adicionar ou remover canais ópticos do enlace em que estão inseridos, permitindo que a rede óptica seja reconfigurável de acordo com a necessidade da controladora da rede, cujo estímulo é provocado por clientes. Há, basicamente, duas formas de utilização do ROADM [45]:

- Adição/remoção de canais ópticos do enlace de comunicação, com arquitetura que pode assumir formatos lineares, em estrela ou em anel. Neste tipo de configuração apenas o controle da inserção ou remoção do canal óptico é importante, possibilitando atribuir características ao canal sob controle, com proteção contra falhas no enlace de comunicação [46]. Neste tipo de configuração, ROADMs com tecnologia PLC (*planar lightwave circuit*) são utilizados. Esta tecnologia adota o circuito integrado óptico em sílica, integrando vários componentes, tais como:
  - Atenuador óptico variável (*variable optical attenuator* - VOA): implementa a equalização dinâmica de energia óptica de cada canal;
  - Chaves ópticas: realizam o bloqueio/adição de canais ópticos no enlace;
  - AWGs: responsáveis por realizar a multiplexação e demultiplexação de canais,

Devido à integração, o PLC tornou-se uma das soluções ROADM de baixo custo [45].

- Interligação entre redes ópticas: com o controle de adição e remoção de canais em redes ópticas, surge a necessidade de controle de adição e remoção de canais entre redes ópticas. Em outras palavras, o controle da interligação do sistema de comunicação óptico, requer que o plano de controle responsável pelo controle de toda este sistema mantenha uma base de dados com informações de cada canal, possibilitando a comutação de informação sem a perda de re-

curtos e a reutilização de canais ópticos com níveis maiores de proteção da rede. Neste tipo de configuração, ROADMs com tecnologia WSS (*wavelength selective switch*) são utilizados [46].

Com base em plataformas MEMS (*micro-electro-mechanical systems*), LCOS (*liquid cristal on silicon*) ou LCD (*liquid crystal display*), os WSSs possuem ampla banda de operação e baixa dispersão, apresentando características definidas por comprimento de onda com base em porta incolores (*colorless*). O ROADM com base em WSS tem gradualmente se tornado o preferido para ROADM de mais de 4 graus [46].

Uma das vantagens da utilização de ROADMs sobre OXCs totalmente ópticos surge devido ao processo de integração dos componentes presentes no OXC, que insere atenuação elevada se comparada aos valores de atenuação observados no ROADM.

#### 2.2.4 OXC

As chaves OXCs permitem uma capacidade maior de organização de tráfego, podendo chavear seletivamente os comprimentos de onda entre enlaces distintos ligados ao OXC em uso [7]. A tecnologia WDM surge como a evolução natural para as redes ópticas de primeira geração, possibilitando um aumento da capacidade disponível nas infra-estruturas ópticas, bem como sua utilização gradual à medida das necessidades. Permitir várias portadoras ópticas na mesma fibra também possibilita otimizar a infra-estrutura compartilhando o mesmo meio físico.

Nos enlaces ópticos de segunda geração, o roteamento de sinais é realizado no domínio elétrico por meio da conversão do sinal óptico para o domínio elétrico e, após este ter sido encaminhado, convertido novamente para o domínio elétrico. Entretanto deseja-se que o roteamento de canais seja realizado diretamente no domínio óptico [47]. Dessa forma é necessária a adição de equipamentos para interligar várias portas de entrada com várias portas de saída, permitindo-se cruzar qualquer comprimento de onda de uma entrada para uma saída, com a possibilidade da inserção e remoção de canais e da conversão de comprimento de onda.

A introdução de funcionalidades completamente ópticas pode oferecer, em termos de desempenho e custos, uma solução vantajosa. Para concretizar o objetivo de uma rede óptica reconfigurável e multi-comprimento de onda, necessita-se o emprego de determinadas soluções, tais como os nós ópticos de extração e inserção de canais e os nós ópticos de roteamento de canais [48]. Estes nós permitem que as redes ópticas sejam reconfiguráveis, otimizando o tráfego e possibilitando funções de encaminhamento que simplificam o crescimento da rede e sua manutenção [49].

## 2.3 Limitantes da Transmissão Óptica

Antes do uso dos amplificadores ópticos em enlaces de comunicação, a transmissão em longa distância requeria regeneração periódica do sinal. A detecção e retransmissão do sinal compensava a perda e deformação do pulso observado ao longo da propagação na rota. Entretanto, o uso de EDFAs compensa apenas a atenuação, permitindo outros efeitos como a dispersão e efeitos não-lineares se acumularem ao longo do enlace.

Embora o uso de fibras compensadoras de dispersão em conjunto com amplificadores ópticos de linha possam ser utilizados para minimizar os efeitos da dispersão, vários efeitos não-lineares podem ser acumulados ao longo do enlace.

A constante de propagação descreve os efeitos observados no sinal durante sua propagação. Os efeitos lineares e não-lineares são dependentes do comprimento de onda do sinal de propagação. Sendo assim, há dificuldade em compensar o efeito, linear ou não-linear, igualmente para toda banda óptica de transmissão. A constante de propagação  $\beta_p$  ( $m^{-1}$ ) é, em geral, complexa e pode ser escrita como [50]:

$$\beta_p(w, P) = [\bar{n}(w) + \partial n_{NL}(w, P)] \left( \frac{w}{c} \right) + i \frac{\alpha(w)}{2}, \quad (2.1)$$

em que  $w$  ( $rad.s^{-1}$ ) é a frequência angular,  $P$  a potência de entrada,  $\bar{n}$  é o índice efetivo do modo,  $\alpha$  ( $m^{-1}$ ) é a constante de atenuação responsável pela perda da fibra e  $c$  ( $m.s^{-1}$ ) a velocidade da luz no vácuo. Os efeitos não-lineares são incluídos por meio de  $\partial n_{NL}$ , que representa uma pequena variação no índice de modo efetivo em função da potência óptica.

Os efeitos não-lineares podem ser reduzidos durante a transmissão [41]. A principal causa dos efeitos não-lineares em fibras ópticas é a potência do sinal, que, em pequenos níveis, não produz efeitos significativos, além de que estes efeitos requerem uma determinada distância de propagação para que a interação e acúmulo ocorram. Para tanto, é necessário utilizar sinais de baixa potência e dispositivos compensadores fotônicos. Maiores detalhes acerca destes efeitos é apresentada ao longo desta seção.

### Atenuação

Quando o sinal óptico propaga-se ao longo do enlace, torna-se atenuado devido ao espalhamento, à absorção e devido às impurezas contidas no material, entre outros efeitos. A atenuação é medida em dB, sendo proporcional ao comprimento da fibra. A atenuação da fibra ou perda da fibra é especificada em dB/km.

A fibra de sílica possui duas regiões de baixa atenuação, localizadas em 1310 nm e 1550 nm. Por estas regiões possuírem uma baixa atenuação, são utilizadas em sistemas de comunicação óptica.

As fibras monomodo possuem uma perda aproximada de 0,2 dB/km no comprimento 1550 nm e 0,4 dB/km em 1300 nm. Devido à perda em 1300 nm ser maior que a em 1550 nm, conforme se observa na Fig. 2.8, este comprimento de onda é utilizado preferencialmente para transmissão em longa distância.

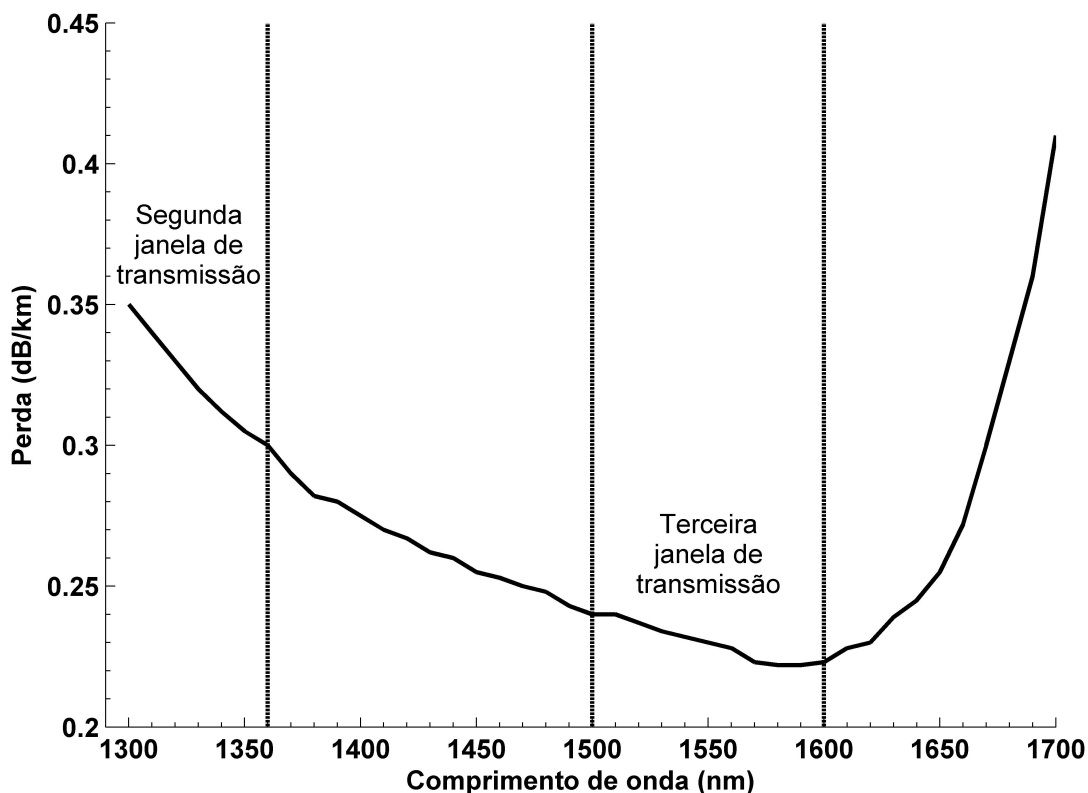


Fig. 2.8: Perfil de perda de uma amostra de fibra de sílica com redução da influência do  $\text{OH}^-$  [22].

Outra janela localiza-se em 850 nm, onde a perda é da ordem de 2,5 dB/km. Este comprimento de onda é utilizado em aplicações para pequenos enlaces devido ao baixo custo dos elementos transmissores e receptores nesta janela. A absorção é causada por três diferentes mecanismos [51] :

1. Absorção por defeitos atômicos da composição da fibra;
2. Absorção extrínseca devido a impurezas localizadas no material da matriz hospedeira;
3. Absorção intrínseca devido aos átomos básicos que constituem o material da fibra.

Para tornar possível a transmissão de sinal óptico em longos enlaces, primeiramente, utiliza-se a janela de 1550 nm para transmissão. Empregam-se, periodicamente espaçados, amplificadores ópticos para elevar a amplitude do sinal e reduzir a perda do sinal ao longo do enlace óptico.

## Dispersão

Diferentes componentes do sinal óptico propagam-se pela fibra com diferentes velocidades. Este fenômeno é conhecido como dispersão. Assim, quando um sinal óptico propaga-se pelo meio, pode ocorrer espalhamento do pulso de informação devido à dispersão.

Em particular, pulsos utilizados em sistemas digitais podem tornar-se longos devido à dispersão da fibra, denotada por  $\Delta\tau_d$  (s). Deseja-se manter o valor de  $\Delta\tau_d$  próximo à menor parcela da duração do bit,  $T$  (s), utilizando a seguinte regra:

$$\Delta\tau_d \leq \frac{1}{4}T \quad (2.2)$$

$$R_b \leq \frac{1}{4\Delta\tau_d} \quad (2.3)$$

em que  $R_b \equiv 1/T$  é a taxa de transmissão de informação (bps). Há três modos de dispersão que atuam no pulso óptico, de acordo com a característica do sinal.

A divisão deste pulso óptico em componentes independentes leva a uma propagação diferente para cada componente do sinal. No receptor, estas componentes são detectadas em diferentes instantes de tempo, levando ao alargamento do pulso óptico. A dispersão modal leva à distorção do pulso devido às diferentes formas de propagação do sinal ao longo da fibra. A diferença de tempo entre os componentes do sinal óptico é expressa por:

$$\Delta T = \frac{l n_1^2}{c n_2} \Delta, \quad \Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (2.4)$$

em que  $\Delta T$  representa a variação da duração de bit,  $L$  (m) é o comprimento da fibra,  $n_1$  e  $n_2$  os índices de refração do núcleo e da casca da fibra, respectivamente. Em (2.4) é observada que à medida que o sinal propaga-se na fibra, maior é a diferença de tempo entre as componentes do sinal óptico.

Observa-se, em (2.1), que o índice de refração efetivo do modo da fibra depende da frequência angular do sinal óptico. Como resultado, diferentes componentes espectrais propagam-se com diferentes velocidades de grupo ao longo do enlace, fenômeno conhecido como dispersão de velocidade de grupo (*group-velocity dispersion* - GVD). A região em 1550 nm possui um elevado valor de dispersão de velocidade de grupo, enquanto que, na região de 1300 nm, ela é aproximadamente nula. Na prática, a dispersão cromática é especificada como:

$$D = \frac{1}{L} \frac{\partial \tau_d}{\partial \lambda} \quad (2.5)$$

em que  $D$  (ps.nm<sup>-1</sup>.km<sup>-1</sup>) é conhecido como parâmetro de dispersão,  $\tau_d$  (ps) é o atraso de grupo e  $\lambda$  (nm) o comprimento de onda. Observa-se que a dispersão ao longo de enlace é dependente da largura

espectral da fonte. Caso a fonte transmita exatamente em um único comprimento de onda de largura infinitesimal, a dispersão cromática não afetará a propagação do sinal.

Outra fonte de dispersão óptica é a dispersão do modo de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD), causada pelas diferentes formas de propagação dos modos de polarização. Este efeito ocorre em fibra com núcleo de formato elíptico ou tração mecânica assimétrica. Estes fatores modificam o estado de polarização do campo elétrico do sinal óptico e possuem comportamento aleatório.

As fibras monomodo suportam dois estados ortogonais de polarização, sendo degenerados em vários aspectos, propagando-se com a mesma constante de propagação em uma dada frequência, caso a fibra apresente simetria cilíndrica. A principal consequência da birrefringência da fibra, ou seja, a existência de índices de refração diferentes para as duas componentes de polarização, é a quebra da igualdade dos modos de propagação tal que a constante é ligeiramente diferente para cada modo. Matematicamente,  $\beta_p$  (em 2.1) é diferente para os dois modos, pois o valor de  $\bar{n}$  não é idêntico para ambos. Representando os índices de refração por  $\bar{n}_x$  e  $\bar{n}_y$  para as componentes X e Y, respectivamente, a diferença  $\bar{n}_x - \bar{n}_y$  dá a medida da birrefringência [10, 51].

### **Espalhamento estimulado de Raman**

O espalhamento estimulado de Raman (*stimulated Raman scattering* - SRS) é um processo de espalhamento não-linear presente na fibra em que dois sinais ópticos interagem por meio de vibrações moleculares da matriz hospedeira. Os dois sinais ópticos são denominados de sinal de informação e sinal de bombeio, entretanto estes podem ser dois canais WDM do sistema de transmissão. Em determinados comprimentos de onda, o deslocamento de ganho Raman é próximo de 13 THz [10]. A potência óptica é transferida do canal de menor comprimento de onda (bombeio) para o canal de maior comprimento de onda (sinal de informação), causando perda de potência do sinal de bombeio e ganho do sinal de informação.

### **Espalhamento estimulado de Brillouin**

Outro processo de espalhamento na fibra óptica, conhecido como espalhamento estimulado de Brillouin (*stimulated Brillouin scattering* - SBS), ocorre quando dois sinais ópticos interagem por meio de ondas acústicas, com o primeiro sinal servindo como bombeio para o segundo sinal. Neste processo, o primeiro sinal propaga-se no sentido de recepção (co-propagante), entretanto o segundo sinal espalhado propaga-se no sentido do transmissor (contra-propagante). O deslocamento de ganho Brillouin é próximo de 10 MHz [10].

### Modulação de Fase

A origem dos efeitos de auto-modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM) e modulação de fase cruzada (*cross-phase modulation* - XPM) ocorrem devido à dependência do índice de refração de uma fibra óptica com a potência do sinal óptico [50]:

$$n = n_{linear} + \bar{n}_2 \left( \frac{P}{A_{eff}} \right) \quad (2.6)$$

em que  $\bar{n}_2$  ( $m^2 \cdot W^{-1}$ ) é o coeficiente de índice não-linear,  $n_{linear}$  é o índice de refração linear,  $P$  (W) a potência óptica e  $A_{eff}$  ( $m^2$ ) é a área da seção transversal. Embora a porção não-linear do índice é de apenas 1 parte em 10 bilhões, o índice de refração não-linear causa sérios efeitos que afetam os sistemas de transmissão ópticos de elevada distância e alta velocidade.

Sendo o índice de refração dependente da intensidade óptica do sinal de propagação, um pulso óptico observará a variação do índice de refração do meio num trecho do enlace, cujo comprimento é obtido a partir do ponto em que a potência óptica torna-se menor que valores de limiar [10].

Flutuações de potência óptica são convertidas em flutuações de fase. A variação de velocidade de grupo causa a dispersão do pulso óptico na fibra e limita a distância e a taxa de transmissão. Quando a modulação do próprio canal causa o efeito dispersivo de alargamento dos seus pulsos, tem-se o efeito não-linear da SPM. Por outro lado, quando os efeitos dispersivos nos pulsos de um determinado canal são causados pela variação da potência dos canais vizinhos, tem-se o efeito conhecido como XPM.

### Mistura de Quatro Ondas

O efeito não-linear de mistura de quatro ondas (*four wave mixing* - FWM) é a maior fonte de interferência entre canais no meio de transmissão em fibra quando dois ou mais sinais são transmitidos [10]. É importante observar que o efeito FWM ocorre quando dois sinais transmitidos, pouco espaçados, estão localizados próximos da região de dispersão zero do meio de transmissão. Estas condições existem caso os dois sinais transmitidos mantenham certos requerimentos de fase.

No nível fundamental, o efeito FWM pode ser visto como um processo de espalhamento em que dois fótons de energia  $\hbar\omega_1$  e  $\hbar\omega_2$ , sendo  $\hbar$  a constante reduzida de Planck, são convertidos na forma de dois novos fótons de energia  $\hbar\omega_3$  e  $\hbar\omega_4$ , desde que a energia total seja conservada. A consequência menos crítica, devido ao efeito FWM, é a perda de potência dos canais inicialmente transmitidos devido à transferência de potência para os novos canais gerados. O efeito FWM pode gerar novos sinais em frequências  $\omega_{FWM} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ , em que três sinais de frequência  $\omega_i$ ,  $\omega_j$  e  $\omega_k$  são co-propagantes [52].

Entretanto, o problema mais crítico gerado pelo FWM ocorre quando há três ou mais canais no sinal WDM, produzindo mais canais por composição das frequências. É possível que alguns



dos produtos possam aparecer no mesmo comprimento de onda de algum sinal transmitido. Para um sistema com  $M$  canais,  $i$ ,  $j$  e  $k$  variam entre 1 e  $M$ , resultando em uma larga combinação de frequência gerada por FWM. No caso de canais igualmente espaçados, a maior parte dos novos canais gerados coincidem com os atuais e interfere coerentemente com os sinais nestes canais. Quando este sinal é recuperado no receptor por meio de um filtro óptico, ambos sinais, sinal original e o produto de FWM, serão detectados. O sinal gerado pelo produto dos demais sinais possui modulação baseado na combinação dos demais, podendo causar interferência.

Quando os canais não são igualmente espaçados, a maioria das componentes FWM aparece entre os canais, cujas potências agem como ruído. Em ambas formas, ocorre a degradação do sinal, sendo esta mais severa quando os canais estão igualmente espaçados, pois há uma natureza coerente da interferência resultante.

# Capítulo 3

## Teoria e Descrição do EDFA

Os amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio serão discutidos de forma mais ampla neste capítulo. O histórico de desenvolvimento dos amplificadores é discutido, apresentando, com base na literatura, o estado da arte desta tecnologia. O mecanismo de amplificação de sinais ópticos utilizando amplificadores dopados com terras raras, em especial, o érbio, é abordado, assim como a modelagem matemática que descreve a interação entre o sinal óptico propagante e os íons presentes na fibra dopada. Os parâmetros que caracterizam o EDFA são descritos e apresentados resultados de um amplificador, com o intuito de exemplificar as aplicações em sistemas ópticos WDM. As formas comuns empregadas no controle automático de ganho são discutidas e apresentadas, assim como as topologias empregadas.

O estudo do mecanismo de amplificação em EDFAs é importante para o entendimento da geração da emissão espontânea amplificada, traduzindo-se em ruído nos sistemas de comunicações ópticas que utilizam EDFA. Com a análise qualitativa do processo de amplificação e, por conseguinte, geração de ruído, é possível entender o método proposto de correção de ganho em EDFA com controle eletrônico de ganho, que será apresentado no Capítulo 4.

### 3.1 Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio

A amplificação óptica é baseada na emissão estimulada. O primeiro trabalho que relaciona a emissão estimulada de energia data de 1905, quando Albert Einstein apresentou uma explicação aceita do efeito fotoelétrico até então observado. Trata-se da emissão de elétrons por um material, geralmente metálico, quando exposto a uma radiação eletromagnética de elevada energia (frequência suficientemente alta) [14].

Em uma tese não publicada de 1939, o engenheiro russo V. A. Fabrikant propôs a fabricação de um amplificador óptico, embora não apresentado [14]. C. H. Townes e A. L. Schawlow foram os

primeiros a realizarem a descrição do efeito de emissão estimulada para demonstração dos *masers* (*microwave amplified stimulated emission radiation*), em 1958 [53]. Townes e Schawlow, em seu livro *Microwave Spectroscopy*, e separadamente G. Gould, propuseram o princípio do laser, construído em 1960 por T. Maiman. Gould derivou a palavra laser de *light amplification by the stimulated emission of radiation* [14].

A primeira concepção de amplificador óptico no meio acadêmico foi introduzida em 1962 por J. E. Geusic e H. E. D. Scovil. Este experimento consistia de uma pequena barra de rubi que servia de meio ativo [21]. O sinal atravessa a barra sendo amplificado por meio da emissão estimulada dos íons do cristal de rubi, que, por sua vez, haviam sido excitados por uma lâmpada de xenônio que funcionava como fonte de bombeio, possuindo forma cilíndrica e colocada paralelamente à barra de rubi. Foram obtidos ganhos de aproximadamente 12 dB com este tipo de amplificador [14].

Os primeiros amplificadores ópticos a fibra foram obtidos em 1964 por E. Snitzer e C. J. Koester, ambos da *American Optical Company*, produzindo um amplificador óptico a fibra dopada com neodímio, amplificando sinais em 1060 nm. Este amplificador óptico foi o primeiro a utilizar fibra dopada produzida com uma estrutura de núcleo e casca capaz de confinar a luz propagante em seu núcleo, utilizando uma lâmpada de xenônio como fonte de bombeio. Neste mesmo ano, Snitzer e R. Woodcock montaram um laser em 1540 nm em vidro dopado com érbio e itérbio [54].

Estes trabalhos pioneiros demonstraram a potencialidade dos amplificadores ópticos. Entretanto, devido à elevada perda das fibras padrões daquela época, estas tecnologias não obtiveram o devido reconhecimento. De fato, as comunicações por fibras ópticas somente começaram após o desenvolvimento das fibras de baixas perdas nos anos 70 e das fibras monomodo nos anos 80.

O próximo passo foi o desenvolvimento do laser semiconductor. Snitzer e Koester utilizaram uma lâmpada como fonte de bombeio; entretanto, em 1974, J. Stone e C. Burrus, do Bell Labs, realizaram o bombeio de uma fibra multimodo dopada com neodímio com um diodo laser [14].

Na Universidade de Southampton, pesquisas eram realizadas em fibra ópticas desde a década de 60. O grupo de Southampton tinha qualificado vários especialistas em fibras e, em 1985, foi proposta a dopagem de fibras utilizando alguns elementos da família das terras raras. D. N. Payne iniciou uma série de pesquisas que culminaram em amplificadores ópticos e lasers de fibras dopadas com terras raras [14].

O primeiro elemento utilizado foi o neodímio. A preocupação inicial do grupo de pesquisadores era a de que a adição de impurezas poderia elevar a perda da fibra. Foi observado, entretanto, que os íons de terras raras não causavam o aumento da perda com a baixa dopagem utilizada. O amplificador a fibra dopada com érbio tornou-se um dispositivo prático no final da década de 80, após o desenvolvimento de diodos lasers capazes de bombear a fibra com alta potência, operando em 1480 ou 980 nm. Desta forma, em 1991, o EDFA já era um produto disponível comercialmente, porém

tendo seu contínuo desenvolvimento até os dias atuais.

Foi necessário que o desempenho do amplificador a fibra dopada com érbio obtivesse avanços com a finalidade de acomodar a capacidade requerida pelo sistema de comunicação óptico. Desta forma, para suportar um grande número de canais WDM, a banda do EDFA e os requerimentos de potência de saída tiveram que ser incrementados de forma proporcional [55]. A banda de amplificação foi, aproximadamente, duplicada com a utilização da banda L em EDFAs [55]. A elevada potência óptica dos canais, assim como a alta densidade dos canais na banda de transmissão, evidenciaram o *spectral hole-burning* (SHB) [2] e as não-linearidades características da fibra dopada com érbio [21, 56].

O SHB é responsável pela imprecisão na correção de ganho proporcionada pela técnica de controle totalmente óptico. Em outras palavras, quando a inserção ou remoção de canais acontece, o nível de ganho não volta a se estabilizar exatamente em seu valor inicial. O nível de ganho se estabelece em um valor maior ou menor que o inicial, dependendo se a potência na entrada diminui ou aumenta. No canal sobrevivente, o efeito de SHB aparece como um degrau no nível de potência de saída do EDFA, que representa a imprecisão no controle de ganho [2].

Estes efeitos degradam o desempenho do sinal óptico, devendo ser considerados durante o projeto do amplificador [21]. Elevados requisitos de desempenho do amplificador modificaram a descrição do EDFA de apenas um componente de ganho para um elemento composto por vários estágios, filtros, filtros equalizadores, controle de inclinação por meio de atenuadores ópticos, supressão dos transientes de potência [3] e compensadores de dispersão incorporados no estágio médio de amplificação [55].

## 3.2 Teoria Básica de Amplificadores

O meio físico onde ocorre o processo de amplificação no EDFA é a fibra dopada com érbio, liberando energia na forma de fótons, em uma região em torno de 1550 nm. Para que a fibra dopada com érbio seja capaz de realizar a amplificação de sinais em sua faixa de operação, é necessário que os íons de érbio, que compõem a sua estrutura, sejam excitados por meio da absorção de alguma forma de energia.

O espectro de absorção do érbio possui diversas faixas espectrais que podem ser utilizadas para o bombeio dos amplificadores. No entanto, por razões referentes ao mercado de lasers semicondutores, apenas duas destas faixas espectrais são utilizadas. Nestas faixas, os comprimentos de onda escolhidos situam-se em 980 e 1480 nm [21].

Um sistema de equações de taxa e propagação para um modelo de dois níveis que traduz o comportamento físico de interação entre a radiação de bombeio, elétrons presentes na fibra dopada e a radiação que passa através da fibra foi extensivamente utilizado para descrever o amplificador a fibra dopada com érbio [57]. Saleh *et al.* [58] e Sun *et al.* [59, 60] mostraram que a dependência em  $z$  das

equações propostas por Giles e Desurvire [57], sendo  $z$  definida como a coordenada longitudinal da fibra, possuem solução analítica em ambos os casos estático e dinâmico, desde que o termo contendo a contribuição do espectro de emissão espontâneo (ASE) e a perda da fibra sejam desconsiderados nas equações, sob um determinado conjunto de condições geralmente satisfeitas na prática por sistemas WDM.

Com estas aproximações, o ganho do amplificador mostrou-se dependente apenas do nível de inversão média do EDFA (fração dos íons de érbio no estado excitado), não com a distribuição detalhada dos íons excitados ao longo da fibra, um fato obtido quase simultaneamente por Sun *et al.* [60] e por Bononi e Rusch [61]. A dependência temporal do ganho é descrita nestes trabalhos por equações ordinárias diferenciais em nível médio de inversão, que, no estado estacionário, tornam-se equações transcendentais.

Não é possível realizar a predição da ASE e a influência da perda no comportamento do EDFA devido às limitações fundamentais das soluções analíticas das equações de taxa e propagação. No caso estático, é possível incluir estes efeitos quando utilizado o modelo de inversão média [62, 56], considerada uma excelente ferramenta para entendimento do comportamento físico, simulação e projeto de EDFA. Este modelo é capaz de descrever a resposta dos EDFAs às variações de potência de entrada e consistem de um conjunto de equações diferenciais com condições de contorno. O número destas equações aumenta significativamente no caso de uma transmissão WDM. Aliado a isto e, ainda, considerando-se as componentes espectrais de ASE contra- e co-propagantes, a solução para estes modelos se torna extensivamente longa, exigindo grande esforço computacional, especialmente quando sistemas com um grande número de EDFAs são analisados.

Este modelo estima a potência espectral de saída da ASE assumindo que a inversão é constante ao longo da fibra. Em outras palavras, é considerado que, em qualquer situação, o amplificador tem um nível médio de inversão, pois neste modelo a equação de propagação possui solução analítica, não sendo necessária integração numérica ao longo de  $z$  para o cálculo das potências de saída.

A validade desta aproximação foi estudada por Desurvire [56] que concluiu que, embora a diferença entre o espectro co-propagante e contra-propagante da ASE não seja predita, é possível determinar qualitativamente a auto-saturação do EDFA pela ASE.

### 3.2.1 Sistema de Níveis do Érbio

Os elementos das terras raras (TR), ou lantanídeos, são os quinze elementos que ocupam a penúltima fila da tabela periódica, do lântano (número atômico  $Z = 57$ ) ao lutécio ( $Z = 71$ ). As propriedades ópticas das TR, que possuem grande importância em aplicações como lasers e amplificadores, devem-se às camadas eletrônicas dos átomos destes elementos químicos. Estas propriedades ópticas resultam do fenômeno de contração das TR [63], devido ao comportamento dos elétrons no subnível 4f (ca-

mada eletrônica). As constantes mudanças de níveis de energia provocam um aumento da carga nuclear efetiva do átomo, resultando em uma blindagem não-usual dos elétrons 4f mais internos, à medida que o número atômico aumenta na série dos lantanídeos. Como resultado, os elétrons 4f possuem um raio atômico menor à medida que o número atômico eleva-se [64].

A denominação de íon é apenas um caso de nomenclatura, pois os lantanídeos são átomos balanceados. Os constantes saltos para níveis de energia vizinhos dos elétrons 4f torna estes orbitais temporariamente vazios, levando à idéia de perda de elétrons, originando a idéia de íon que, na verdade, não ocorre.

O  $\text{Nd}^{+3}$  (neodímio) e o  $\text{Pr}^{+3}$  (praseodímio) são outros elementos de TR frequentemente utilizados em aplicações fotônicas, satisfazendo os requisitos necessários para aplicações em dispositivos ópticos, como transição laser no intervalo de comprimento de onda em torno de 1310 nm, que corresponde à segunda janela de transmissão em comunicações ópticas. Outras características igualmente importantes referem-se ao tempo de vida de fluorescência longo, alta taxa de inversão de população e propriedades essencialmente radiativas.

Os níveis de energia do érbio e as respectivas transições entre os níveis são ilustrados na Fig. 3.1. O eixo vertical corresponde à energia em que são observadas as transições referentes à absorção, para bandas de bombeamento no visível e no infravermelho próximo, além das transições radiativas. Há duas formas de absorção ilustradas na Fig. 3.1: absorção do estado fundamental (*ground state absorption* - GSA), sendo transições iniciadas no nível fundamental; e absorção do estado excitado (*excited state absorption* - ESA), em que elétrons excitados por meio de GSA são levados a níveis de energia maiores.

### 3.2.2 Modelagem da Resposta do EDFA

A descrição do modelo clássico para um sistema de três níveis é apresentado e discutido na literatura [56, 21], identificando os mecanismos de amplificação dos sinais ópticos e cenários encontrados na aplicação dos EDFAs. Com a finalidade de apresentar uma modelagem do comportamento físico da amplificação óptica por meio de amplificadores a fibra dopada, um sistema de três níveis será abordado, discutindo-se as soluções obtidas em [58].

O sistema de três níveis de energia que descreve as interações entre os sinais ópticos que propagam na fibra e os íons presentes é ilustrado na Fig. 3.2. Por definição, o nível 1 é denominado de nível fundamental  $E_1$  ( $I_{15/2}^4$ ), o nível 2 de nível metaestável  $E_2$  ( $I_{13/2}^4$ ), caracterizado pelo tempo de vida radiativo  $\tau_{21}$  (s), e o nível 3 denominado de nível de bombeio  $E_3$  ( $I_{11/2}^4$ ). As características físicas da fibra, para esta análise, são consideradas constantes. O núcleo é simétrico e composto de vidro de sílica dopada com érbio com densidade  $N_0$  ( $\text{m}^{-3}$ ).

As transições ocorrem devido à absorção ou emissão de fótons dos sinais ópticos de bombeio e

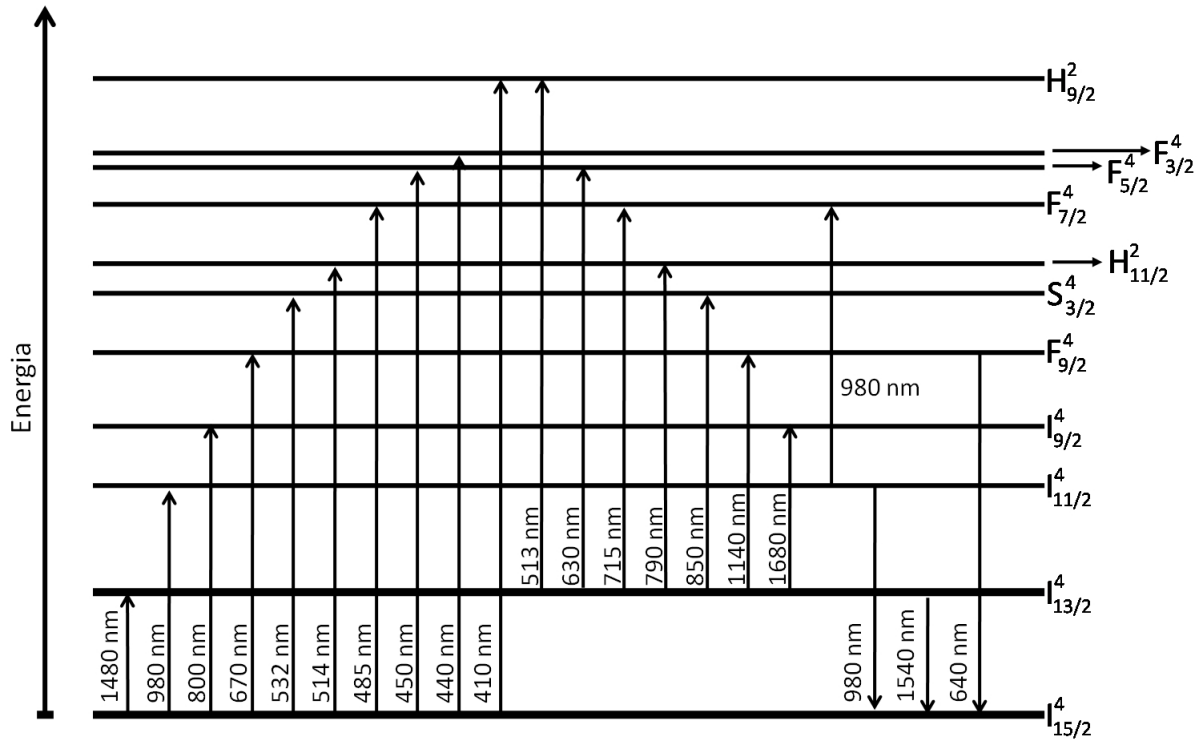


Fig. 3.1: Diagrama de níveis de energia do érbio, apresentando os sinais de absorção do estado fundamental, do estado excitado e os sinais de emissão com os correspondentes comprimentos de onda [56].

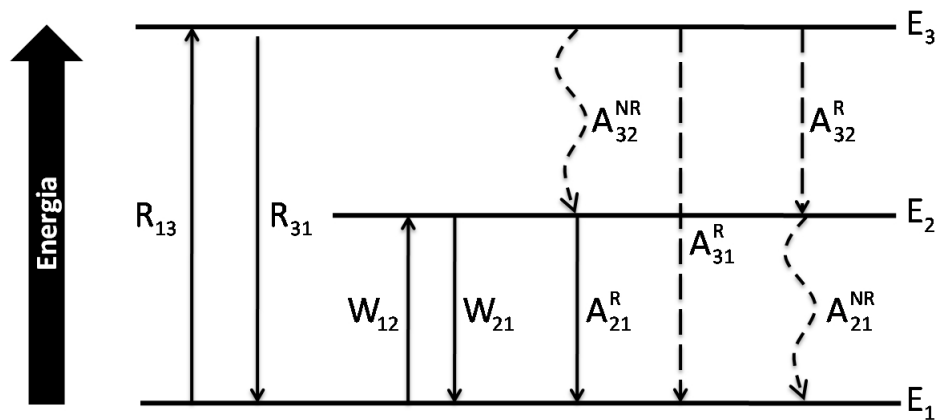


Fig. 3.2: Diagrama de níveis de energia correspondente ao sistema básico de três níveis para o érbio com laser de bombeio em 980 nm.

signal. Há três possíveis transições relativas ao sinal de bombeio. A primeira acontece quando os elétrons pertencentes ao  $E_1$  absorvem os fótons oriundos do sinal de bombeio, neste caso 980 nm, sendo excitados para o  $E_3$ . O segundo caso ocorre quando os elétrons presentes no  $E_3$  decaem para

o  $E_1$  de forma estimulada, emitindo um fóton na mesma direção e fase do sinal incidente, enquanto a terceira é o decaimento espontâneo dos elétrons do  $E_3$  para o  $E_1$ , gerando fótons de direção e fase aleatória. Estas transições estão representadas na Fig. 3.2 pelas taxas de absorção de bombeio  $R_{13}$  ( $s^{-1}$ ), de emissão estimulada de bombeio  $R_{31}$  ( $s^{-1}$ ) e de emissão espontânea radiativa de bombeio  $A_{31}^R$  ( $s^{-1}$ ), respectivamente. As taxas de absorção de bombeio  $R_{13}$  e da emissão estimulada de bombeio  $R_{31}$  são expressas por:

$$R_{13} = \phi_p \sigma_p^a \quad (3.1)$$

$$R_{31} = \phi_p \sigma_p^e, \quad (3.2)$$

em que  $\phi_p$  ( $m^{-2}.s^{-1}$ ) é o fluxo de bombeio,  $\sigma_p^a$  ( $m^2$ ) a seção transversal de absorção de bombeio e  $\sigma_p^e$  ( $m^2$ ) a seção transversal de emissão de bombeio (estimulada).

A seção transversal quantifica a habilidade de um íon em absorver e emitir luz. Intuitivamente, a seção transversal de absorção ( $\sigma^a$ ) pode ser pensada como uma espécie de zona alvo que intercepta um fluxo luminoso e captura os fótons que fluem neste. A seção transversal de emissão ( $\sigma^e$ ) pode ser considerada de maneira semelhante. De uma forma simples, uma seção transversal de uma particular transição entre dois estados de um íon representa a probabilidade para esta transição ocorrer com a concorrência de emissão e absorção da luz.

De forma semelhante, para as transições que envolvem o comprimento de onda do sinal transmitido, pode-se identificar a absorção do sinal, representada pela taxa de absorção de sinal  $W_{12}$  ( $s^{-1}$ ), a emissão estimulada de sinal, representada pela taxa de emissão estimulada de sinal  $W_{21}$  ( $s^{-1}$ ) e a emissão espontânea de sinal, representada pela taxa de emissão espontânea de sinal de forma radiativa  $A_{21}^R$  ( $s^{-1}$ ) e não-radiativa  $A_{21}^{NR}$  ( $s^{-1}$ ). As taxas de absorção e emissão estimulada de sinal podem ser representadas por:

$$W_{12} = \phi_s \sigma_s^a \quad (3.3)$$

$$W_{21} = \phi_s \sigma_s^e. \quad (3.4)$$

em que  $\phi_s$  ( $m^{-2}.s^{-1}$ ) é o fluxo de sinal,  $\sigma_s^a$  ( $m^2$ ) a seção transversal de absorção de sinal e  $\sigma_s^e$  ( $m^2$ ) a seção transversal de emissão de sinal (estimulada).

Tomando-se a densidade total de íons de érbio no núcleo da fibra, tem-se:

$$N_0 = N_1 + N_2 + N_3, \quad (3.5)$$

em que  $N_1$ ,  $N_2$  e  $N_3$  representam a densidade de portadores nos estados de energia fundamental, metaestável e de bombeio, respectivamente. Como ilustrado na Fig. 3.2, existem duas possibilidades



para o decaimento espontâneo dos elétrons de  $E_3$ : o decaimento não-radiativo e o decaimento radiativo. As taxas de emissão espontânea radiativa e não-radiativa são definidas como  $A_3^R$  ( $s^{-1}$ ) e  $A_3^{NR}$  ( $s^{-1}$ ), respectivamente, e expressas por:

$$A_3^R = A_{32}^R + A_{31}^R \quad (3.6)$$

$$A_3^{NR} = A_{32}^{NR}. \quad (3.7)$$

A taxa de decaimento radiativo total do nível  $I_{11/2}^4$  é  $A_{31}^R + A_{32}^R \approx 125 s^{-1}$  [56], correspondendo a um tempo de vida médio radiativo para o nível 3 de:

$$\tau_{I_{11/2}^4} = \frac{1}{A_{31}^R + A_{32}^R} = 8 \text{ ms}. \quad (3.8)$$

A eficiência quântica radiativa correspondente ao nível 3 na fibra de sílica dopada com érbio é [56]:

$$\xi_{I_{11/2}^4} = \frac{A_{31}^R + A_{32}^R}{A_{31}^R + A_{32}^R + A_{32}^{NR}} \times 100 = 0,22\%, \quad (3.9)$$

em que  $A_{32}^{NR} = 5,53 \times 10^4 s^{-1}$ . Neste caso, a taxa de decaimento de fónons é muito maior que a taxa de decaimento radiativo e a transição entre os níveis 3 e 2 é essencialmente não-radiativa. A transição  $I_{13/2}^4 - I_{15/2}^4$ , próxima de 1530 nm, no  $Er^{+3}$ , é essencialmente radiativa ( $A_{21}^{NR} = 0,067 s^{-1}$ ) [56], sendo a taxa de decaimento radiativo do nível  $I_{13/2}^4$  igual a  $A_{21}^R \approx 100 s^{-1}$ , que corresponde a um tempo de vida:

$$\tau_{21} = \tau = \frac{1}{A_{21}^R} \approx 10 \text{ ms}. \quad (3.10)$$

A eficiência quântica radiativa da transição entre o nível  $I_{13/2}^4$  e  $I_{15/2}^4$  é:

$$\xi_{21} = \frac{A_{21}^R}{A_{21}^R + A_{21}^{NR}} \times 100 = 99,93\%. \quad (3.11)$$

Desta forma,  $A_{32}^{NR} \gg A_3^R$  e  $A_3^R \cong 0$ . Se a taxa de emissão espontânea total do nível 3,  $A_3$  ( $s^{-1}$ ), for definida como  $A_3 = A_3^{NR} + A_3^R$ , tem-se:

$$A_3 \cong A_{32}^{NR} = A_{32}, \quad (3.12)$$

em que o índice NR foi descartado pelo fato da emissão não-radiativa ser a transição predominante. De forma análoga, a taxa de emissão espontânea total do nível 2 é dada por  $A_2 = A_{21}^{NR} + A_{21}^R$ . O termo  $A_{21}^{NR}$  pode ser desconsiderado, de forma que:

$$A_2 \cong A_{21}^R = A_{21}, \quad (3.13)$$

em que o índice R foi desconsiderado pelo fato da emissão radiativa ser a transição predominante. A taxa de emissão espontânea radiativa do nível 2 é a principal fonte de ruído dos EDFAs, denominada de emissão espontânea amplificada, tratada com mais detalhes no Capítulo 4.

De acordo com a descrição do sistema de três níveis do érbio e lembrando-se que a densidade de átomos no interior do núcleo é considerada constante ao longo da fibra dopada, ou seja, considerando a fibra com perfil homogêneo, além de tomar como base a Fig. 3.2, podem-se obter as equações de taxa para o sistema de três níveis de energia que estão envolvidos no mecanismo de amplificação [56, 1]:

$$\frac{dN_1}{dt} = -R_{13}N_1 + R_{31}N_3 - W_{12}N_1 + W_{21}N_2 + A_{21}N_2 \quad (3.14)$$

$$\frac{dN_2}{dt} = W_{12}N_1 - W_{21}N_2 - A_{21}N_2 + A_{32}N_3 \quad (3.15)$$

$$\frac{dN_3}{dt} = R_{13}N_1 - R_{31}N_3 - A_{32}N_3. \quad (3.16)$$

Em (3.14), observa-se que a variação temporal da densidade de íons do nível 1 diminui com a absorção dos fótons do bombeio,  $R_{13}N_1$  ou  $\phi_p\sigma_p^a N_1$ , de acordo com (3.1), e do sinal,  $W_{12}N_1$  ou  $\phi_s\sigma_s^a N_1$ , de acordo com (3.3), porém, aumenta com os decaimentos estimulado do bombeio,  $R_{31}N_3$  ou  $\phi_p\sigma_p^e N_1$ , de acordo com (3.2), e do sinal,  $W_{21}N_2$  ou  $\phi_s\sigma_s^e N_2$ , de acordo com (3.4), e com o decaimento espontâneo do nível 2,  $A_{21}N_2$ .

Em (3.15), a variação temporal da densidade de íons do nível 2 aumenta devido às emissões espontâneas não-radiativas do nível 3 para o nível 2 ( $A_{32}N_3$ ) e à absorção do sinal que se propaga pela fibra dopada ( $W_{12}N_1$ ). Por outro lado, as emissões espontâneas do nível 2 para o nível 1 ( $A_{21}N_2$ ) e as emissões estimuladas pelo sinal ( $W_{21}N_2$ ) contribuem de forma inversa para a variação dos portadores do nível 2. Por fim, em (3.16), a variação temporal dos portadores do nível 3 sofre um acréscimo devido a presença dos portadores excitados pelo bombeio ( $R_{13}N_1$ ), porém, decai devido às emissões espontâneas no comprimento de onda de bombeio ( $R_{31}N_3$ ) e às emissões não-radiativas do nível 3 para o nível 2 ( $A_{32}N_3$ ) [1].

Devido ao tempo longo de fluorescência das fibras dopadas com érbio, a descrição da maior parte das propriedades dos EDFAs pode ser feita a partir da solução de estado estacionário, que corresponde à situação em que as populações são invariantes no tempo, ou seja:

$$\frac{dN_1}{dt} = \frac{dN_2}{dt} = \frac{dN_3}{dt} = 0. \quad (3.17)$$

A partir das Expressões (3.15) e (3.16), tem-se:

$$W_{12}N_1 - \left( W_{12} + \frac{1}{\tau} \right) N_2 + A_{32}N_3 = 0 \quad (3.18)$$

$$R_{13}N_1 - (R_{31} + A_{32}) N_3 = 0. \quad (3.19)$$

Considerando que  $N_3 = N_0 - N_2 - N_1$ , é possível obter expressões para  $N_1$  e  $N_2$  a partir das expressões (3.18) e (3.19) escritas em termos de  $N_0$ . Portanto [56]:

$$N_1 = N_0 \frac{(1 + W_{12}\tau) \left( 1 + \frac{R_{13}}{A_{32}} \right)}{(1 + W_{12}\tau) \left( 1 + \frac{R_{13}+R_{31}}{A_{32}} \right) + W_{12}\tau \left( 1 + \frac{R_{31}}{A_{32}} \right) + R_{13}\tau} \quad (3.20)$$

$$N_2 = N_0 \frac{R_{13}\tau + W_{12}\tau \left( 1 + \frac{R_{13}}{A_{32}} \right)}{(1 + W_{21}\tau) \left( 1 + \frac{R_{13}+R_{31}}{A_{32}} \right) + W_{12}\tau \left( 1 + \frac{R_{31}}{A_{32}} \right) + R_{13}\tau}. \quad (3.21)$$

Supondo que a taxa de decaimento  $A_{32}$  prevalece sobre as taxas de bombeio entre os níveis 1 e 3, ou seja,  $A_{32} \gg R_{13,31}$ , tem-se que  $N_3 = N_0 - N_1 - N_2 \approx 0$ . Desta maneira, as expressões (3.20) e (3.21) são simplificadas para:

$$N_1 = N_0 \frac{1 + W_{21}\tau}{1 + R_{13}\tau + W_{21}\tau + W_{12}\tau} \quad (3.22)$$

$$N_2 = N_0 \frac{R_{13}\tau + W_{12}\tau}{1 + R_{13}\tau + W_{21}\tau + W_{12}\tau}. \quad (3.23)$$

Utilizando as expressões (3.22) e (3.23), é possível obter a inversão de população dada por:

$$N_2 - N_1 = N_0 \frac{(R_{13}\tau + W_{12}\tau) - (1 + W_{21}\tau)}{1 + R_{13}\tau + W_{21}\tau + W_{12}\tau}. \quad (3.24)$$

A condição para inversão de população e, então, a possibilidade de ganho entre as transições do nível 2 para nível 1, assumindo que não haja perda, é que  $N_2 \geq N_1$ . Considerando que  $W_{12} \approx W_{21}$  [21], então, o limite de ganho corresponde a  $N_1 = N_2$  e o resultado segue a seguinte expressão para o fluxo de bombeio requerido:

$$\phi_p^{thr} = \frac{1}{\sigma_p^a \tau}. \quad (3.25)$$

Na situação de pequenos sinais, ou seja,  $R_{13} \gg W_{12}$ , a densidade de íons do nível 1, expressa pela variável  $N_1$ , é desprezível frente à densidade do nível 2. O nível de inversão, neste caso, é proporcional apenas à taxa de bombeio. É possível obter, quantitativamente, o nível de inversão de população por [21]:

$$\frac{N_2 - N_1}{N_0} = \frac{\phi_p^a - 1}{\phi_p^a + 1} \quad (3.26)$$

em que  $\phi_p^a = \phi_p^a / \phi_p^{thr}$ . A Fig. 3.3 ilustra o nível de inversão de população, expresso por (3.26). Abaixo do limiar de fluxo de bombeio requerido, a inversão é negativa, enquanto acima do fluxo necessário, a inversão é positiva. Quando a inversão é negativa, há mais transições de absorção que transições de emissão no comprimento de onda do sinal, obtendo-se um ganho negativo, ou seja, atenuação. De maneira contrária, quando a inversão é positiva, o sinal acumula ganho positivo como se estivesse passando através de um meio ativo (assumindo que não haja perdas).

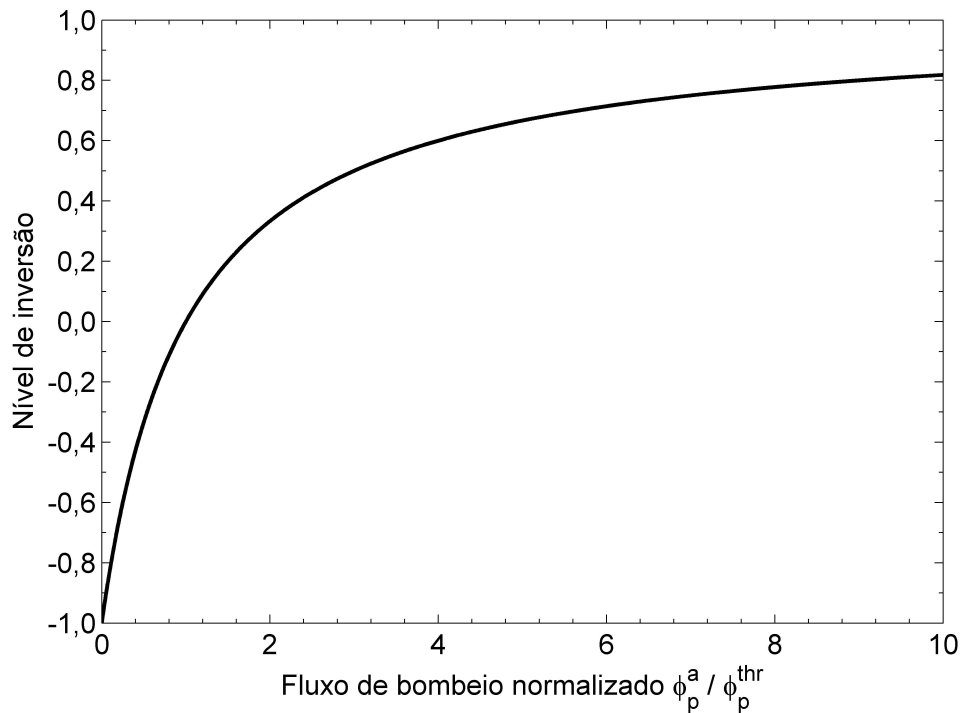


Fig. 3.3: Nível de inversão de população  $(N_2 - N_1) / N_0$  em um sistema de três níveis [21].

Um efeito possível ocorrente que leva à diminuição da eficiência de bombeamento é a absorção do estado excitado. Neste efeito, os elétrons são absorvidos do nível metaestável, mais povoado devido à inversão de população, e lançados para níveis de energia superior. Entre os comprimentos de onda de bombeio em que o efeito de absorção do estado excitado é normalmente desprezado, estão 532 e 980 nm.

A intensidade de bombeio  $I_p$  ( $\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$ ), é expressa por:

$$I_p = h\nu_p \phi_p^a, \quad (3.27)$$

sendo  $h$  (J.s) a constante de Plack e  $\nu_p$  a frequência do sinal de bombeio ( $s^{-1}$ ). O limiar de intensidade de bombeio é expresso por [21]:

$$I_{thr} = \frac{h\nu_p}{\sigma_p^a \tau}. \quad (3.28)$$

Esta expressão descreve as condições para baixas intensidades de bombeio. Quanto maior  $\sigma_p^a$ , maior a probabilidade de que um fóton de bombeio seja absorvido, sendo necessário um baixo número de fótons para garantir a inversão. Quanto maior  $\tau$ , mais tempo a energia, oriunda de fótons de bombeio, permanece armazenada no nível 2 e, como resultado, menor o número de fótons por unidade de tempo necessário para manter a inversão de população. Desta forma, um valor elevado da seção transversal de absorção de bombeio e um longo tempo de nível metaestável são necessários para garantir um baixo valor de intensidade de bombeio para que a fibra dopada seja transparente (3.28).

Do modelo de Y. Sun [59], as equações de taxa que descrevem a variação da densidade de íons de érbio, envolvendo os três níveis de energia, pode ser reduzida a uma única equação diferencial ordinária. Considerando a propagação ao longo da fibra nas duas direções, a taxa de variação da densidade dos íons de érbio no nível 2 pode ser expressa por [60, 65]:

$$\frac{\partial n_2(z, t)}{\partial t} = -\frac{n_2(z, t)}{\tau} - \frac{1}{N_0 S} \sum_{i=1}^V [(\alpha_i^e + \alpha_i^a) n_2(z, t) - \alpha_i^a] p_i(z, t) \quad (3.29)$$

em que  $n_2(z, t)$  é a população normalizada de íons de érbio no nível 2, no ponto  $z$  da fibra, no tempo  $t$ ,  $S$  ( $m^2$ ) a área dopada de fibra,  $i$  o  $i$ -ésimo comprimento de onda que compõem o sinal,  $\alpha_i^e$  ( $m^{-1}$ ) e  $\alpha_i^a$  ( $m^{-1}$ ) os coeficientes de emissão e absorção da fibra de érbio para o  $i$ -ésimo comprimento de onda e  $p_i(z, t)$  a potência óptica do  $i$ -ésimo comprimento de onda, expressa em unidades de fótons por unidade de tempo ( $s^{-1}$ ). O sinal óptico incidente é composto de  $V$  canais com diferentes comprimentos de onda.

A equação de propagação que descreve o comportamento do nível de potência do sinal ao longo da fibra dopada com érbio é [65]:

$$\frac{\partial p_i(z, t)}{\partial z} = u_i \{[(\alpha_i^e + \alpha_i^a) n_2(z, t) - \alpha_i^a - \alpha] p_i(z, t) + 2\alpha_i^e \Delta\nu n_2(z, t)\} \quad (3.30)$$

sendo  $\Delta\nu$  ( $s^{-1}$ ) o intervalo de frequência entre dois comprimentos de onda consecutivos considerado no modelo e  $u_i$  a função sinal que indica a direção de propagação,  $u_i = 1$  para direção co-propagante e  $u_i = -1$  quando contra-propagante. Considerando, inicialmente,  $\alpha$  nula, a (3.29) é reescrita com a utilização de (3.30) como [65]:

$$\frac{\partial n_2(z, t)}{\partial t} = -\frac{n_2(t)}{\tau} - \frac{1}{N_0 SL} \sum_{i=1}^M \{ p_i^{in}(t) [G_i(t) - 1] + 2n_{sp} [G_i(t) - 1] \Delta\nu - 2\alpha_i^e \Delta\nu n_2(t) L \}, \quad (3.31)$$

em que  $n_{sp}$  é o fator de emissão espontânea, que será melhor definido no Capítulo 4,  $p_i^{in}(t)$  é a potência de entrada do  $i$ -ésimo comprimento de onda, expresso em unidades de fótons por unidade de tempo ( $s^{-1}$ ), e  $G_i(t)$  é o ganho do  $i$ -ésimo comprimento de onda, sendo o ganho expresso por:

$$G_i(t) = \exp \{ [(\alpha_i^e + \alpha_i^a) n_2(t) - \alpha_i^a - \alpha] L \}. \quad (3.32)$$

A Expressão (3.31) foi pela primeira vez apresentada em [65] e possui quatro termos que contribuem para descrição do comportamento do sinal ao longo da propagação na fibra. O termo  $\frac{n_2(t)}{\tau}$  representa o decaimento espontâneo dos íons do nível 2, representado fisicamente pela emissão de fótons por unidade de tempo em direção e fase aleatória devido à emissão espontânea.

O termo seguinte envolve o nível de sinal de entrada, sendo primeiramente apresentado por Sun *et al.* [59]. Quando a ASE é desconsiderada do modelo, a solução analítica da equação de taxa é representada apenas pelos dois primeiros termos de (3.31).

O termo  $2n_{sp} [G_i(t) - 1] \Delta\nu$  incorpora a influência da ASE no modelo do EDFA [61]. A validação experimental do modelo dinâmico, que inclui a solução da equação de taxa dos três primeiros termos de (3.31), sem a inclusão do último termo, foi estudado por Dimopolos [66]. Para situações de ordem prática, particularmente, para operação do EDFA em condições de multicanal, o modelo que considera apenas os três primeiros termos de (3.31) descreve o comportamento dinâmico do EDFA com grande precisão, obtendo-se erros menores que 0,5 dB [65].

O termo  $2\alpha_i^e \Delta\nu n_2(t) L$  representa o número total de fótons por unidade de tempo, incluindo os fótons emitidos de forma espontânea, emitidos na direção dos modos guiados. Este termo subtrai, do valor absoluto, o termo de decaimento espontâneo ( $\frac{n_2(t)}{\tau}$ ), aqueles fótons que, embora emitidos espontaneamente, são acoplados aos modos guiados da fibra e são medidos como parte do sinal de saída.

Considerando a parcela de perda em (3.29) e (3.30) torna-se possível obter uma nova solução da equação de taxa, desta vez, considerando os fatores de emissão espontânea e perda juntos. Assim, tem-se que [65]:

$$\frac{\partial n_2(z, t)}{\partial t} = (\dots) - \frac{\alpha}{N_0 SL} \sum_{i=1}^V \left\{ \frac{p_i^{in}(t)}{\ln [G_i(t)]} [G_i(t) - 1] L + 2n_{sp} \Delta\nu L \left[ \frac{G_i(t) - 1}{\ln [G_i(t)]} - 1 \right] \right\}, \quad (3.33)$$

em que (...) representa o termo à direita de (3.31).

Dois novos termos aparecem na solução analítica da equação de taxa quando a perda da fibra dopada com érbio é considerada. O primeiro novo termo representa o número de fótons de sinal e bombeio perdidos por unidade de tempo devido à atenuação, denominado de tempo de perda de sinal e bombeio. O segundo novo termo representa o número de fótons de ASE perdidos por unidade de tempo devido à atenuação, denominado de tempo de perda de ASE.

A contribuição destes termos à  $\frac{\partial n_2(z,t)}{\partial t}$  é sempre negativa devido à subtração dos fótons do sinal de entrada que, embora estando na fibra dopada com érbio, são absorvidos sem excitar os íons. Caso estes termos não sejam considerados, um número errôneo de fótons de entrada que não são medidos na saída do processo de amplificação são considerados como fótons absorvidos pelos íons de érbio populando o nível 2.

A contribuição da perda a  $\frac{\partial n_2(z,t)}{\partial t}$  é ilustrada na Fig. 3.4, que mostra a resposta transiente de uma operação de adição e remoção de canal óptico em condições WDM de um EDFA com 20 m de fibra. São consideradas as seções transversais para fibra padrão de sílica dopada com érbio. Utiliza-se, primeiramente, um bombeio de potência 100 mW em 980 nm e, em seguida, em 1480 nm. Um sinal fixo de entrada de 600  $\mu$ W em 1539,6 nm e um sinal que é removido, localizado em 1549,2 nm com 1,8 mW de potência, que representa a retirada de três canais ópticos de 600  $\mu$ W, são consideradas nesta análise. Observa-se que, na soma dos fatores de (3.33), os termos adicionados devido à inserção da perda na equação de taxa influenciam os resultados da simulação do comportamento do amplificador [65].

Observa-se um ganho maior do sinal quando utilizado um bombeio de 980 nm. Este fenômeno ocorre devido à inversão de população do érbio maior em 980 nm que em 1480 nm. Há uma inversão incompleta para o bombeio em 1480 nm, mesmo em elevados valores, devido à seção transversal de emissão, neste comprimento de onda, ser diferente de zero em 1480 nm, drenando uma parcela da população.

### 3.2.3 Parâmetros Fundamentais

O desempenho de um amplificador óptico para sistemas ópticos de nova geração é descrito por cinco parâmetros que relacionam todos os componentes utilizados em seu projeto, sendo de fundamental importância para caracterização deste, para aplicação em redes ópticas de nova geração: o ganho, a eficiência de ganho, a figura de ruído, a potência de saída e a faixa dinâmica de trabalho. Estes parâmetros são descritos de forma mais específica nesta seção.

### Ganho

O ganho óptico é definido como a razão entre as potências de sinal de saída e de entrada, no modo fundamental. O cálculo do ganho de um amplificador óptico (dB) é definido como 10 vezes o logaritmo da razão entre as potências do sinal na saída e na entrada do amplificador [21]:

$$G(\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right), \quad (3.34)$$

em que  $P_{out}$  representa a potência do sinal na saída e  $P_{in}$  a potência do sinal na entrada do amplificador, em unidades lineares. Como ilustra a Fig. 3.5, para potências de entrada abaixo de um determinado nível, o ganho do amplificador é, praticamente, constante. A região em que isto ocorre é denominada de região de operação linear do amplificador, sendo o ganho nesta região chamado de ganho de pequeno sinal. Com o aumento da potência de entrada, o ganho começa a diminuir devido ao efeito de saturação.

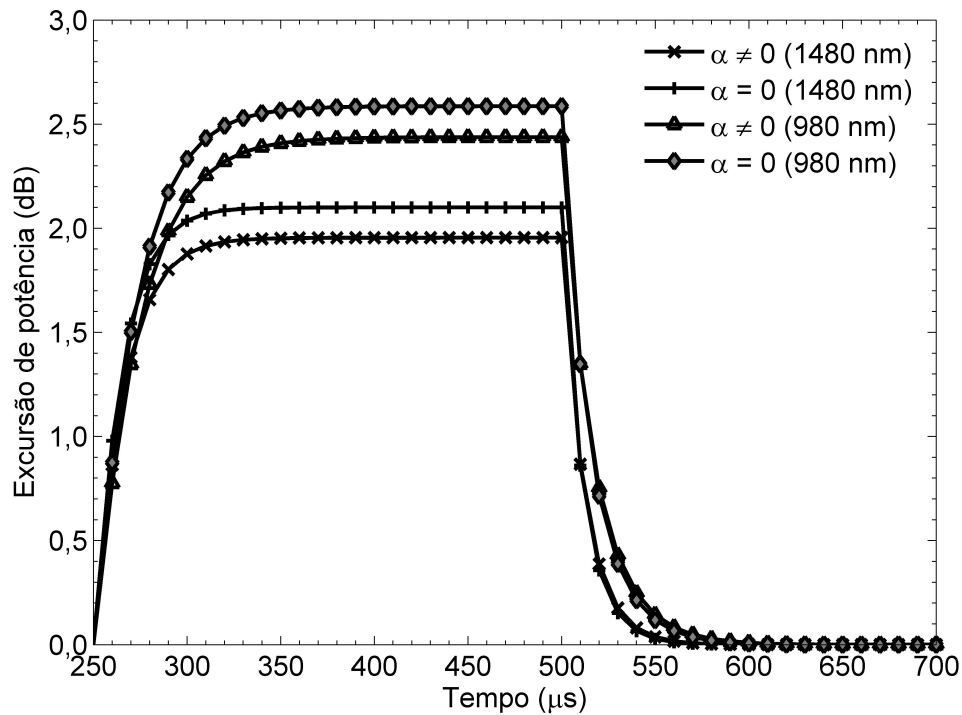


Fig. 3.4: Excursão de potência do canal sobrevivente em um sistema WDM, quando três canais de mesma potência são retirados em um EDFA com 20 m de comprimento de fibra [65].

O ganho na região de saturação não é utilizado como parâmetro básico de referência para o amplificador, já que se torna fortemente dependente da potência de entrada. Portanto, quando o valor do ganho de um EDFA é fornecido pelo fabricante, ou referenciado sem outra informação adicional, este corresponde ao valor do ganho de pequeno sinal, pois este parâmetro é independente do nível de



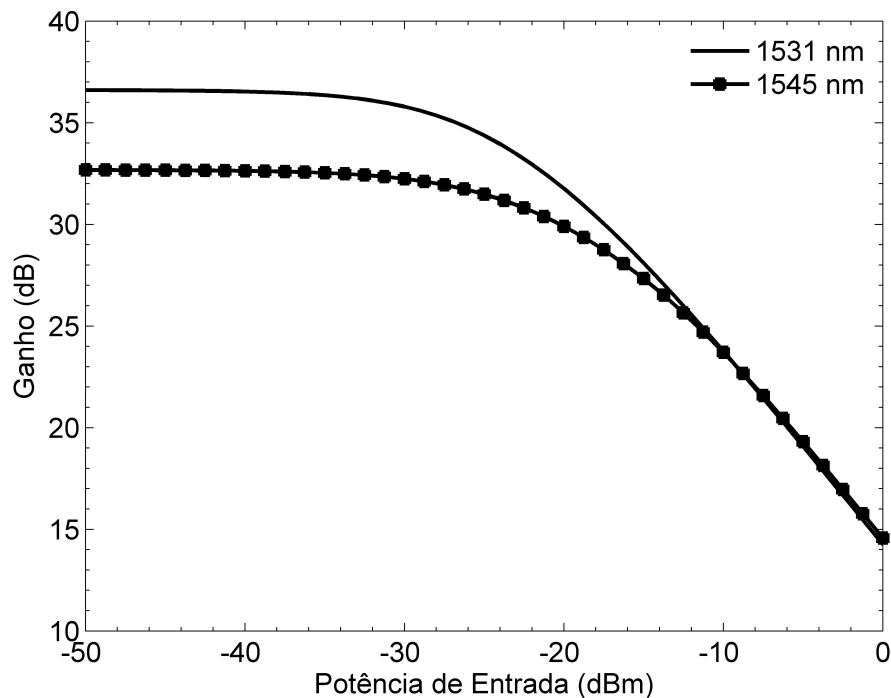


Fig. 3.5: Simulação do ganho em função da potência de entrada para dois canais de 1531 e 1545 nm acoplados a um EDFA com 20 m de fibra e potência de bombeio de 120 mW em 980 nm, com 0,7 dB de perda de acoplamento.

potência de entrada do EDFA, tendo uma dependência mais acentuada na potência de bombeio. Além disto, o ganho irá depender do comprimento de onda do sinal, da polarização (devido à birrefringência da fibra, que no caso de fibras de sílica com érbio é praticamente desprezível), do comprimento de fibra dopada, da potência de bombeamento utilizada e das perdas intrínsecas do sistema.

Devido aos diferentes valores de seção transversal de emissão e absorção do érbio, o ganho torna-se dependente do comprimento de onda, pois as interações entre fótons do sinal, fótons do bombeio e íons são diferentes para cada caso, como ilustra a Fig. 3.5. O comprimento de onda de 1531 nm possui a maior seção transversal de emissão na banda C para fibra de sílica dopada com érbio, o que justifica um maior ganho frente ao comprimento de onda 1545 nm, que possui uma seção transversal de emissão inferior.

A Fig. 3.6 ilustra uma curva de ganho em função do comprimento de onda para dois níveis de potência de entrada, -40 e -10 dBm, em que o primeiro encontra-se na região de pequenos sinais e o segundo próximo à região de saturação. É possível observar que o nível de saturação do EDFA proporciona uma maior planicidade do perfil de ganho. Além disso, na região de pequenos sinais, o valor do ganho do EDFA é bem superior àquele da região de saturação, resultado este já observado na curva de ganho em função da potência de entrada (Fig. 3.5). Pode-se concluir que o ganho na região saturada apresenta uma menor dependência com o comprimento de onda do sinal de entrada,

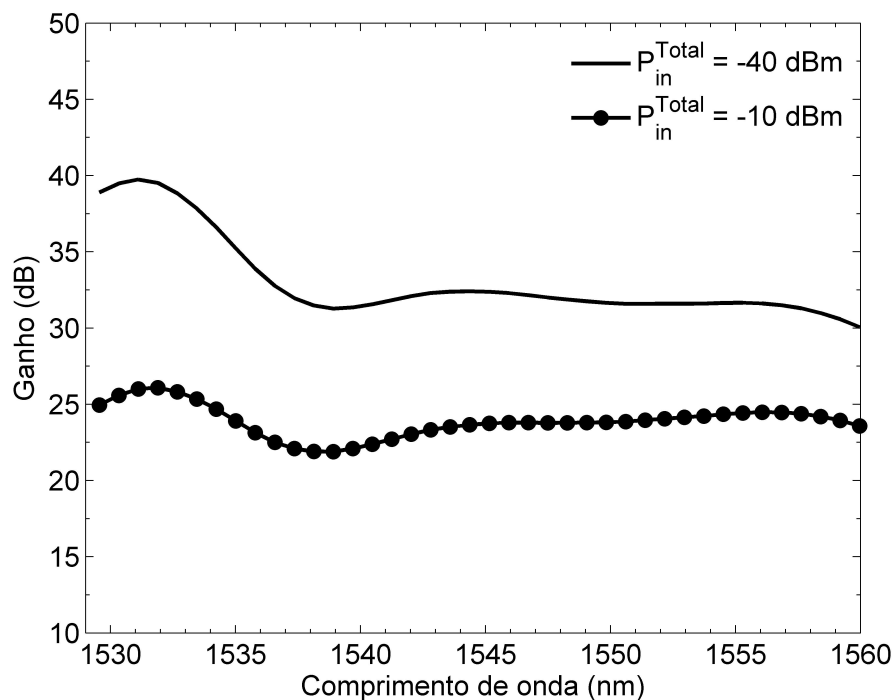


Fig. 3.6: Simulação do perfil de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA.

justificada pela auto-saturação do amplificador.

### Eficiência de Ganho

A eficiência de ganho de um amplificador óptico quantifica o nível de bombeio necessário para obter o ganho especificado no projeto. Quando maior a eficiência de ganho, menores são os níveis de potência do sinal de bombeio necessários para se atingir um ganho desejado. Outro benefício de uma elevada eficiência de ganho é a diminuição dos custos (de projeto) do EDFA. Maiores potências ópticas necessitam de dispositivos fotônicos especiais, de custo mais elevado. A eficiência de ganho depende, basicamente, de dois parâmetros da fibra óptica: das seções transversais e do fator de sobreposição entre modos propagantes na fibra de sílica e a área da fibra dopada com érbio. Como descrito na Subseção 3.2.3, o comprimento de onda do sinal influencia o ganho, não sendo considerado como fator de projeto do EDFA. A seção transversal especifica qual o sinal de bombeio de maior eficiência e o sinal incidente que receberá uma maior ganho do meio ativo composto pela fibra dopada.

Um fator de projeto que influencia a eficiência de ganho é o comprimento de onda de bombeio empregado, sendo os sinais em 980 e 1480 nm os mais utilizados como bombeio em EDFAs. Como ilustra a Fig. 3.7, o bombeio com comprimento de onda localizado em 980 nm fornece maiores ganhos que o em 1480 nm. A inversão não é completa para o comprimento de 1480 nm, mesmo em

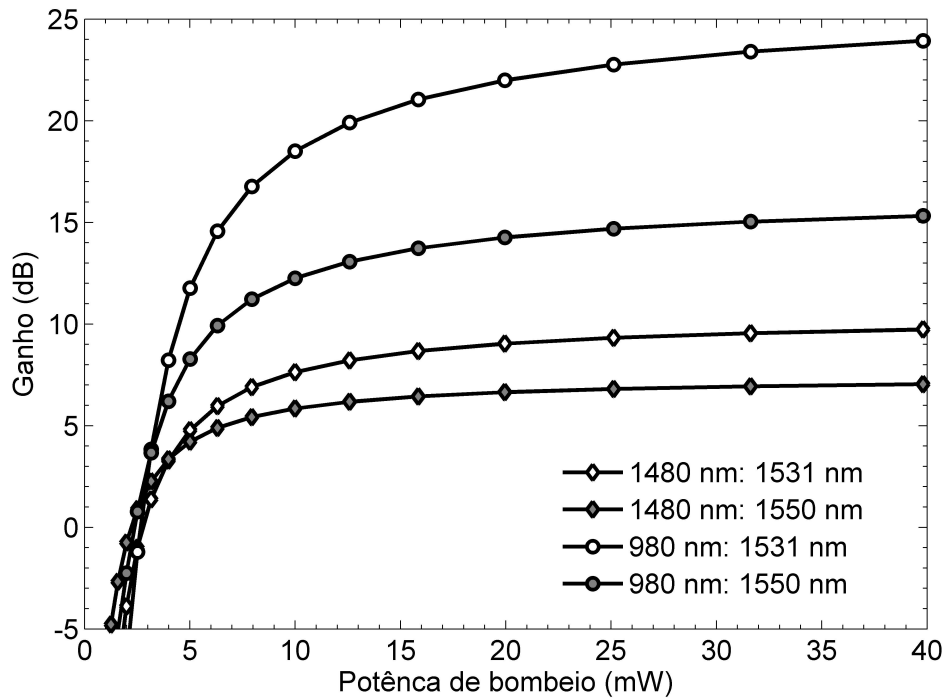


Fig. 3.7: Ganho em função da potência de bombeio para um EDFA com 5 m fibra dopada, para sinais de bombeio em 980 e 1480 nm, considerando-se a perda de acoplamento de 0,7 dB [21].

potências elevadas, devido a seção transversal de emissão neste comprimento de onda ser diferente de zero, drenando uma parte dos íons presentes no estado metaestável.

Para potências elevadas, o ganho em 1530 nm é maior que o ganho em 1550 nm, devido à seção transversal de emissão ser maior para aquele comprimento de onda. Para altas inversões de população, com a maioria da população no nível  $E_2$ , a eficiência de ganho é proporcional à seção transversal de emissão. Para potências baixas, a eficiência de ganho torna-se fortemente dependente da razão entre a seção de emissão e absorção, assim como da distribuição entre o estado fundamental e metaestável [21]. Quando as populações dos níveis  $E_1$  e  $E_2$  são aproximadamente iguais, o coeficiente de ganho para pequenos sinais torna-se proporcional à diferença entre a seção transversal de emissão e absorção [21]. A absorção em 1550 nm é significativamente menor que em 1530 nm, dessa forma, um nível menor de potência de bombeio é necessário para se chegar a um nível maior de ganho em 1550 nm que no caso de 1530 nm.

Conforme ilustrado na Fig. 3.7, para 5 m de fibra, o limite inferior de potência de bombeio para ganho (potência requerida para tornar a fibra dopada um meio transparente) em 980 nm é maior que o nível observado para 1480 nm. A principal razão é que o comprimento de onda em 1480 nm contém uma maior eficiência quântica que aquele em 980 nm. Uma determinada quantidade de potência de bombeio representa, aproximadamente, 50 % mais fótons para 1480 nm se comparado àquele para

980 nm [21]. Para pequenas potência de bombeio, a ASE é desconsiderada.

A potência de ASE é proporcional ao nível de potência de bombeio. O bombeio em 980 nm produz fótons devido à emissão espontânea de forma mais intensa no início da fibra (configuração com bombeio co-propagante), criando uma ASE co-propagante mais intensa que aquela criada pelo bombeio em 1480 nm. Maiores detalhes acerca da ASE são apresentados no Capítulo 4.

### Figura de Ruído

O ruído em sistemas de comunicações limita a potência mínima de sinal necessária para enviar a informação. A principal fonte de ruído em amplificadores é a ASE.

Poucos trabalhos tratam teoricamente o ruído em EDFAs de maneira específica, isto é, modificando adequadamente a teoria de ruído convencional. R. Olshansky [67] trata a figura de ruído por meio do cálculo do número de fótons da ASE. E. Desurvire [56] elabora uma expressão para o número de fótons da ASE e discute a figura de ruído em amplificadores ópticos. Em trabalhos acerca de ruído, cada autor utiliza uma grandeza ou expressão para descrever o problema, sem que haja um consenso entre eles. Isso se deve, principalmente, à não existência de diferenciação entre as descrições para ruído elétrico e ruído óptico. A seguir, tratar-se-á das noções básicas sobre ruído e figura de ruído, necessárias para a caracterização de EDFAs, descritos em termos de grandezas elétricas, conforme apresentado em [68]. O ruído em amplificadores ópticos a fibra pode ser melhor compreendido como uma soma de três contribuições sendo decorrentes da emissão espontânea amplificada.

A primeira delas refere-se ao batimento (via detector) do sinal com a ASE existente ao seu redor, sendo este denominado de ruído de batimento sinal-espontâneo, indicado por  $\langle i_{s-sp}^2 \rangle (A^2)$ , em que  $\langle x \rangle$  indica o valor médio da variável  $x$ . A notação apresentada para cada componente de ruído é tipicamente estatística, já que o ruído precisa de um tratamento fundamentalmente probabilístico. Esta componente de ruído ocorre somente quando o sinal e a ASE estão presentes. Entende-se como o batimento entre fótons do sinal, do pico, e fótons da ASE da base do espectro.

A segunda contribuição ao ruído é resultante da interação da ASE com ela própria, originando o ruído conhecido como batimento espontâneo-espontâneo, denotada por  $\langle i_{sp-sp}^2 \rangle (A^2)$ . Esta componente de ruído pode ser minimizada com a utilização de filtros, que limitam a banda da ASE.

Finalmente, como terceira contribuição, temos o ruído balístico (ou *shot*) intrínseco do fotodetector, devido à variância do número de fotoelétrons, sendo denotado usualmente por  $\langle i_{shot}^2 \rangle (A^2)$ . Considerando-se um EDFA em um sistema de recepção óptica analógica, as fontes de ruído adicionais, além do ruído do EDFA já citadas, são: o ruído de intensidade relativa (*relative intensity noise* - RIN) do laser transmissor e o ruído térmico do receptor.

Todas as fontes de ruído citadas são somadas ao sinal no receptor. As expressões formais para as componentes de ruído são escritas em termos das correntes médias quadráticas e larguras de banda óp-

tica  $B_o$  (Hz) e elétrica  $B_e$  (Hz), no receptor. O ruído total do amplificador pode ser escrito como [69]:

$$N_{total} = \langle i_{s-sp}^2 \rangle + \langle i_{sp-sp}^2 \rangle + \langle i_{shot}^2 \rangle, \quad (3.35)$$

com as expressões para cada componente sendo dadas por [69]:

$$\langle i_{s-sp}^2 \rangle = 4P_s P_{ASE} \mathfrak{R}^2 \frac{B_e}{B_o} \quad (3.36)$$

$$\langle i_{sp-sp}^2 \rangle = P_{ASE}^2 \mathfrak{R}^2 B_e \frac{(2B_o - B_e)}{B_o^2} \quad (3.37)$$

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2B_e q \mathfrak{R} (P_s P_{ASE}) \quad (3.38)$$

em que  $q$  (C) é a carga do elétron,  $\mathfrak{R}$  (A/W) é a responsividade do detector,  $P_s$  e  $P_{ASE}$  são as potências ópticas (W) de sinal e de ASE, respectivamente. A figura de mérito geralmente utilizada para avaliar o ruído de um amplificador é definida pela razão entre a relação sinal/ruído na entrada e aquela na saída do amplificador. Este parâmetro avalia a degradação da relação da energia do sinal sobre a energia do ruído do sinal de entrada. Pode-se chegar a uma expressão para a relação entre a figura de ruído (*noise figure* - NF) óptica, o ganho e a densidade espectral de potência da ASE co-propagante por [70]:

$$NF = 10 \log_{10} \left[ \frac{1}{G} \left( \frac{\rho_{ASE}(\nu_s, L)}{h\nu_s} + 1 \right) \right] \quad (3.39)$$

em que  $\rho_{ASE}$  (W.s) representa a densidade espectral de ASE,  $L$  é o comprimento da fibra dopada do amplificador e  $G$  é o ganho. O valor ideal da figura de ruído nos EDFAs é de 3 dB [21], assim como em SOAs [71]. De (3.39), pode-se concluir que, quanto maior a potência co-propagante de ASE, maior será a figura de ruído. Este fato implica que comprimentos de onda com seção transversal de emissão elevada possuem maior potência de ASE, devido à emissão espontânea. A Fig. 3.8 ilustra a variação da figura de ruído em função do comprimento de onda do sinal.

## Faixa Dinâmica

A faixa dinâmica é definida como a faixa de potência de entrada em um amplificador, para a qual a potência de saída é controlada de forma a se obter o ganho desejado por canal com erro menor que 1 dB. Esta definição é utilizada na descrição dos resultados obtidos adiante. Trata-se de uma definição necessária para sistemas ópticos de nova geração, pois, devido às grandes variações de potência de entrada dos amplificadores, efeito este oriundo dos elementos de reconfiguração da rede, conforme descrito no Capítulo 2, amplificadores projetados para redes ópticas de primeira e

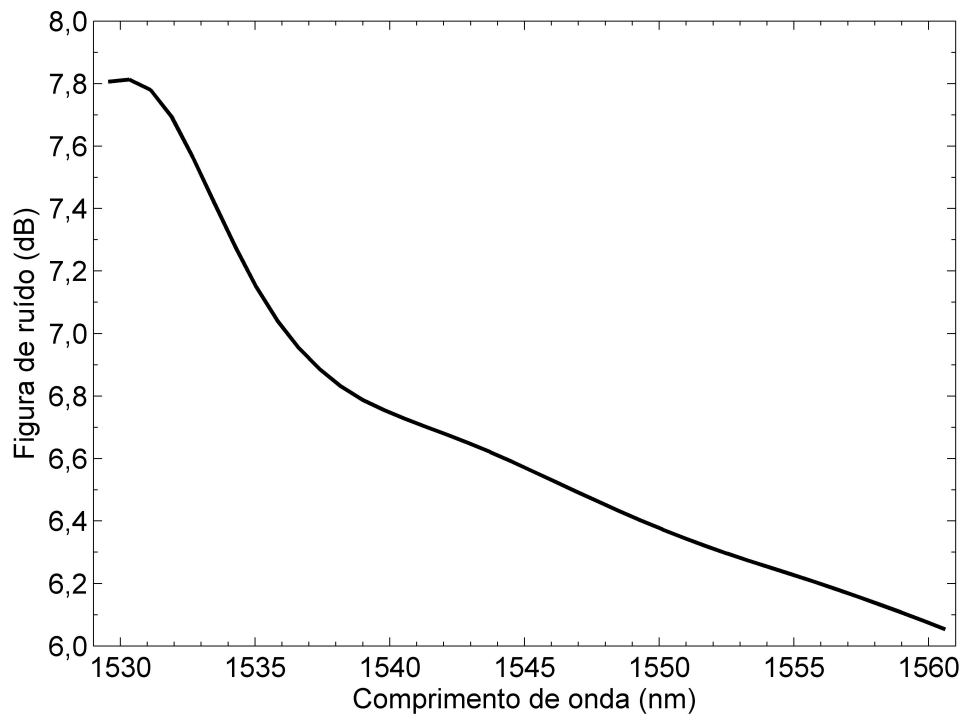


Fig. 3.8: Simulação da figura de ruído versus o comprimento de onda de um amplificador a fibra dopada com érbio com 14 m de comprimento, potência de bombeio de 120 mW em 980 nm co-propagante e potência de entrada de -40 dBm.

segunda geração não suprem todas as necessidades das redes de terceira geração, pois possuem uma pequena faixa dinâmica, tornando-se inviável, ou desaconselhável, variações de potência de entrada dos amplificadores maiores que determinados valores. Toma-se, como exemplo, um pré-amplificador com controle automático de ganho projetado para redes de primeira e segunda geração, com potência máxima de saída de 14 dBm. A faixa dinâmica deste modelo de amplificador é obtida utilizando-se um sinal de entrada composto de 32 canais equalizados com comprimento de onda espaçados entre os canais C23 (1558,98 nm) e C54 (1534,25 nm), na banda C, de acordo com a grade ITU. Este sinal composto por 32 canais é utilizado como sinal de entrada do pré-amplificador. Ao observar o espectro do sinal de saída do amplificador sob teste, é necessário que o ganho por canal esteja próximo do ganho especificado ou com erro máximo de 0,5 dB em torno do valor de referência. A potência de entrada do amplificador é variada do valor máximo, especificado pela potência máxima de saída, até o valor mínimo especificado pelo ponto mínimo de operação do laser de bombeio [72], conforme ilustra a Fig. 3.9.

O canal analisado, cujos resultados estão ilustrados na Fig. 3.9, corresponde ao canal C41 da grade ITU. A potência de entrada máxima do sinal composto por 32 canais é -6 dBm (-21 dBm por canal), pois, com o ganho de 20 dB, obtém-se uma potência de saída máxima de 14 dBm. Observa-se,

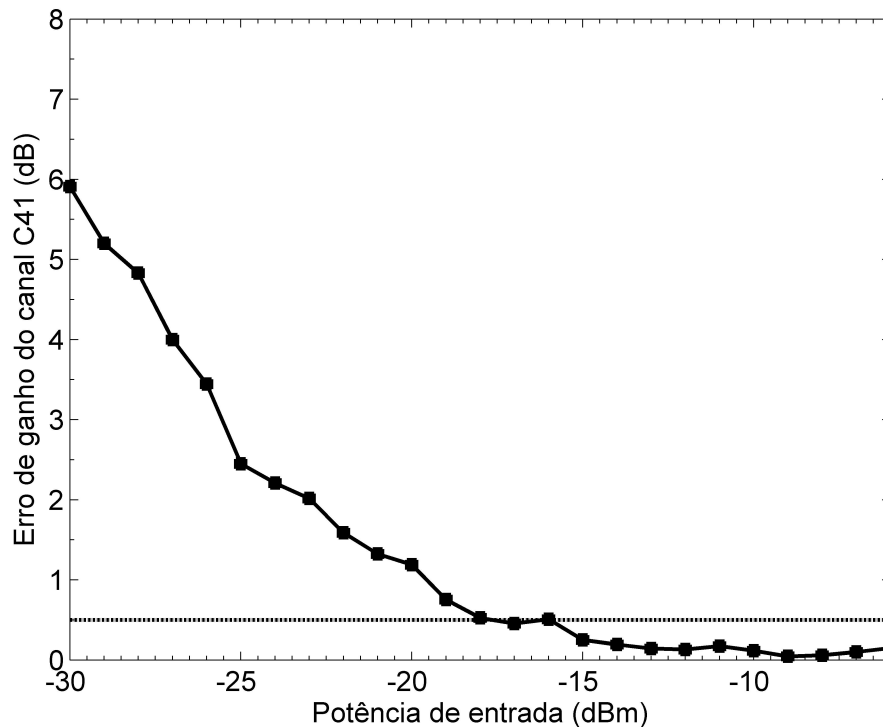


Fig. 3.9: Erro de ganho do canal C41 (1544,54 nm) versus potência de entrada em um EDFA.

na Fig. 3.9, que a potência mínima de entrada do amplificador é -30 dBm (-45 dBm por canal), valor este especificado de acordo com a potência mínima de operação do laser de bombeio. Entretanto, conforme ilustra a Fig. 3.9, para uma potência de entrada abaixo de -18 dBm, o erro de ganho do canal C41 é acima de 0,5 dB. Desta forma, a faixa dinâmica deste amplificador é 12 dB. Para redes de terceira geração este modelo de amplificador invalida a remoção acima de 20 canais, correspondendo a uma variação de 13 dB.

### 3.3 Emissão Espontânea Amplificada

A emissão espontânea amplificada é um fenômeno que ocorre durante o processo de amplificação em EDFAs devido ao nível de inversão. Cada um dos íons excitados poderia, a priori, relaxar de forma espontânea do nível metaestável para o nível fundamental pela emissão de um fóton descorrelacionado com os fótons do sinal.

Este fóton emitido de forma espontânea pode ser amplificado à medida que se propaga pela fibra, estimulando a emissão de mais fótons que pertencem ao mesmo modo do campo eletromagnético que o fóton espontâneo original. Este processo parasita, que pode ocorrer em qualquer frequência dentro do espectro de emissão das transições do amplificador, reduz o ganho do sinal no amplificador.

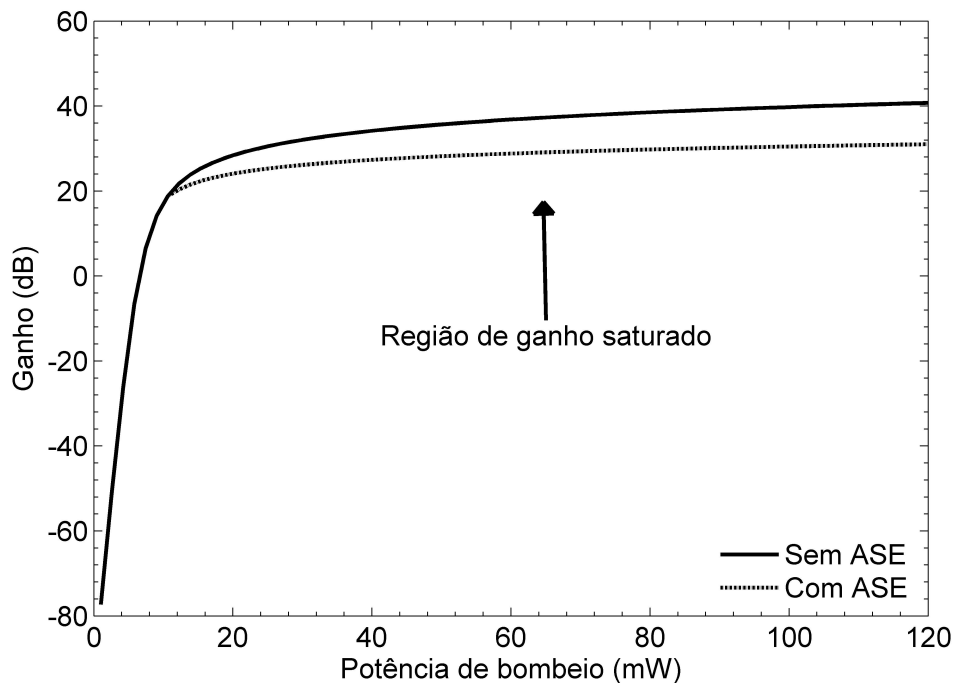


Fig. 3.10: Simulação do ganho do sinal em 1550 nm em função da potência de bombeio em 980 nm para um EDFA com 0,7 dB de perda de acoplamento e 14 m de fibra dopada, tendo a presença da ASE como parâmetro.

A Fig. 3.10 ilustra o comportamento do ganho em função da potência de bombeio em duas situações: na presença da emissão espontânea amplificada e na omissão deste fenômeno nas equações de taxa. Na região de pequenos sinais, o nível de inversão é baixo, produzindo pequenos valores de potência de ASE. Desta forma, independente do caso considerado, os valores de ganho são semelhantes. Porém, a medida que o nível de bombeio é elevado, o nível de inversão na fibra dopada aumenta, propiciando a geração de emissão espontânea e saturando o ganho do sinal.

Para computar a ASE na saída da fibra, necessita-se do cálculo da potência de emissão espontânea em determinados pontos da fibra. Esta potência é, geralmente, referenciada como potência equivalente de ruído [10]. A modelagem da ASE pode ser realizada considerando-se um sinal com banda correspondente à banda efetiva de toda transição. Um tratamento mais complexo divide a ASE em pequenos segmentos de frequência de largura  $\Delta\nu$  muito menor que a banda de transição. A potência pertencente a cada componente de frequência propaga-se como um sinal independente, podendo computar os perfis espectrais da ASE de saída.

Como fator complicador, a ASE propaga-se em ambas direções ao longo da fibra, nas direções co-propagante e contra-propagante em relação a direção do sinal que se quer amplificar. Como exemplo, apresenta-se a potência de ASE em função da posição ao longo da fibra dopada com érbio, como ilustra a Fig. 3.11.



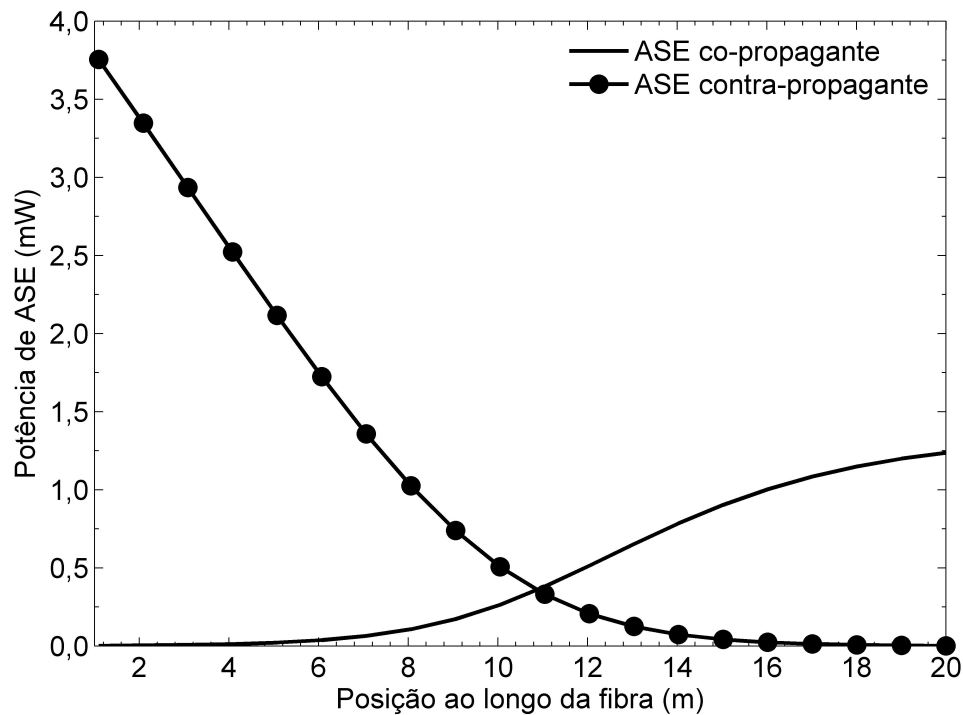


Fig. 3.11: Simulação da potência de ASE co- e contra-propagante em função da posição ao longo do comprimento da fibra dopada com érbio em um amplificador com 20 m de fibra dopada e bombeio de 120 mW co-propagante.

A potência de ASE contra-propagante na posição inicial da fibra é mais intensa que o nível de potência co-propagante da ASE na saída da fibra, pois a seção inicial da fibra, com bombeio co-propagante, está mais invertida que a seção final. Maiores detalhes acerca da ASE são apresentados no Capítulo 4.

### 3.4 Configuração Básica

Os elementos básicos que constituem um EDFA são: a fibra dopada com érbio, o laser de bombeio, o acoplador WDM e isoladores. Dependendo da aplicação do amplificador no sistema óptico, o posicionamento dos componentes supra-citados e as características destes componentes, como o comprimento da fibra dopada e o comprimento de onda utilizado para o bombeio, caracterizam o amplificador. A Fig. 3.12 ilustra os componentes básicos que constituem um amplificador e seus posicionamentos.

O meio físico em que ocorre o processo de amplificação no EDFA é a fibra dopada com érbio, denominado de meio ativo, quando a potência do laser é superior ao limiar de bombeio. Para que a fibra dopada seja capaz de prover a amplificação de sinais em sua faixa de operação, é necessário que

os íons de érbio que compõem a estrutura sejam excitados por meio da absorção de alguma forma de energia. A utilização de lasers semicondutores que operam em comprimentos de onda específicos surge como fonte de energia para amplificação dos sinais.

O acoplador multiplexador de comprimento de onda, também denominado acoplador WDM, é utilizado para que se possa acoplar o sinal que se deseja amplificar e o bombeio simultaneamente à fibra dopada. Este acoplador é um dispositivo óptico com três ou quatro portas, projetado para combinar, na saída, dois comprimentos de onda específicos injetados em suas portas de entrada. No caso dos EDFAs, os acopladores WDM utilizados para acoplar o sinal e o bombeio são os acopladores 980/1550 nm ou 1480/1550 nm.

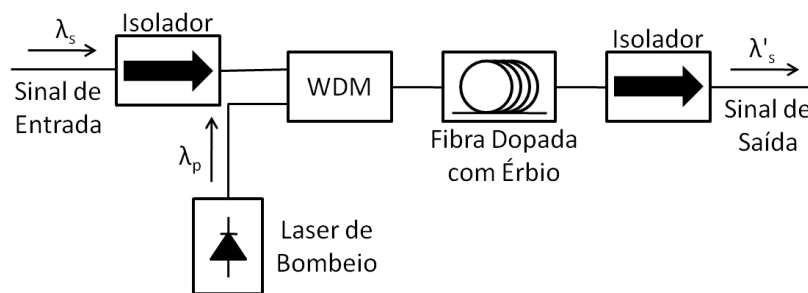


Fig. 3.12: Configuração básica (bombeio co-propagante) de um amplificador para aplicação em sistemas ópticos.

Os isoladores ópticos são dispositivos que apresentam uma baixa perda no sentido de propagação e perdas muito altas no sentido contrário ao de propagação, permitindo, dessa maneira, a passagem do sinal em apenas um sentido. O isolador óptico é utilizado para evitar o retorno ao EDFA das reflexões originadas nos conectores de entrada e saída do amplificador e das fusões entre as fibras, evitando, assim, instabilidade no perfil de ganho do EDFA e, conseqüentemente, menores valores de figura de ruído. Quanto maior o ganho do amplificador, maiores as potências de bombeio e de sinal, o que torna indispensável a utilização dos isoladores ópticos.

Conforme descrito, a fibra dopada com érbio é o meio ativo responsável pela amplificação do sinal. O ganho e o perfil de ganho proporcionado pelo amplificador dependem das características da fibra dopada utilizada, da concentração de érbio, do perfil da área dopada no núcleo da fibra, da abertura numérica, e da composição da matriz hospedeira, dentre outros. Os dispositivos ilustrados na Fig. 3.12 podem ser arranjados de diversas formas, gerando outras configuração de EDFA, que contam ou não com a adição de outros dispositivos ópticos, como circuladores ópticos, fotodetectores ou espelhos de Faraday [1].

### 3.4.1 Topologias de EDFAs

Em busca de um melhor desempenho para os amplificadores, mudanças e adaptações têm sido realizadas em sua topologia, que vão desde mudanças nas características de dopagem da fibras, capazes de proporcionar aumento e maior uniformidade ao ganho, até alterações nos circuitos ópticos dos amplificadores, capazes de adequar o funcionamento do mesmo a uma aplicação específica. A alteração dos circuitos ópticos dos amplificadores é realizada por meio de modificações na posição de elementos utilizados e da inserção de novos elementos na montagem do amplificador.

Existem configurações de EDFAs que diferem quanto ao posicionamento do laser de bombeio em relação ao sinal de entrada. Quando o bombeio utilizado é acoplado ao sinal no sentido de propagação do sinal, a configuração é chamada de co-propagante. No sentido contrário à propagação do sinal, passa ser denominada de contra-propagante. E ainda, se o bombeio é aplicado em ambos os sentidos a topologia é dita ser bidirecional.

A Fig. 3.12 ilustra a configuração básica de um EDFA, também conhecida como configuração de um estágio com bombeio co-propagante. Esta configuração é indicada para o caso de pré-amplificadores devido à menor figura de ruído resultante do amplificador, podendo também ser utilizada como amplificador de linha [10].

A configuração com bombeio contra-propagante é ilustrada na Fig. 3.13. Nesta configuração, o acoplador WDM é localizado na saída da fibra dopada, fazendo com que o bombeio tenha sentido de propagação contrário ao do sinal. Este tipo de EDFA maximiza a potência de saída do amplificador devido à maior concentração de bombeio na saída da fibra dopada, sendo indicada para o projeto de amplificadores de potência [10, 21].

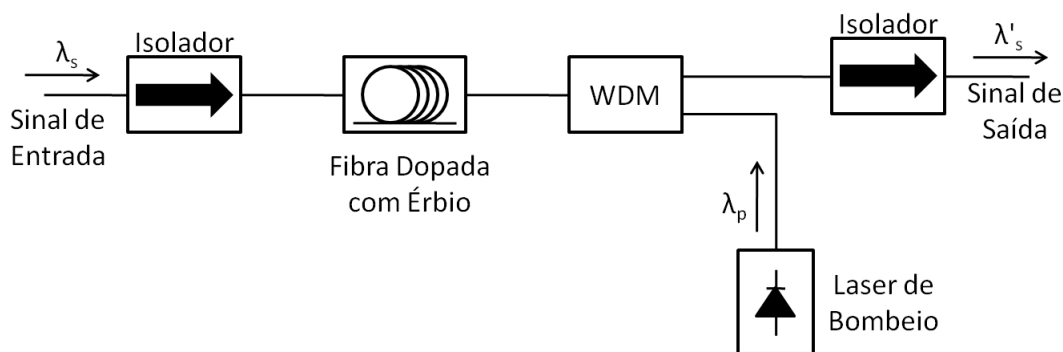


Fig. 3.13: EDFA com bombeio contra-propagante.

O projeto do amplificador com bombeio bidirecional utiliza dois acopladores WDM, necessários para acoplar o bombeio ao sinal em ambas extremidades da fibra (Fig. 3.14). Esta configuração pode ser realizada com apenas um laser de bombeio e um divisor de potência dividindo uma parte da potência para cada uma das extremidades da fibra. O amplificador com bombeio bidirecional

apresenta alto ganho e alta potência de saída, podendo o mesmo ser utilizado como amplificador de potência ou amplificador de linha.

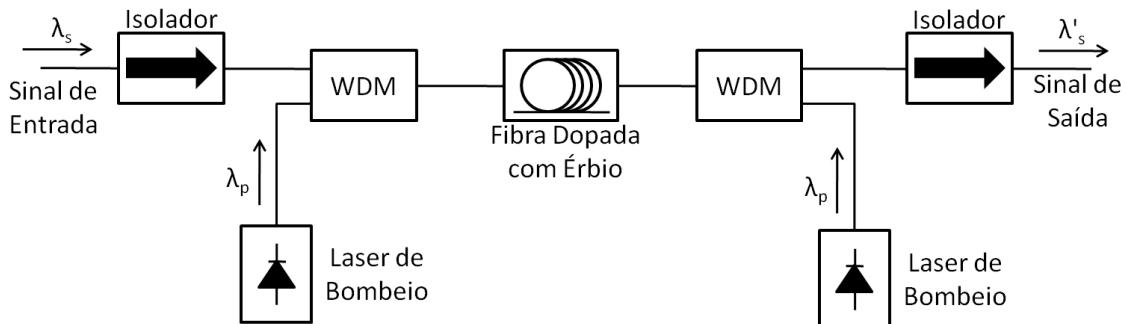


Fig. 3.14: EDFA com bombeio bidirecional.

Idealmente, um amplificador deve apresentar um alto ganho com baixa figura de ruído. Entretanto, nenhuma das configurações para o EDFA apresentadas possui estas características. Uma forma de obter os valores desejados para os parâmetros do EDFA é utilizar múltiplos estágios co-propagantes. Este amplificador é denominado de amplificador de múltiplos estágios, conforme ilustra a Fig. 3.15. A vantagem da utilização de amplificadores de múltiplos estágios é a redução do nível de ruído entre os estágios por meio do uso de um filtro ou de um isolador óptico. A utilização do filtro permite a redução do nível de ASE, quando sintonizado no comprimento de onda do sinal. Assim, o sinal terá um ganho maior no estágio seguinte, pois ocorre a redução do nível de acoplamento de ASE na entrada do próximo estágio. Da mesma forma, o isolador atua no bloqueio da propagação da ASE retroespalhada proveniente do segundo estágio, evitando, desta forma, a redução do ganho do sinal do primeiro estágio. A Fig. 3.15 ilustra um dos casos possíveis de amplificador de múltiplos estágios, neste caso, um amplificador de dois estágios com dois sinais de bombeio co-propagante.

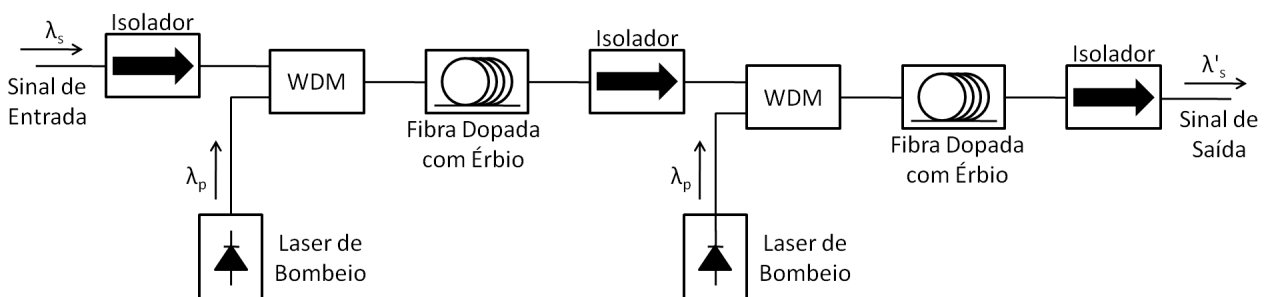


Fig. 3.15: EDFA com dois estágios e bombeio co-propagante.

### 3.4.2 Aplicações de EDFAs

Os EDFAs são utilizados em sistemas ópticos de comunicação como recuperador de amplitude do sinal óptico propagante. Basicamente, os EDFAs podem ser utilizados de três formas distintas, de acordo com as especificações de potência de saída e figura de ruído sugeridas. As três formas básicas de aplicação dos amplificadores ópticos são: amplificador de potência, chamado também de *booster*, amplificador de linha e pré-amplificador.

#### Amplificador de Potência

Os amplificadores de potência são utilizados na saída dos transmissores ópticos no intuito de elevar a potência do sinal de entrada da fibra. Nestes amplificadores, a potência de saída é o parâmetro principal do projeto, operando quase sempre em regime de saturação de ganho. Os amplificadores de potência operam com sinais cujas potências aproximam-se de 0 dBm. Como consequência, um ganho moderado será observado neste caso. Baixo valor de figura de ruído não é um requerimento crítico neste caso, sendo tolerados valores em torno de 6 dB para potências de entrada entre -10 dBm e 10 dBm. Configurações típicas de amplificadores de potência utilizam múltiplos estágios de ganho.

A Fig. 3.16 ilustra o desempenho típico de um amplificador de potência para redes ópticas, projetado com 16 metros de fibra dopada e bombeio bidirecional de 400 mW. Conforme pode ser observado na Fig. 3.16 (a), o amplificador opera em regime de ganho saturado, o que leva a uma situação em que a variação da potência de entrada implica em variação na potência de saída. Para potências típicas de operação, o amplificador de potência opera com ganhos moderados.

A potência de saída, o principal parâmetro do projeto óptico, é elevado, chegando a valores acima de 22 dBm em toda faixa de 20 dB de sinal de entrada. Na Fig. 3.16 (b), a potência de saída está acima de 23 dBm quando um sinal de entrada com 0 dBm é utilizado, elevando-se em 46 km o enlace óptico, considerando apenas perdas da fibra óptica com constante de perda de 0,2 dB/km. Outro ponto observado é a pequena variação da potência de saída em função da potência de entrada, com variação menor que 1 dB de potência de saída para uma variação de 20 dB de potência de entrada.

A figura de ruído não é um parâmetro crítico no projeto e está ilustrada na Fig. 3.16 (c). Observa-se a variação deste parâmetro fica entre 5,25 dB a 5,9 dB para potências de entrada entre -10 e 10 dBm.

#### Pré-Amplificador

Os amplificadores posicionados antes do receptor são denominados pré-amplificadores e caracterizam-se pela baixa figura de ruído e altos valores de ganho para pequenos sinais. Estes amplificadores são utilizados para aumentar a sensibilidade do receptor, operando na região linear da curva de ganho

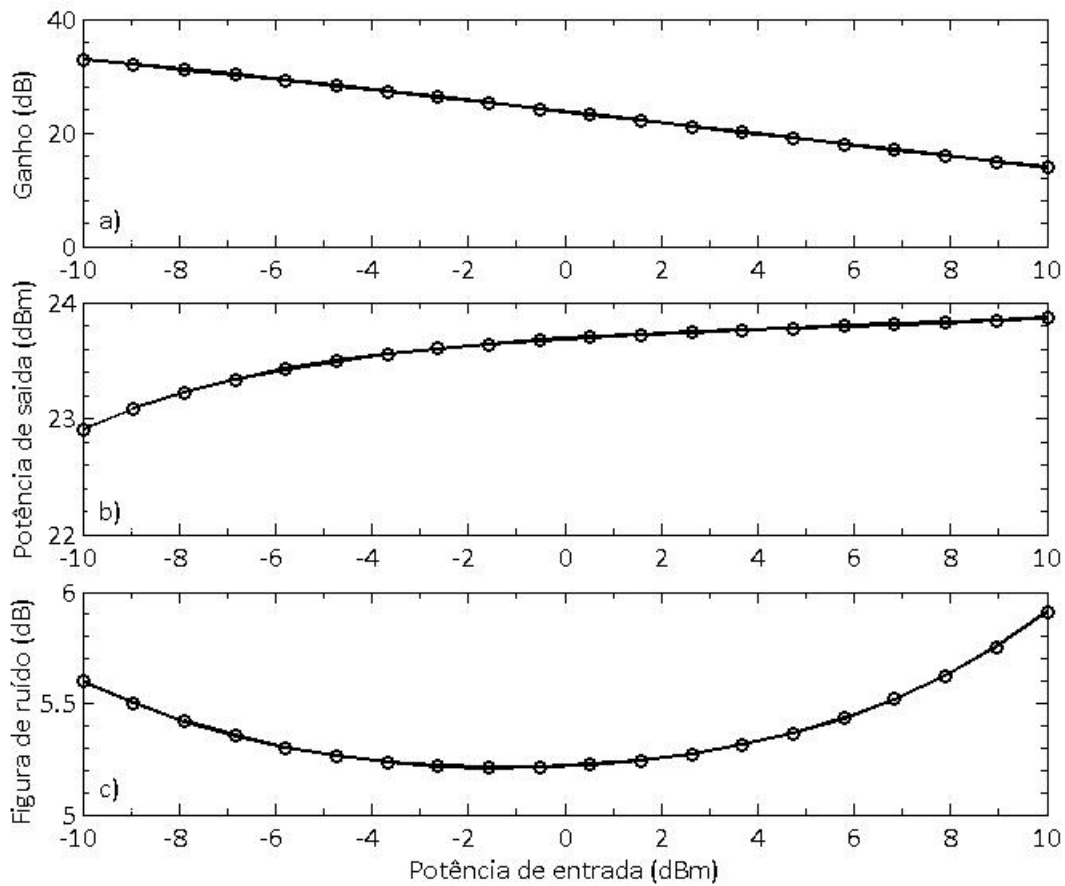


Fig. 3.16: Parâmetros característicos obtidos de simulação de um amplificador de potência.

dos amplificadores, como pode ser observado na Fig. 3.17 (a). Nestes amplificadores, o parâmetro principal de projeto é a figura de ruído, Fig. 3.17 (c), uma vez que se está interessado na amplificação de sinais de baixa potência, com o maior ganho e menor influência da ASE possíveis.

Os valores típicos dos sinais de entrada do pré-amplificador são da ordem de -40 a -10 dBm. Como operam na região de ganho de pequenos sinais, os pré-amplificadores apresentam alto ganho e baixa potência de saída, Fig. 3.17 (b), quando comparados ao mesmo amplificador operando com alta potência. O amplificador, cujas características são ilustradas na Fig. 3.17, foi projetado com 8 m de fibra dopada e bombeio co-propagante de 350 mW.

A potência de saída é baixa se comparada à dos amplificadores de potência para uma mesma variação da potência de entrada, pois este amplificador opera na região linear de ganho. A figura de ruído, o principal parâmetro do projeto óptico, é baixa e praticamente constante ao longo da faixa de atuação do amplificador, chegando ao máximo de 5,21 dB.

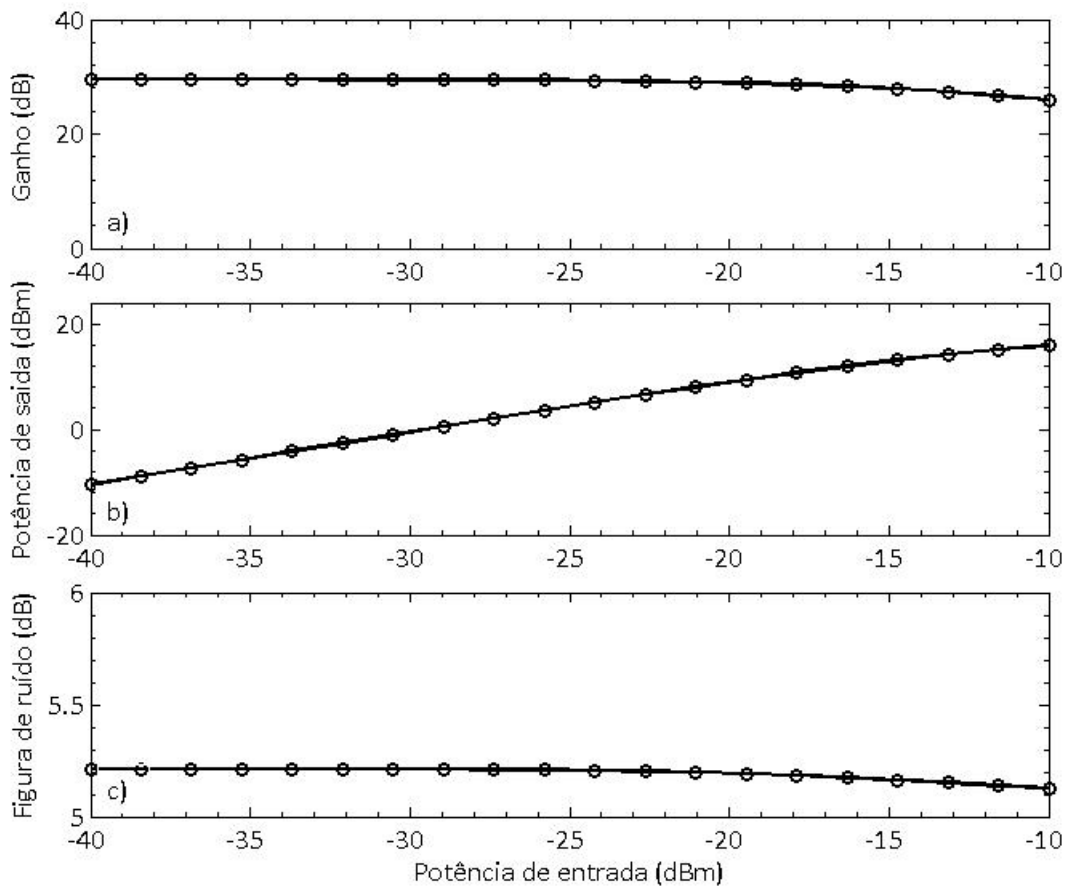


Fig. 3.17: Parâmetros característicos obtidos de simulação de um pré-amplificador.

### Amplificador de Linha

Os amplificadores de linha são EDFAs com características intermediárias entre o amplificador de potência e o pré-amplificador, exibindo ganhos elevados, com potência de saída e figura de ruído intermediárias. Este tipo de amplificador é posicionado em pontos do enlace entre o transmissor e receptor para compensar a atenuação devido à propagação do sinal através da fibra óptica.

Estes amplificadores são projetados, geralmente, com duplo estágio, pois são utilizados componentes para compensação da dispersão acumulada ao longo da propagação do sinal pela fibra óptica, a exemplo, DCFs. Estes componentes compensadores de dispersão possuem perdas entre 5 e 10 dB, sendo necessário um segundo estágio de ganho para compensar a perda sofrida.

Os valores típicos dos sinais de entrada são da ordem de -30 dBm a -20 dBm. A Fig. 3.18 mostra o comportamento típico de um amplificador de linha projetado em duplo estágio com bombeio co-propagante de 400 mW e 8 m de fibra dopada em cada estágio, considerando uma perda entre estágios de 10 dB. O parâmetro de ganho ilustrado na Fig. 3.18 (a) possui propriedades intermediárias entre o amplificador de potência e o pré-amplificador, devido à região linear e de saturação de ganho.

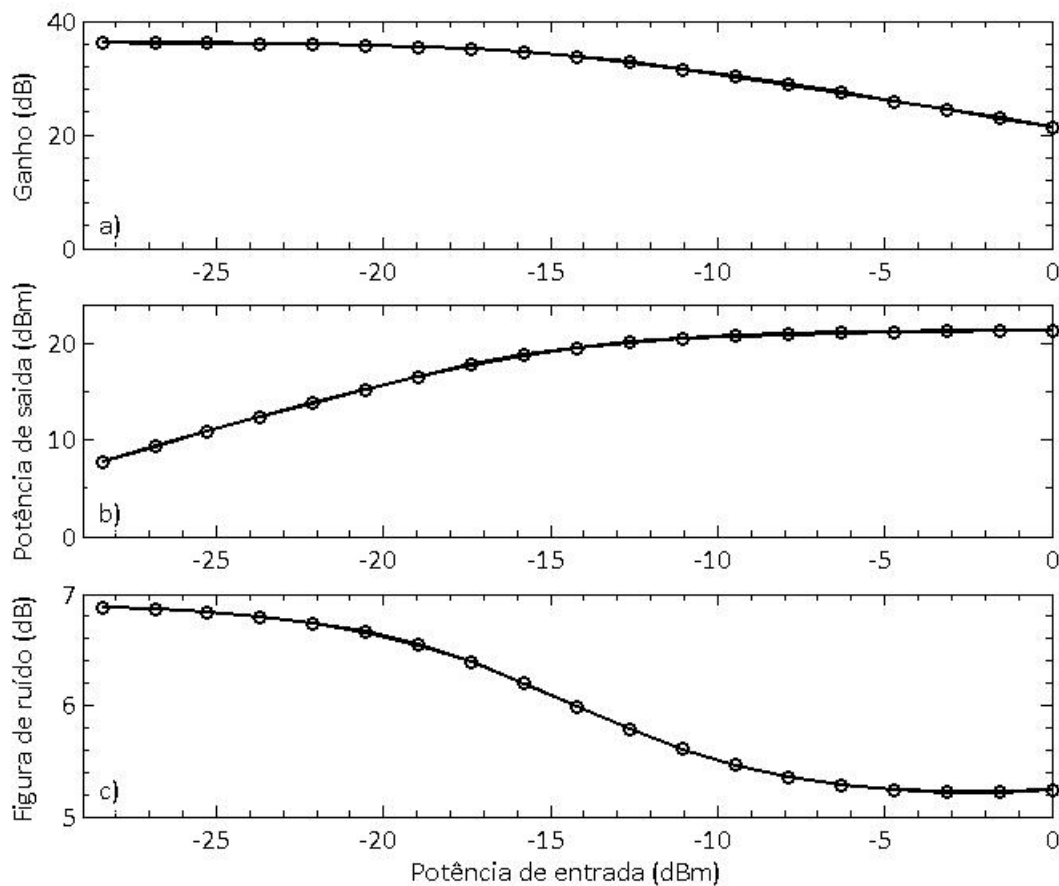


Fig. 3.18: Parâmetros característicos obtidos de simulação de um amplificador de linha.

Entretanto, o valor de ganho, permanece acima de 20 dB para toda a extensão de potência de entrada.

A potência de saída destes amplificadores é próximo de 20 dBm, exibindo, como na Fig. 3.18 (b), menores variações de potência de saída em função da potência de entrada. A figura de ruído é elevada para baixas potências de entrada, pois a perda interna do amplificador entre estágios é elevada (10 dB), contribuindo para um aumento na figura ruído total do amplificador, visto na Fig. 3.18 (c).

### 3.5 Controle de Ganho em EDFAs

Variações da potência de entrada dos EDFAs podem levar o sistema à degradação da BER dos canais transmitidos devido, por exemplo, à perda de potência em relação ao limiar de sinal do receptor e, conseqüentemente, perda de sincronismo. Tais variações podem levar à diminuição da OSNR do sistema, violando a faixa dinâmica de recepção e levando às degradações da transmissão devido à excitação de efeitos não-lineares responsáveis pela interferência entre canais ópticos.

A perda do sincronismo em relação ao receptor, no entanto, representa a principal fonte de pena-



lidade para o desempenho do sistema. Por este motivo, o ganho dos EDFAs utilizados em sistemas ópticos deve ser estabilizado, quando possível, de modo a evitar grandes variações de potência. Diversas técnicas de controle de ganho de EDFA têm sido propostas e demonstradas. As técnicas de controle automático de ganho são descritas nas próximas seções.

### 3.5.1 Controle Automático de Ganho Totalmente Óptico

Uma das técnicas mais estudadas para projeto do amplificador a fibra dopada com controle automático de ganho consiste em realimentar parte da ASE de saída à entrada do amplificador. Desta maneira, o sinal realimentado será amplificado diversas vezes, circulando por uma malha fechada, denominada de anel óptico ou laser em anel. O resultado é a formação de uma oscilação interna à fibra dopada, que, por sua vez, provocará uma compressão e um travamento do nível da ASE na saída do amplificador. A Fig. 3.19 ilustra o modelo simplificado proposto em [73].

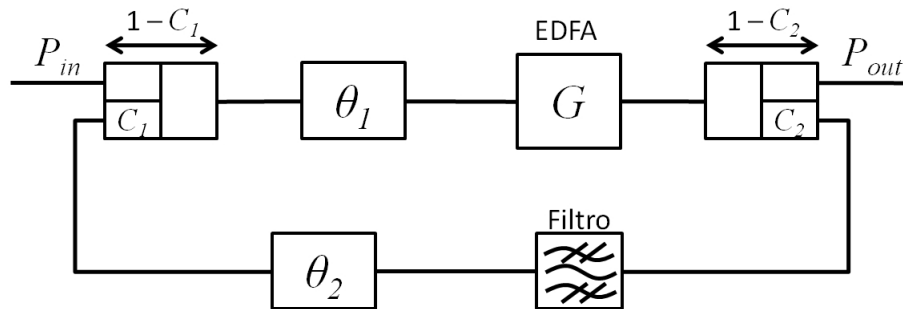


Fig. 3.19: Modelo de um EDFA com controle automático de ganho utilizando a configuração de laser em anel.

Neste modelo, o amplificador óptico apresenta um ganho  $G$  e uma perda intrínseca  $\theta_1$ . Parte do sinal na saída do amplificador é realimentada à entrada, através de acopladores ópticos, com fatores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$ , passando por um filtro óptico, responsável pela seleção do comprimento de onda, e por um atenuador com fator de atenuação  $\theta_2$ . Equacionando o ramo do sinal, obtém-se que a potência de saída é expressa por:

$$P_{out} = G (1 - C_1) (1 - C_2) (1 - \theta_1) P_{in}. \quad (3.40)$$

em que  $P_{out}$  e  $P_{in}$  representam a potência de saída e potência de entrada do amplificador, respectivamente, ilustrado na Fig. 3.19.

Quando a fibra dopada atinge um certo nível de inversão de população, devido ao bombeio, o ganho  $G$  do amplificador torna-se grande o suficiente para compensar as perdas  $\theta_1$  e  $\theta_2$ , provocando uma oscilação laser por meio do ramo de realimentação. Nesta situação, caso as variações de  $\theta_1$  e  $\theta_2$

sejam lentas, a equação do ganho fica:

$$G = \frac{1}{C_1 C_2 (1 - \theta_1) (1 - \theta_2)} \quad (3.41)$$

Considerando  $\theta_1$  independente do estado de polarização, podemos substituir (3.41) em (3.40), obtendo:

$$P_{out} = \frac{(1 - C_1) (1 - C_2)}{C_1 C_2 (1 - \theta_2)} P_{in}. \quad (3.42)$$

Observa-se, em (3.42), que a potência de saída é independente de  $\theta_1$ , que representa as perdas do amplificador. Sendo os fatores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$  fixos, a potência de saída pode ser ajustada, controlando  $\theta_2$  por meio de um atenuador óptico variável. Caso os acopladores utilizados sejam de 3 dB, as constantes  $C_1$  e  $C_2$  serão iguais a 0,5, e (3.42) torna-se:

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{(1 - \theta_2)}. \quad (3.43)$$

Os amplificadores ópticos trabalham, em sua maioria, na região de saturação, em que o ganho do amplificador óptico é demasiadamente sensível a variações no nível da potência de entrada do sinal. Quando os canais são inseridos, retirados ou tem suas rotas modificadas por OADMs, por exemplo, a potência de entrada dos amplificadores ópticos varia, causando mudanças no ganho do amplificador óptico. Isto resulta em variações dinâmicas de potência nos canais transmitidos, degradando-os e refletindo, qualitativamente, em baixos valores de OSNR e elevados valores da taxa de erro de bit para os canais transmitidos [2].

O método de controle automático de ganho totalmente óptico por meio da realimentação óptica atua quando a potência de entrada do amplificador varia [1]. Em condições de operação, o sistema de controle funciona com um sinal de entrada composto pelos canais de transmissão e pelo canal de controle, em que a soma das potências de todos os canais compõe a potência de entrada do amplificador [2]. Desta forma, a remoção ou adição de canais provoca a variação da potência de entrada do amplificador, levando os sistemas às degradações supra citadas. Entretanto, o intuito da utilização do sistema de controle automático de ganho é fazer com que as variações de ganho sejam praticamente anuladas e que os transientes de potência sejam suprimidos [2].

Quando a potência na entrada do EDFA é alterada, o ganho do amplificador poderá variar consideravelmente, principalmente se este último estiver operando em um estado de saturação. Portanto, como consequência das oscilações de potência, o ganho do canal de controle será menor ou maior dependendo se o número de canais aumenta ou diminui. O mesmo irá acontecer para os canais transmitidos remanescentes (canais sobreviventes). É importante ressaltar que o ganho do canal de controle proporciona a própria formação do canal de controle [2]. Desta forma, variações na potência do canal de controle irão alterar sua eficiência, provocando modificações na sua potência final,

proporcionais aos níveis de variação da potência de entrada. Pode-se concluir que as variações de potência na entrada do EDFA controlado irão modificar a potência do canal de controle. Se canais são inseridos, a potência na entrada do EDFA controlado aumenta, diminuindo o ganho por canal e, portanto, a potência do canal de controle que é realimentada no amplificador.

Como a potência do canal de controle diminui, este passará a concorrer menos, com os canais transmitidos, pelos portadores excitados do nível metastável dos íons de érbio. Conseqüentemente, para os canais transmitidos, a oferta de portadores se torna maior, aumentando, efetivamente, o ganho destes canais e compensando a queda de ganho provocada pela inserção. Já no caso da remoção de canais, a potência de entrada diminui, aumentando o ganho por canal e, também, a potência do canal de controle que é realimentada. Sob esta condição, o próprio canal de controle passa a consumir grande parte dos portadores excitados, reduzindo a oferta para os demais canais que estão sendo amplificados. Como resultado, o ganho por canal transmitido cai, compensando o aumento inicial provocado pela redução no número de canais [2].

### 3.5.2 Controle Automático de Ganho Eletrônico

Outra possível solução para estabilizar o ganho dos amplificadores ópticos é o método de controle automático de ganho baseado no ajuste da potência do laser de bombeio. O ajuste é realizado de forma eletrônica, por meio de circuitos com realimentação (*eletronic feedback control*), alimentação adiante (*eletronic feedforward control*) ou ambos, simultaneamente [71, 74].

O controle eletrônico com alimentação adiante tem como objetivo manter constante o ganho do EDFA, detectando previamente a variação da potência óptica de entrada ocasionada pela adição ou remoção de canais promovida por OADMs ou OXCs e corrigindo, de acordo com o nível da potência de entrada, a potência de bombeio do amplificador [2]. Assim, esta técnica baseia-se no ajuste da potência de bombeio em decorrência de variações no nível de potência de entrada [75].

A Fig. 3.20 ilustra um EDFA com controle de ganho eletrônico baseado em alimentação adiante [74, 3]. O divisor de feixe da porta de entrada retira uma pequena parte da potência óptica chegando ao EDFA, direcionando-a para o fotodetector PD. Este componente realiza a conversão de potência óptica em corrente elétrica, tornando-se possível a medição de sinais ópticos. O sinal elétrico, gerado pelo fotodetector, é, então, convertido em sinal digital por um conversor analógico-digital (não ilustrado na Fig. 3.20). Este sinal digital é proporcional ao nível de potência de entrada do amplificador. O micro-controlador, que recebe o sinal digital do conversor, realiza o controle de ganho atuando diretamente no laser de bombeio.

O primeiro relato de um controle de ganho de um EDFA com alimentação adiante foi realizado em [75]. No entanto, um exemplo de aplicação experimental desta técnica de controle de ganho, para um sistema WDM de oito canais, foi demonstrado experimentalmente em [76, 77].

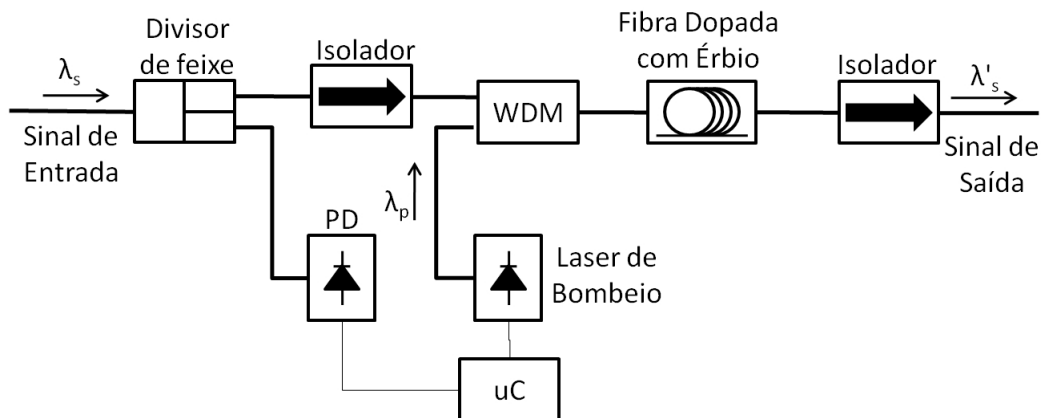


Fig. 3.20: Configuração de um amplificador com controle automático de ganho com alimentação adiante para aplicação a sistemas ópticos.

Outra alternativa para obtenção do controle automático de ganho é a utilização do ajuste da corrente de bombeio por meio da obtenção da informação via realimentação do sinal de saída do amplificador óptico [21, 10, 74]. A Fig. 3.21 ilustra a idéia básica do controle de ganho eletrônico de um EDFA por meio da realimentação e correção do bombeio. Observar que uma parcela do sinal de saída é amostrada pelo divisor de feixe da porta de saída, e enviada ao circuito de controle. No circuito de controle, a luz é convertida para sinal elétrico por meio de um fotodetector, sendo este sinal convertido à forma digital e enviado ao micro-controlador.

Este micro-controlador é responsável pelo ajuste do nível da potência de bombeio que ocorre proporcionalmente à intensidade do sinal na saída do amplificador. O acoplador WDM é utilizado para acoplar o bombeio e o sinal à fibra dopada com érbio.

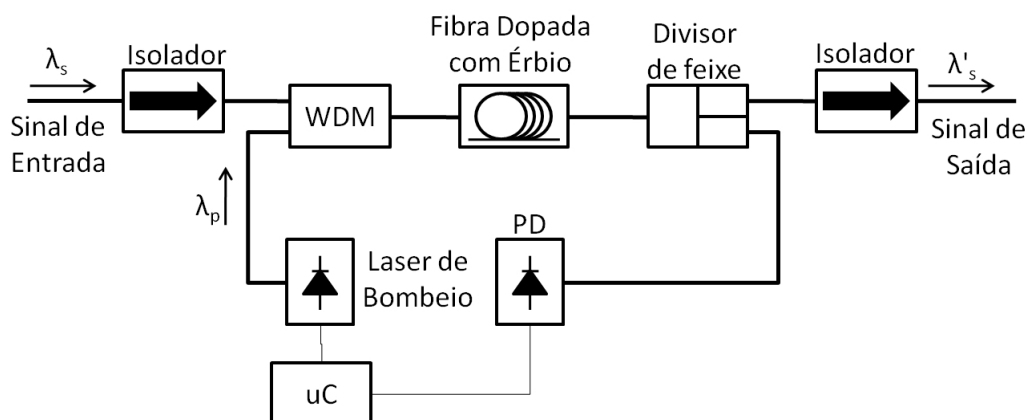


Fig. 3.21: Configuração de um amplificador com controle automático de ganho com realimentação.

### 3.5.3 Controle Automático de Ganho Híbrido

O controle automático de ganho híbrido de EDFAs representa a união dos métodos de controle totalmente óptico e eletrônico em uma única estrutura, com a finalidade de maximizar a eficiência do controle de ganho por meio das qualidades encontradas em ambos os métodos. Como descrito, embora o método de controle totalmente óptico seja capaz de controlar o ganho dos EDFAs, este apresenta algumas imperfeições causadas pelas oscilações amortecidas de potência que ocorrem logo após a inserção ou retirada de canais [2].

Entretanto, a duração destes transientes é maior que o tempo de resposta dos circuitos eletrônicos, tornando possível, dessa forma, a redução das oscilações de relaxação do método totalmente óptico por meio da utilização de um controle eletrônico anterior ao controle óptico [2]. Utilizando-se a estrutura híbrida, tanto as variações de potência quanto os níveis de bombeio necessários podem ser minimizados em relação aos métodos de controle totalmente ópticos e eletrônicos apresentados [78]. A Fig. 3.22 ilustra um arranjo experimental que promove o controle híbrido de um EDFA operando em um sistema WDM de 8 canais [78]. A estrutura híbrida é composta de uma realimentação óptica e de um controle eletrônico com alimentação adiante de um dos lasers de bombeio. O circuito de realimentação óptica permite a formação de um laser em anel no comprimento de onda de 1565 nm, responsável pelo controle do ganho do EDFA. Para a estabilização mais rápida do laser de controle, utiliza-se um circuito de alimentação adiante do qual faz parte um fotodetector e um amplificador de baixo ruído. A amostra do sinal na entrada do EDFA, fotodetectada e amplificada, é adicionada à corrente de polarização do bombeio. Desta forma, variações na potência de entrada do EDFA promovem variações proporcionais na potência de bombeio, estabilizando o ganho do amplificador mais rapidamente [78].

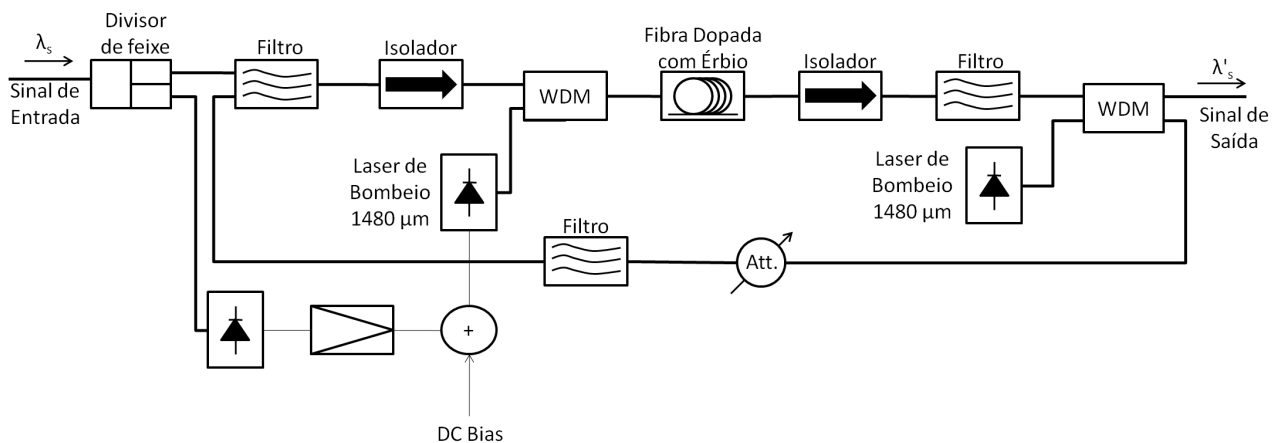


Fig. 3.22: EDFA com controle automático de ganho híbrido [78].

A análise experimental da estrutura verificou que as variações de potência do transiente, para o

método totalmente óptico em conjunto com o controle eletrônico com alimentação adiante, apresentavam uma redução na amplitude das oscilações de potência que ocorrem após a inserção ou retirada de canais, quando comparada ao controle puramente óptico.

Em um estudo teórico [79], concluiu-se que a estrutura híbrida pode ser considerada como uma solução para a diminuição das amplitudes das oscilações de potência causadas pela oscilação de relaxação do laser de controle. Entretanto, verificou-se que a diminuição nas amplitudes é extremamente dependente do tempo de resposta do circuito eletrônico com alimentação adiante.

Outros métodos de redução das oscilações de relaxação foram propostos, como em [80], em que é utilizada uma realimentação dupla e dois comprimentos de onda diferentes formando lasers em lados opostos da banda de amplificação. Entretanto, os resultados obtidos não proporcionaram ganhos significativos em relação aos apresentados pelas técnicas convencionais que aqui foram apresentadas.

Em [81] e [2] é apresentada uma técnica de controle utilizando a estrutura híbrida com controle digital que proporciona uma generalização do controle de ganho de EDFAs, ou seja, por meio desta, obtém-se um EDFA capaz de operar com eficiente controle automático de ganho em qualquer faixa de operação de potência de entrada, com ausência de limitação da faixa dinâmica de controle e supressão de transientes. Em [82] é relatada uma forma de generalizar a faixa de operação de um EDFA utilizando a forma híbrida descrita em [2], que opera na faixa de pequenos sinais, e o controle eletrônico apresentado em [83], realizando a generalização da faixa dinâmica para toda a faixa de operação do amplificador.

## Capítulo 4

# Extensão da Faixa Dinâmica em EDFAs

Este capítulo descreve o estudo realizado sobre a emissão espontânea estimulada observada em EDFAs e o método desenvolvido para compensar este efeito, considerando este amplificador com controle eletrônico de ganho, estendendo sua faixa dinâmica de operação. É realizado um estudo abrangente sobre a ASE em EDFAs em cinco partes: geração da emissão espontânea amplificada, figura de ruído, métodos de compensação da ASE, projeto de EDFAs com compensação do efeito gerado pela ASE e descrição experimental.

Primeiramente, apresenta-se uma análise qualitativa e quantitativa do assunto baseada na literatura, sendo descrito o fenômeno físico que produz a ASE e sua formulação matemática. São descritos os fenômenos observados, como perfil e nível de emissão espontânea.

Em seguida, realiza-se a quantificação paramétrica da ASE gerada, quantificada pela figura de ruído. Deve-se observar que a ASE não é a única fonte de ruído em amplificadores, sendo outras fontes expostas. Além da descrição da figura de ruído do amplificador isolado, necessita-se observar o efeito, neste parâmetro, de uma configuração em série de EDFAs.

As formas conhecidas na literatura para medição e/ou compensação de ASE em EDFAs são descritas. Ao compensar o efeito da ASE em EDFAs, com controle eletrônico, eleva-se a faixa dinâmica de operação. Define-se faixa dinâmica como a faixa de potência de entrada em que o erro de ganho em um determinado canal não assuma valores maiores que  $\pm 0,5$  dB em relação ao ganho alvo. O método proposto, inicialmente apresentado em [83], realiza, pela primeira vez, a medição e compensação da perda de ganho em tempo real, sendo esta perda denominada de penalidade de ganho, sobre o bombeio em EDFAs com controle eletrônico de ganho.

O quarto ponto descreve as ações realizadas nos dispositivos eletrônicos, tal como o DSP (*digital signal processor*), para compensar o efeito de perda de ganho pela ASE gerada. É descrita a utilização de GFFs (*gain flatness filter*) para o projeto de EDFAs, incluindo o impacto desta escolha.

Por fim, apresenta-se a metodologia experimental utilizada para obtenção dos dados descritos e

apresentados no Capítulo 5.

## 4.1 Modelagem da Emissão Espontânea Amplificada

Não é possível recuperar a informação original transmitida em um sistema de comunicação óptico, mesmo em condições ideais, pois o ruído balístico estará sempre presente. O ruído térmico não pode ser evitado em condições normais de temperatura. Estes ruídos presentes em todo sistema óptico são fatores limitantes para sistemas de curto alcance, sem amplificadores.

Para sistemas de longas distâncias, é necessária a adição de amplificadores para regeneração dos sinais, o que introduz ruído que ocasiona aumento da taxa de erro de bits, sendo o ruído do amplificador dominante frente ao ruído térmico ou balístico. Nesta seção, será apresentada a teoria básica sobre o ruído gerado pelo amplificador a fibra dopada com érbio, denominada de emissão espontânea amplificada.

### 4.1.1 Geração da ASE

Em [58], o sistema de três níveis que representa a dinâmica do EDFA é reduzida a um sistema de dois níveis. Neste modelo, assume-se a ausência do efeito de saturação devido à presença da ASE, sendo equivalente a desprezar a potência de emissão espontânea amplificada no sinal da fibra dopada.

O tratamento descrito nos modelos simplificados que desconsideram a ASE despreza um importante fator presente em todos os amplificadores ópticos [21]. Todos os íons excitados podem relaxar de forma espontânea do estado metaestável ( $E_2$ ) para o estado estável ( $E_1$ ) pela emissão de fótons descorrelacionados com os fótons do sinal. Estes fótons emitidos espontaneamente são amplificados à medida que se propagam pela fibra óptica, estimulando a emissão de mais fótons de íons excitados que possuem características idênticas. A amplificação dos fótons gerados espontaneamente ao longo da fibra dopada contribui para a saturação do amplificador.

Este processo parasita, que pode ocorrer em qualquer frequência do espectro fluorescente das transições do amplificador, reduz seu ganho, pois apenas uma parte dos íons excitados serão utilizados para amplificar o sinal, limitando o ganho total disponível. Para obter o valor da ASE na saída da fibra, é necessário calcular a potência de emissão em um dado ponto da fibra. Considerando uma fibra monomodo com dois modos de polarização independentes para uma dada frequência de modo  $\nu$ , cuja banda do ruído gerado é  $\Delta\nu$ , a potência total de ASE na saída do amplificador é [56, 21]:

$$P_{ASE}^0 = 2h\nu\Delta\nu. \quad (4.1)$$

A energia total de ruído em uma banda  $\Delta\nu$  é a energia de ruído de um fóton por modo multiplicado



pelo número total de modos em  $\Delta\nu$  [21]. Como cada modo é constituído de um sinal co-propagante e contra-propagante, a potência de ruído óptico é metade da potência quantificada em (4.1) para cada direção. Os fótons emitidos espontaneamente podem aparecer esporadicamente no mesmo modo da fibra ocupado pelo campo do sinal. Como ilustra a Fig. 4.1, o fóton emitido de forma espontânea modifica a amplitude  $A$  e a fase  $\phi$  do campo do sinal óptico de forma aleatória. Estas perturbações de fase ( $\delta\phi$ ) e amplitude ( $\delta A$ ) do sinal são a fonte do ruído em EDFA.

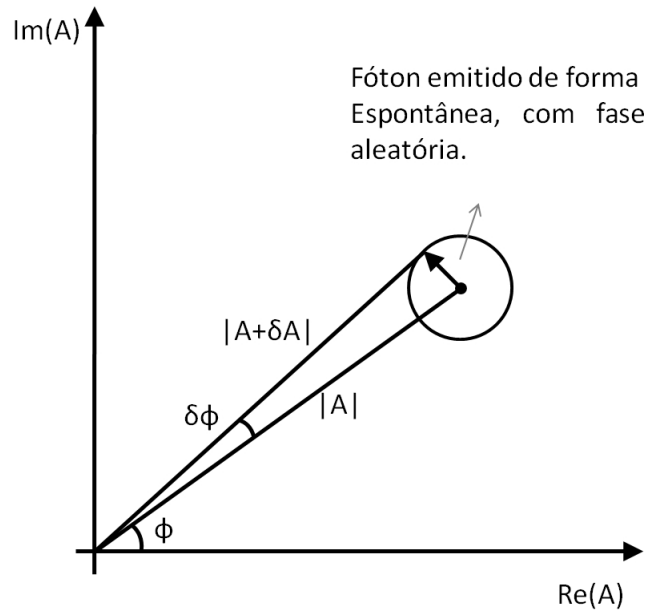


Fig. 4.1: Perturbações de fase e amplitude produzidas por um único fóton emitido de forma espontânea [10].

Deve-se considerar a quantidade de ruído adicionado pelo amplificador óptico. No nível fundamental, a emissão espontânea possui origens em flutuações no vácuo, necessitando uma análise quântica do processo de amplificação para determinar o nível do ruído [10, 56]. De forma semi-clássica, é possível obter o ruído pela adição do termo de fonte de ruído de Langevin à equação de campo que governa a propagação do sinal ao longo do amplificador. Como a equação não-linear de Schrödinger descreve a propagação da onda dentro da fibra óptica, pode-se generalizar esta equação ao incluir o termo de ganho e ruído do amplificador óptico como [10, 41]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i\gamma|A|^2 A + \frac{1}{2}(g_o - \alpha)A + f_n(z, t), \quad (4.2)$$

em que o termo  $g_o = \sigma_s^e N_2 - \sigma_s^a N_1$  é o coeficiente de ganho ( $\text{m}^{-1}$ ). O parâmetro  $\beta_2$  ( $\text{ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$ ) é o fator de dispersão de segunda ordem da fibra,  $\gamma$  ( $\text{km}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$ ) quantifica os fenômenos não-lineares da fibra e o termo  $f_n(z, t)$  ( $\text{m}^{-1}$ ) representa as flutuações induzidas pela emissão espontânea, sendo

responsável pela adição do ruído ao sinal amplificado [56, 10].

O fator  $f_n(z, t)$  é estatístico e possui média nula, ou seja,  $\langle f_n(z, t) \rangle = 0$ , com correlação [10]:

$$\langle f_n^*(z, t) f_n(z', t') \rangle = n_{sp} h\nu_o g_o \delta(z - z') \delta(t - t'), \quad (4.3)$$

em que  $\langle X(z, t) \rangle$  representam a média estatística do processo aleatório  $X(z, t)$ ,  $h\nu_o$  representa a energia do fóton e  $n_{sp}$  o fator de emissão espontâneo definido por [21]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - \frac{\sigma_s^a}{\sigma_s^e} N_1}. \quad (4.4)$$

Em (4.3), os termos  $\delta(z - z')$  e  $\delta(t - t')$  indicam que os eventos gerados pela emissão espontânea são independentes em tempo e posição ao longo da fibra. Esta expressão representa, de forma quantitativa, o teorema da dissipação-flutuação (*fluctuation-dissipation theorem*), sendo condizente com o tratamento quântico dado ao ruído do amplificador [10]. O fator  $n_{sp}$  expressa o nível de inversão dos íons presentes na fibra dopada com érbio. A razão  $\frac{\sigma_s^a}{\sigma_s^e}$  é ilustrada na Fig. 4.2 e utilizada em (4.4). Sendo as seções transversais dependentes da frequência do sinal, o fator de emissão espontâneo varia com o comprimento do sinal óptico. Para comprimentos de onda do início da banda C, a absorção é maior, proporcionando uma maior figura de ruído frente aos canais localizados no final da banda, que possuem um predomínio da seção cruzada de emissão.

Quando a completa inversão é obtida ( $N_1 = 0$ ), o fator  $n_{sp} = 1$ . Os amplificadores utilizados em enlaces de comunicações possuem alta inversão de população devido ao elevado ganho necessário para compensar a perda ao longo do enlace. Nesta situação, a figura de ruído do amplificador assume seu menor valor. A Fig. 4.3 ilustra o fator  $n_{sp}$  para diferentes níveis de inversão da fibra. Para elevados níveis de inversão, como quando 95 % dos íons estão no estado  $N_2$ , o fator de emissão é próximo do mínimo. Para níveis baixos de inversão, quando 70 % dos íons estão presentes no estado  $N_2$ ,  $n_{sp}$  assume maiores valores para os canais no início da banda C, existindo um nível maior de emissão espontânea.

A ASE total no ponto  $z$  é a soma da potência da ASE gerada e amplificada ao longo da propagação na fibra e do valor adicionado localmente pela geração espontânea de fótons. Esta potência estimula a emissão dos íons excitados do érbio. De forma geral, considerar a ASE nas equações que modelam o comportamento do amplificador incorpora novos termos a estas, sendo estes considerados como fatores de novos sinais. Pode-se, desta forma, considerar a ASE como sinal independente do sinal de entrada do amplificador, propagando-se nas direções e modos suportados pela fibra [84].

A potência total gerada no ponto  $z$  da fibra dopada, devido aos íons excitados de érbio, é proporcional ao produto  $\sigma_s^e N_2$ , pois este fator representa a taxa de emissão do nível metaestável e é

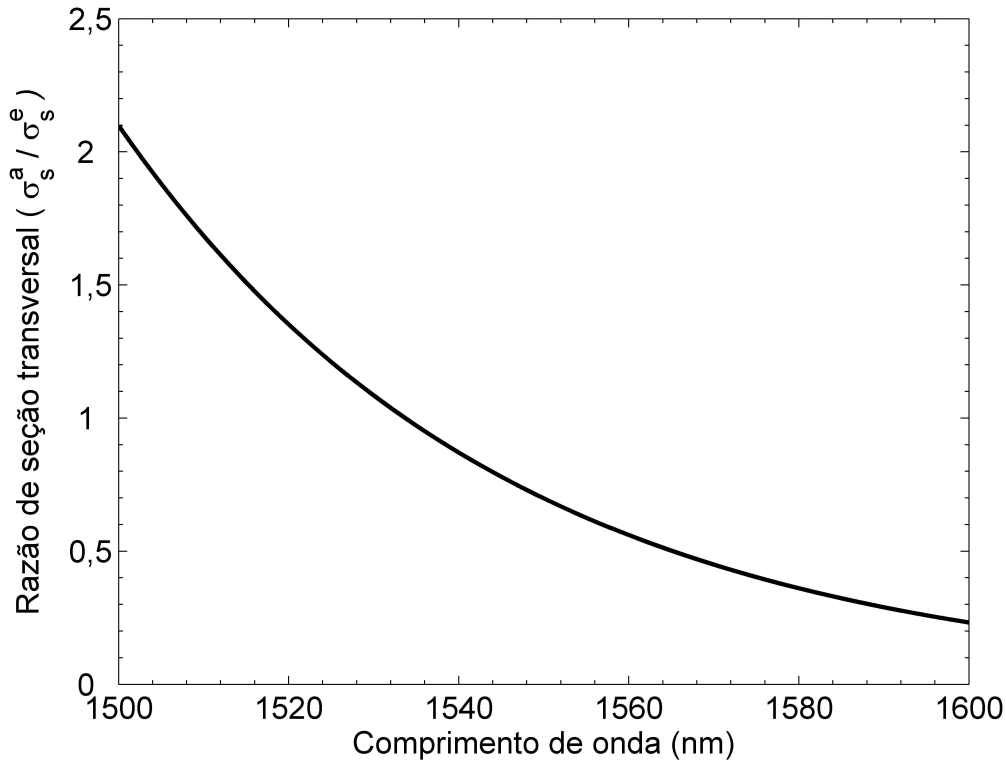


Fig. 4.2: Razão entre a seção cruzada de absorção e seção cruzada de emissão de uma fibra de sílica-alumínio-germânio dopada com érbio [21].

diretamente proporcional à probabilidade de emissão espontânea. A taxa de variação da potência de ASE no ponto  $z$ , em uma frequência  $\nu$ , é expressa por [86, 56, 21]:

$$\frac{dP_{\nu}^{+}}{dz} = (N_2\sigma_{\nu}^e - N_1\sigma_{\nu}^a)P_{\nu}^{+} + 2N_2\sigma_{\nu}^e h\nu\Delta\nu \quad (4.5)$$

$$\frac{dP_{\nu}^{-}}{dz} = -(N_2\sigma_{\nu}^e - N_1\sigma_{\nu}^a)P_{\nu}^{-} - 2N_2\sigma_{\nu}^e h\nu\Delta\nu \quad (4.6)$$

em que  $P_{\nu}^{\pm}$  (W) representa a potência de ASE gerada com frequência  $\nu$  co-propagante ou contra-propagante, representada pelo índice sobrescrito + e -, respectivamente, cuja largura de faixa considerada é  $\Delta\nu$ ,  $\sigma_{\nu}^e$  e  $\sigma_{\nu}^a$  são as seções transversais de emissão e absorção da fibra na frequência  $\nu$ , respectivamente. Considera-se em (4.5) e (4.6) que a densidade de íons de érbio e a distribuição de potência de sinal e bombeio no núcleo da fibra sejam uniformes, elevando-se o fator de sobreposição, e que os coeficientes de perdas sejam nulos. Conforme (4.5) e (4.6), a ASE propaga-se de forma semelhante a um sinal óptico inserido no amplificador. Sendo assim, observa-se que as equações de taxa, descritas no Capítulo 3, necessitam ser modificadas para adicionar o efeito da emissão espontânea amplificada. Este procedimento consiste em dividir a ASE em vários segmentos de largura  $\Delta\nu_{ASE}$  e considerá-los como sinais [21].

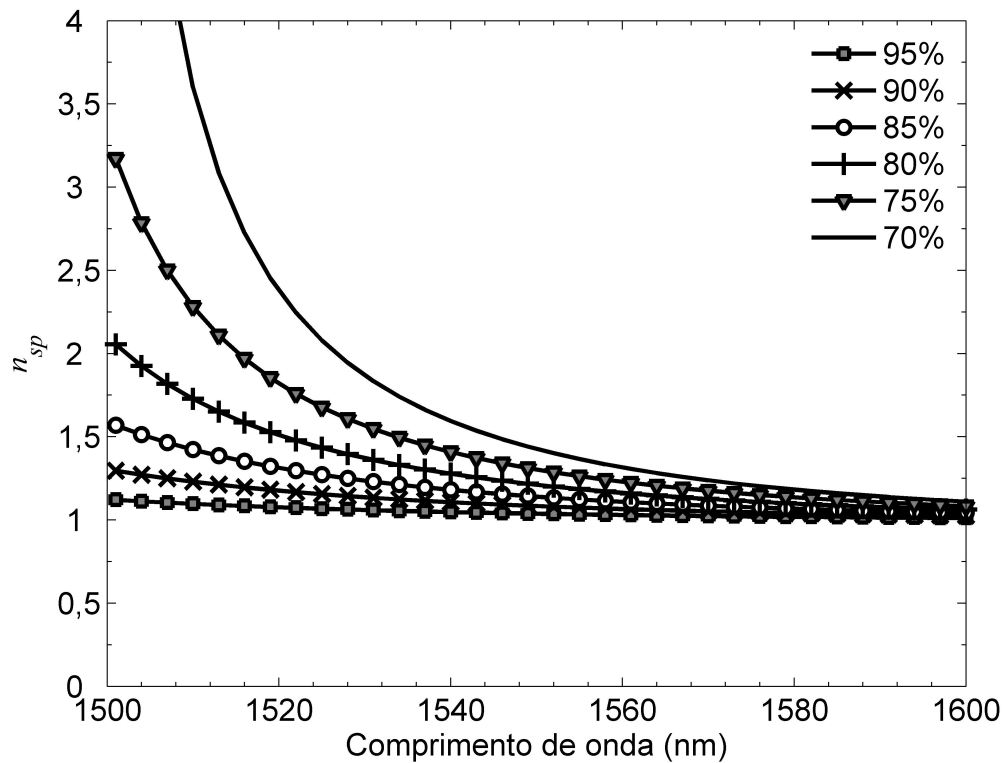


Fig. 4.3: Parâmetro de inversão para diferentes níveis de íons no estado metaestável ( $N_2$ ) [21].

A potência de cada segmento de frequência  $\nu_{ASE}$  pode propagar-se como um sinal independente com formato espectral e potência particulares, obtendo-os na saída do amplificador que, em conjunto, descrevem o perfil espectral e potência total do sinal de ASE, propagando-se em ambas direções, sendo o nível da parcela contra-propagante maior que o nível da fração co-propagante. Este efeito, conforme descrito no Capítulo 3, é devido ao maior nível de bombeio no início da fibra, provocando um maior nível de inversão.

O nível de inversão de uma fibra dopada com érbio é dependente das seções transversais de absorção e emissão. Conforme observado na Fig. 4.4, o nível de absorção no comprimento de onda de 980 nm é elevado, significando que mais fótons são absorvidos e utilizados para elevar os íons presentes no estado fundamental ao estado metaestável, propiciando uma maior inversão na fibra. Esta elevada inversão é traduzida em elevados valores de ganho, dependendo do sinal de entrada. O nível de emissão é aproximadamente nulo para este mesmo comprimento de onda, desta forma uma grande parte dos fótons do sinal de bombeio de 980 nm são utilizados para excitar os íons do estado fundamental para o estado metaestável, pois poucos fótons serão emitidos em 980 nm. Elevados valores de ganho são obtidos utilizando este comprimento de onda como fonte de bombeio.

Os valores das seções transversais de absorção e emissão da fibra dopada com érbio são dependentes do comprimento de onda, conforme ilustra a Fig. 4.5. Desta maneira, como exemplo, há dife-

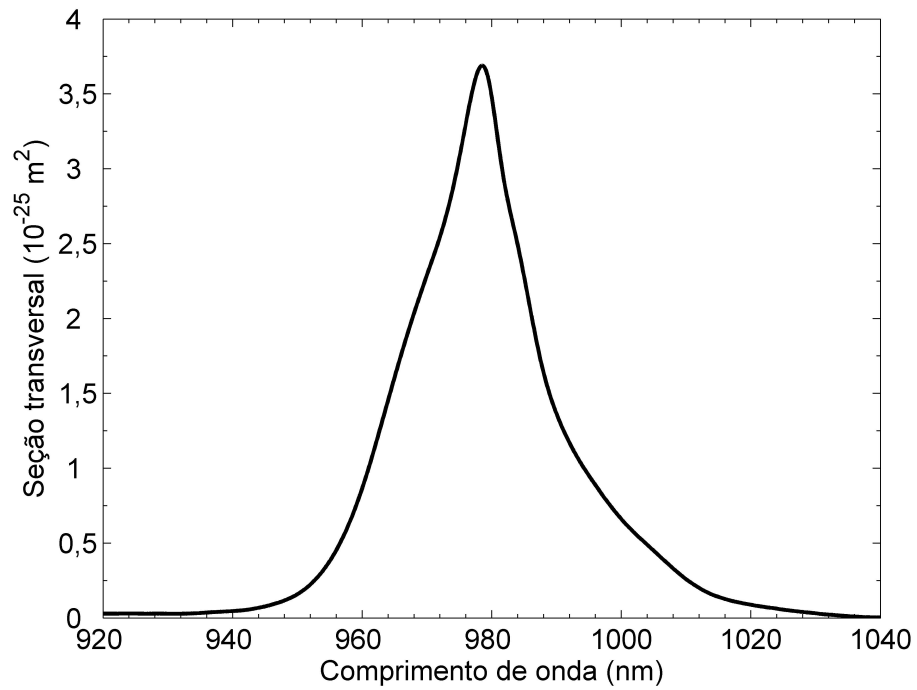


Fig. 4.4: Seção cruzada de absorção da fibra dopada com érbio modelo R37003 OFS na região de 980 nm [85].

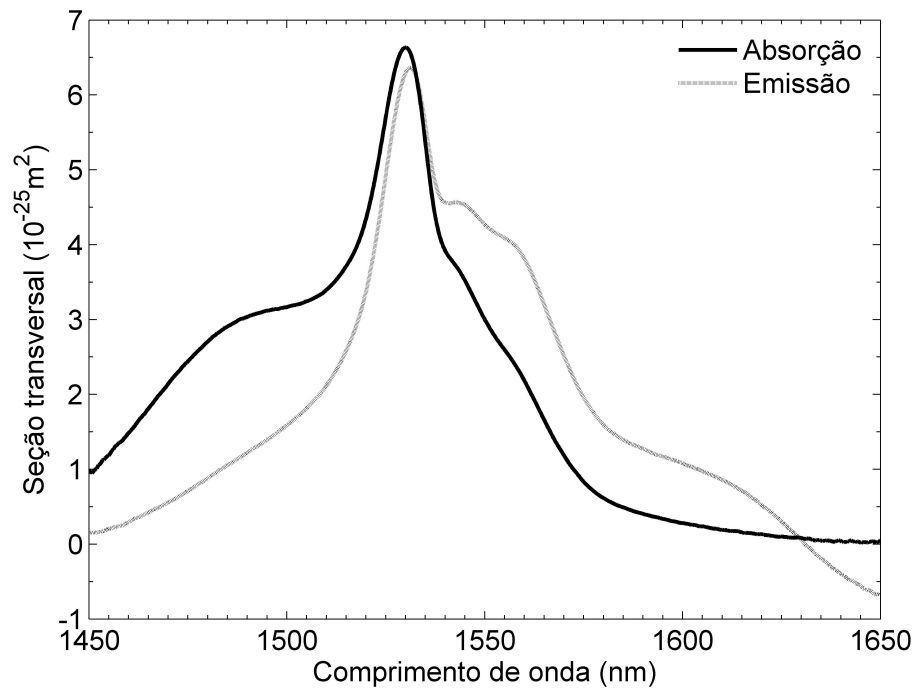


Fig. 4.5: Seção cruzada de absorção da fibra dopada com érbio modelo R37003 OFS na região de 1550 nm [85].

rentes níveis de absorção e emissão para 1532 nm e 1550 nm, onde o nível de absorção do primeiro é maior que o nível de emissão, enquanto o quadro oposto é observado para 1550 nm. Em 1532 nm a absorção de fótons do sinal incidente é mais efetivo frente ao nível observado para 1550 nm. Entretanto, para níveis de bombeio próximos do limiar de bombeio, ganhos maiores são observados para o comprimento de onda de 1550 nm, pois o nível de absorção é menor, possuindo uma menor perda do sinal incidente conforme ilustra a Fig. 3.7.

A Fig. 4.6 ilustra o nível de ASE co-propagante e contra-propagante, quando o sinal de entrada é composto apenas por um canal localizado em 1532 nm, enquanto a Fig. 4.7 apresenta o nível de ASE co-propagante e contra-propagante quando o comprimento de onda utilizado é 1550 nm. Foram utilizados dois níveis de sinal de entrada, (a) 0 dBm e (b) -20 dBm, com a finalidade de apresentar o efeito da saturação do amplificador. Grandes níveis de sinal de entrada são traduzidos num elevado número de fótons, enquanto pequenos níveis representam quantidades desprezíveis de fótons. Desta forma, o sinal de 0 dBm possui fótons suficientes para estimular a transição de grande parte dos íons localizados no nível metaestável para o nível fundamental, tornando a emissão estimulada de fótons preponderante.

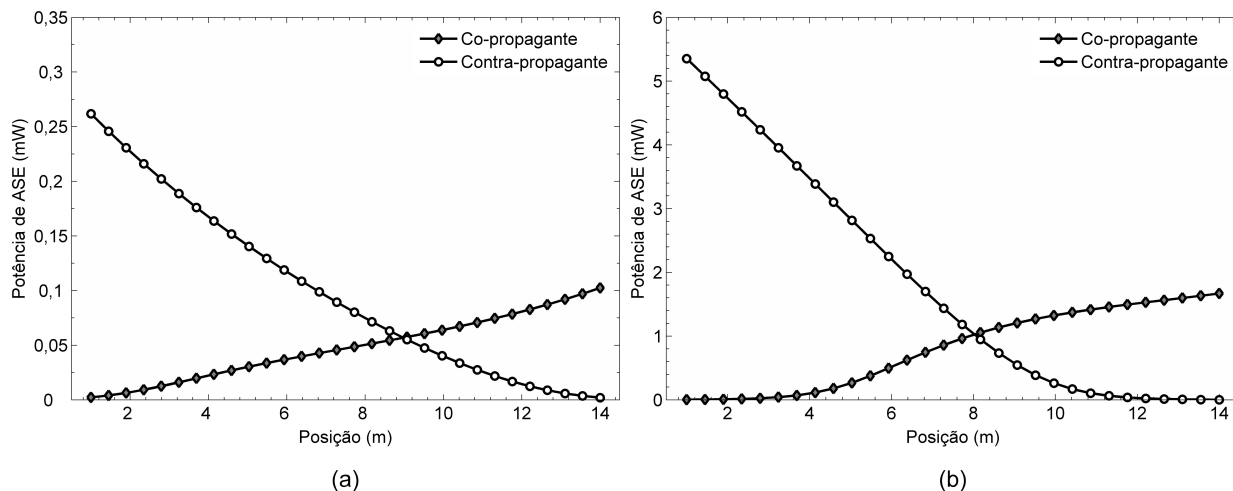


Fig. 4.6: Simulação do nível de potência de ASE considerando um amplificador com EDF (*erbium doped fiber*) de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante de 100 mW de potência, com potência de entrada de (a) 0 dBm e (b) -20 dBm, cujo sinal de entrada é composto por um canal localizado em 1532 nm.

Estes novos fótons gerados possuem mesma direção e frequência do sinal de entrada incidente, utilizado para estimular os íons excitados. Os poucos íons restantes decaem para o nível fundamental de forma espontânea, emitindo fótons com direções e frequências aleatórias. Estes fótons emitidos no início da fibra estimulam novos íons, elevando o nível de ASE.

Menor nível de sinal de entrada se traduz num número menor de fótons. Estes estimulam a

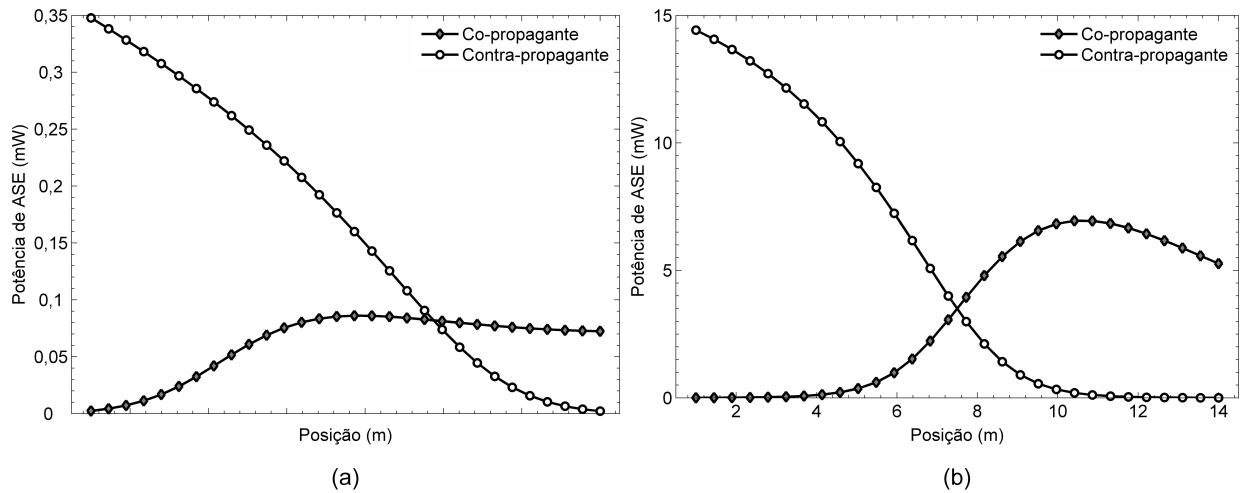


Fig. 4.7: Simulação do nível de potência de ASE considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante de 100 mW de potência, com potência de entrada de (a) 0 dBm e (b) -20 dBm, cujo sinal é composto por um canal localizado em 1550 nm.

transição de poucos íons localizados no estado metaestável para o nível fundamental. Os numerosos íons restantes sofrem transições espontâneas para o nível fundamental e observam o processo de ganho ao longo de toda a fibra, justificando o nível maior da ASE para pequenos sinais de entrada, conforme ilustra a Fig. 4.6(a), para 1532 nm, e Fig. 4.7(a) para 1550 nm. Quando o sinal de entrada possui nível elevado, mais fótons estimulam a transição dos íons no estado metaestável para o nível fundamental, observando baixos níveis de ASE no sinal de saída, conforme ilustra a Fig. 4.6(b), para 1532 nm, e Fig. 4.7(b) para 1550 nm.

Ao ser considerado o comprimento de onda do canal que compõe o sinal de entrada do amplificador, diferentes níveis de ASE no sinal de saída são observados. Conforme ilustra a Fig. 4.3, o fator de emissão possui maiores níveis no início da banda C. O sinal composto por um canal localizado em 1532 nm produz menor nível de ASE na saída do amplificador, pois os íons excitados sofrem menos transições espontâneas para o nível fundamental, emitindo mais fótons na direção e frequência do sinal de 1532 nm, conforme Fig. 4.6. Para o caso do canal 1550 nm, o fator de emissão continua elevado para comprimentos de onda no início da banda C, o que produz um maior nível de ASE na saída do amplificador devido à ausência de um sinal guia para os fótons emitidos de forma espontânea, conforme Fig. 4.7. As discussões até aqui realizadas são condizentes com (4.5) e (4.6), sendo correlacionadas com os perfis das seções cruzadas de emissão e absorção.

### 4.1.2 Perfil Espectral da ASE

O modelo de três níveis que descreve a interação dos íons de érbio com os fótons do sinal de entrada é apresentado na Seção 3.2.2 do Capítulo 3. Este modelo pode ser reduzido ao de dois níveis com certas simplificações [21], considerando a potência de emissão espontânea amplificada.

Assume-se que a distribuição dos íons de érbio na fibra seja uniforme entre o centro do núcleo e o perímetro do núcleo, assim como o nível de sinal de entrada, de bombeio e a parcela de ASE. Esta simplificação equivale a considerar o fator de sobreposição unitário, possibilitando obter resultados coerentes com o perfil de ASE no sinal de saída do amplificador óptico.

Substituindo (3.1) a (3.4) em (3.21), surge uma forma que descreve o nível de inversão em função da posição na fibra:

$$N_2(z) = \frac{\frac{\tau\sigma_s^a}{h\nu_s} I_s(z) + \frac{\tau\sigma_p^a}{h\nu_p} I_p(z)}{\frac{\tau(\sigma_s^a + \sigma_s^e)}{h\nu_s} I_s(z) + \frac{\tau(\sigma_p^a + \sigma_p^e)}{h\nu_p} I_p(z) + 1} N_0, \quad (4.7)$$

observando que a intensidade de sinal  $I_s(z)$  e intensidade de bombeio  $I_p(z)$  são descritas, respectivamente, por:

$$I_s(z) = h\nu_s \phi_s^a(z) \quad (4.8)$$

$$I_p(z) = h\nu_p \phi_p^a(z). \quad (4.9)$$

A Expressão (4.7) descreve a propagação do sinal de acordo com as seções transversais de emissão e absorção da fibra, o nível de bombeio e o nível do sinal. Considerando um sinal de pequena amplitude e um alto nível de bombeio, a inversão é aproximadamente 100%, obtendo, como ilustrado na Fig. 4.3, um pequeno valor do fator de emissão espontânea. Para uma banda óptica específica, é necessário utilizar (4.7) para cada componente do sinal e bombeio de frequência  $\nu_{si}$  e  $\nu_{pi}$ , respectivamente, realizando diversas interações para obtenção de sinais para toda banda desejada [57, 87]:

$$N_2(z) = \frac{\sum_{si} \frac{\tau\sigma_{si}^a}{h\nu_{si}} I_{si}(z) + \sum_{pi} \frac{\tau\sigma_{pi}^a}{h\nu_{pi}} I_{pi}(z)}{\sum_{si} \frac{\tau(\sigma_{si}^a + \sigma_{si}^e)}{h\nu_{si}} I_{si}(z) + \sum_{pi} \frac{\tau(\sigma_{pi}^a + \sigma_{pi}^e)}{h\nu_{pi}} I_{pi}(z) + 1} N_0. \quad (4.10)$$

Seguindo as considerações realizadas na seção anterior, ou seja, considerar a ASE como sinal independente do sinal de entrada do amplificador, propagando-se nas direções e modos suportados pelo amplificador, adiciona-se o termo que representa a ASE à (4.10), obtendo-se:



$$N_2(z) = \frac{\sum_{si} \frac{\tau \sigma_{si}^a}{h\nu_{si}} I_{si}(z) + \sum_{pi} \frac{\tau \sigma_{pi}^a}{h\nu_{pi}} I_{pi}(z) + \sum_{\nu_j} \frac{\tau \sigma_{\nu_j}^a}{h\nu_j} I_{\nu_j}(z)}{\sum_{si} \frac{\tau(\sigma_{si}^a + \sigma_{si}^e)}{h\nu_{si}} I_{si}(z) + \sum_{pi} \frac{\tau(\sigma_{pi}^a + \sigma_{pi}^e)}{h\nu_{pi}} I_{pi}(z) + \sum_{\nu_j} \frac{\tau(\sigma_{\nu_j}^a + \sigma_{\nu_j}^e)}{h\nu_j} I_{\nu_j}(z) + 1} N_0, \quad (4.11)$$

em que  $I_{\nu_j}$  representa a intensidade do sinal de ASE. Como pode ser observado em (4.11), a ASE é considerada um sinal independente, sofrendo o mesmo processo de ganho que o sinal de entrada. Cada parcela de intensidade de ASE  $I_{\nu_j}$  é composta por uma componente de co-propagação  $I_{\nu_j}^+$  e outra componente de contra-propagação  $I_{\nu_j}^-$ , de maneira que:

$$I_{\nu_j} = I_{\nu_j}^+ + I_{\nu_j}^-. \quad (4.12)$$

É possível substituir o parâmetro de intensidade pela potência do sinal óptico, seja este de bombeio, sinal ou ASE, considerando a relação entre o nível de intensidade do sinal e a potência deste, dada por:

$$P_\nu(z) = I_\nu(z) \frac{A}{\Gamma_\nu}, \quad (4.13)$$

em que  $P_\nu(z)$  representa a potência do sinal óptico,  $I_\nu(z)$  a intensidade do sinal,  $A$  a área efetiva em que os íons estão distribuídos na fibra, expressa por  $\pi R^2$ , sendo  $R$  o raio da fibra, e  $\Gamma_\nu$  o fator de sobreposição entre os modos do sinal óptico e a distribuição do érbio [21, 56, 10]. Desta maneira, a intensidade da ASE pode ser expressa por meio da potência:

$$P_{\nu_j} = P_{\nu_j}^+ + P_{\nu_j}^-. \quad (4.14)$$

As equações de propagação podem, então, ser descritas por meio de equações diferenciais cuja variável é a potência do sinal considerado. Apenas a parte do modo óptico que se sobrepõem ao da distribuição do érbio na fibra sofrerá ganho ou atenuação, sendo o fator de sobreposição, considerado unitário neste trabalho, um fator importante para descrição da dinâmica do amplificador. As equações de propagação são expressas por [21]:

$$\frac{dP_p}{dz} = (N_2\sigma_p^e - N_1\sigma_p^a) P_p - \alpha_p^{a0} P_p \quad (4.15)$$

$$\frac{dP_s}{dz} = (N_2\sigma_s^e - N_1\sigma_s^a) P_s - \alpha_s^{a0} P_s \quad (4.16)$$

$$\frac{dP_{\nu_j}^+}{dz} = \left( N_2 \sigma_{\nu_j}^e - N_1 \sigma_{\nu_j}^a \right) P_{\nu_j}^+ + N_2 \sigma_{\nu_j}^e h \nu_j \Delta \nu_j - \alpha_{\nu_j}^{a0} P_{\nu_j}^+ \quad (4.17)$$

$$\frac{dP_{\nu_j}^-}{dz} = - \left( N_2 \sigma_{\nu_j}^e - N_1 \sigma_{\nu_j}^a \right) P_{\nu_j}^- + N_2 \sigma_{\nu_j}^e h \nu_j \Delta \nu_j - \alpha_{\nu_j}^{a0} P_{\nu_j}^- \quad (4.18)$$

em que os parâmetros  $\alpha_p^{a0}$ ,  $\alpha_s^{a0}$  e  $\alpha_{\nu_j}^{a0}$  representam a perda sofrida pelo sinal de bombeio, sinal de entrada WDM e ASE gerada, respectivamente, na fibra óptica. A ASE é dividida em componentes representando a intensidade presente na banda  $\Delta \nu_j$  centrada em  $\nu_j$ . O tratamento numérico torna-se mais complexo à medida que  $\Delta \nu_j$  diminui, obtendo-se seções transversais praticamente constantes ao longo da faixa de operação.

Para realizar a simulação do amplificador a fibra dopada com érbio buscando o ganho e o perfil espectral da ASE co- e contra-propagante, o modelo descrito por (4.15) a (4.18) é utilizado. O valor da ASE co-propagante no início da fibra ( $z = 0$ ) é zero para todas as frequências, enquanto no ponto  $z = L$ , sendo  $L$  o comprimento da fibra dopada, o valor do sinal de ASE contra-propagante é também nulo para todos os sinais. O sistema de equações formado por (4.11) e (4.15) a (4.18) descreve o comportamento quantitativo do processo de amplificação na fibra dopada com érbio, considerando-se a emissão amplificada estimulada. É utilizado nas simulações um amplificador que utiliza 14 metros de fibra dopada com érbio, modelo R37003X, da fabricante OFS [85], com pico de absorção em 1530 nm de  $7,0 \pm 1,0$  dB/m e em 980 nm de 4,5 dB/m, com bombeio variando entre 1 e 20 mW e incremento de 1 mW, com direção de bombeio co- e contra-propagante. O sinal de entrada possui 40 canais distribuídos ao longo da banda C de acordo com a grade ITU de 100 GHz, sendo utilizados os canais C21 a C60 com -36 dBm de potência por canal e uma potência total de -20 dBm.

A Fig. 4.8 ilustra o perfil espectral da ASE contra-propagante e a Fig. 4.9 ilustra o perfil espectral da ASE co-propagante, para diferentes níveis de bombeio. Estes níveis são representados por linhas contínuas semelhantes a isolinhas em que os dados obtidos para o primeiro nível de bombeio, ou seja, para 1 mW, são representados pela primeira linha inferior, para o segundo nível de bombeio, ou seja, para 2 mW, são representados pela segunda linha inferior, enquanto os níveis subsequentes são representados pelas linhas acima da segunda linha. Verifica-se, primeiramente, que para pequenos níveis de bombeio, a perda da fibra é superior aos fótons emitidos de forma espontânea mais o ganho sofrido pelos fótons emitidos ao longo da fibra. Devido à elevada inversão observada no início da fibra, a ASE contra-propagante possui maiores níveis de potência em todo o perfil espectral frente ao perfil observado para ASE co-propagante. Desta forma, maiores níveis de ASE são observados no início da fibra dopada.

O perfil de ganho do amplificador é ilustrado na Fig. 4.10. O perfil espectral da ASE co-propagante é semelhante ao perfil de ganho observado no amplificador, observando maiores ganhos para os canais em que a seção transversal de emissão é maior que a seção de absorção, para pequenos

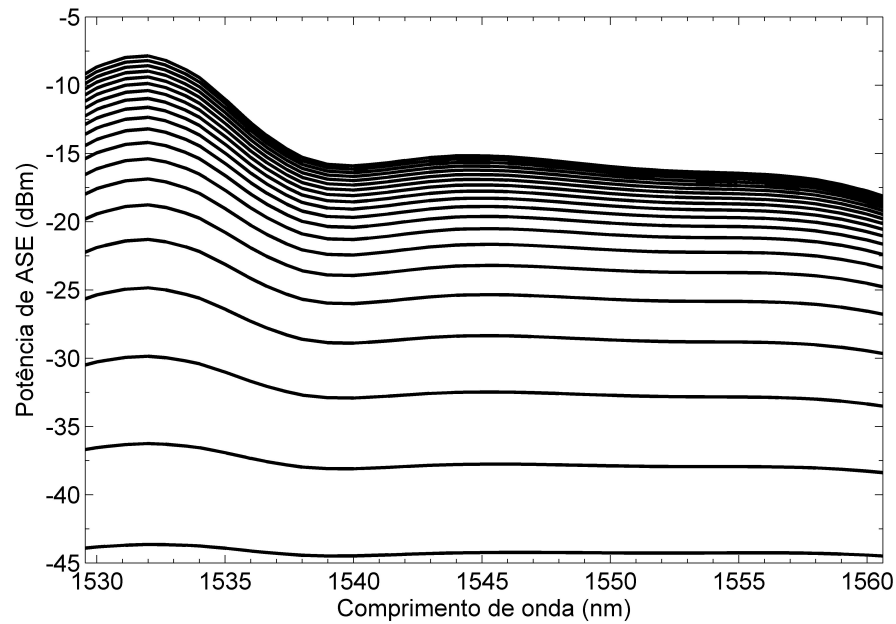


Fig. 4.8: Simulação do perfil de ASE contra-propagante, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica.

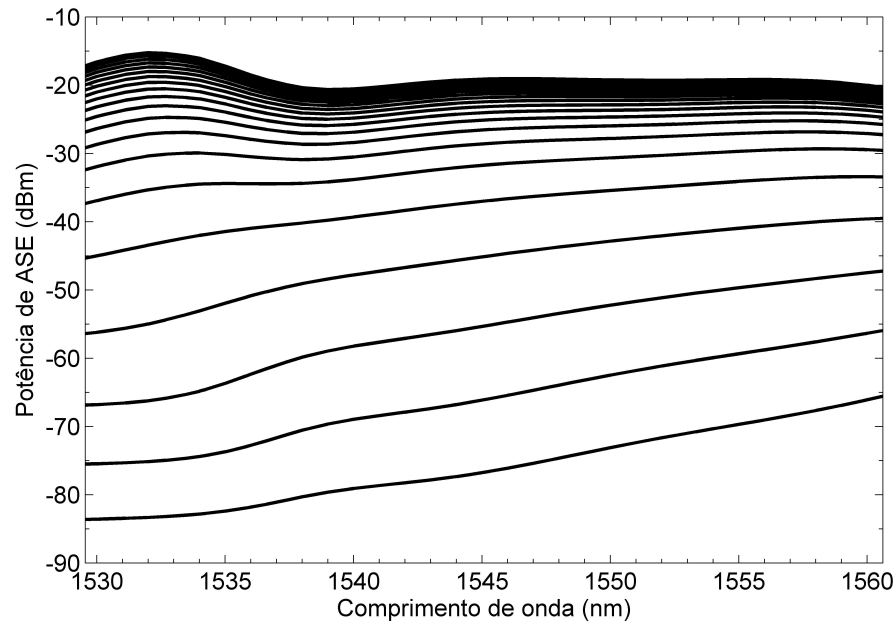


Fig. 4.9: Simulação do perfil de ASE co-propagante, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica.

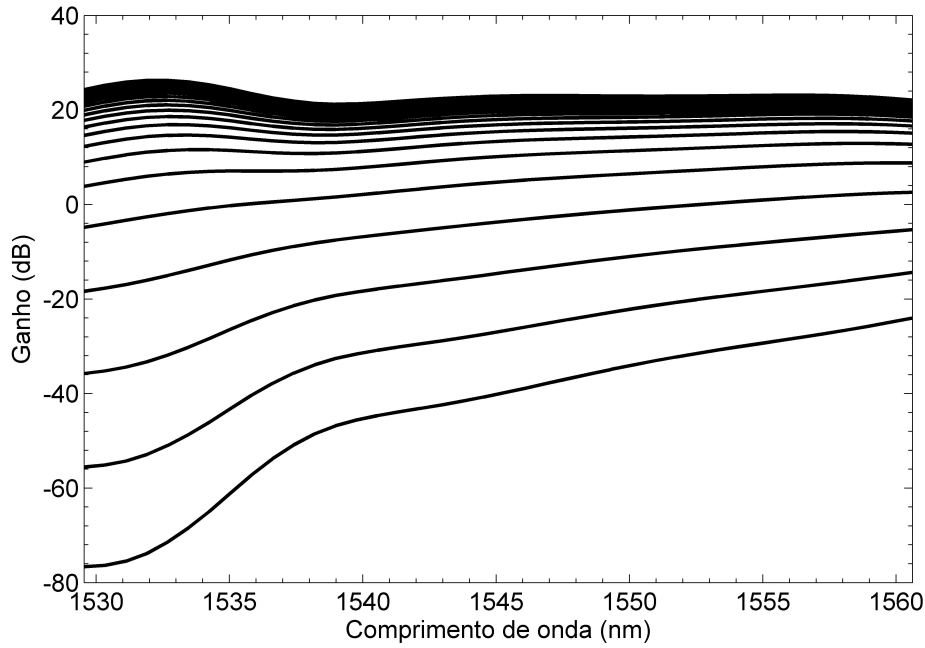


Fig. 4.10: Simulação do perfil de ganho, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio co-propagante com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica.

níveis de sinal de bombeio. A desigualização entre os canais é observada em todos os níveis de potência de bombeio, sendo mais crítica para níveis menores de saturação do amplificador, como ilustrado na Fig. 3.6.

A potência de ASE total na banda C em função do nível do sinal de bombeio para as duas formas de propagação da ASE é mostrada na Fig. 4.11. Observa-se o nível superior da ASE contra-propagante a medida que o nível de bombeio é incrementado. O nível do sinal de bombeio limite para amplificação do sinal é próximo de 6 mW. Este nível é obtido ao observar o perfil de ganho, na Fig. 4.10, que primeiro apresenta ganhos superiores a zero. A potência total de ASE é representada, após a substituição da potência de ruído de banda [10], por:

$$P_{ASE}^{total} = 2n_{sp}h\nu_o(G - 1)\Delta\nu_o \quad (4.19)$$

em que o fator 2 leva em consideração a natureza não-polarizada da ASE. A potência de ASE pode assumir valores elevados com o aumento do ganho, neste caso, proporcional ao nível de potência de bombeio.

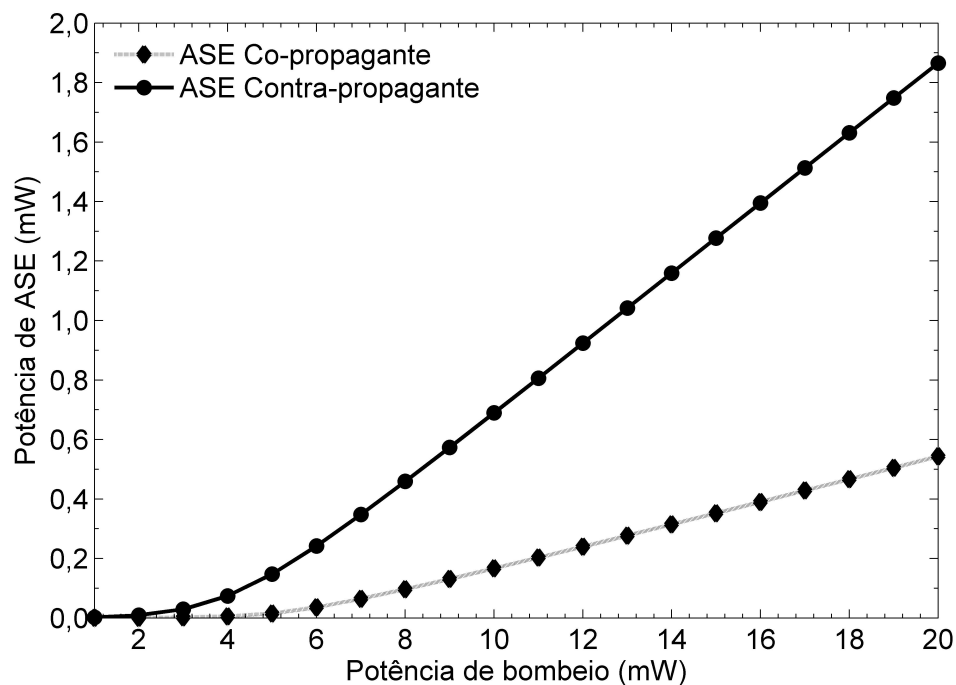


Fig. 4.11: Simulação da potência total de ASE co- e contra-propagante em função da potência de bombeio, considerando um amplificador com EDF de 14 m de comprimento e laser de bombeio com potência variando entre 1 e 20 mW em intervalos de 1 mW, com 40 canais espaçados de acordo com a grade ITU, totalizando -20 dBm de potência óptica.

## 4.2 Figura de Ruído em EDFAs

Para realizar a análise de ruído no dispositivo de um sistema de comunicação, necessita-se de um fator que avalie o desempenho deste dispositivo sob ruído. Um destes fatores é denominado de figura de ruído. O ruído de saída do amplificador é composto de duas contribuições, uma devido à fonte e a outra ao próprio dispositivo. Nesta seção, a base teórica sobre a figura de ruído é revista com enfoque óptico e elétrico, considerando o amplificador isolado e, em seguida, num sistema de amplificadores em cascata utilizados em enlaces de comunicação. Dadas as diversas fontes individuais de ruído que variam de acordo com a aplicação e projeto de amplificadores, a correta definição do ruído deve incluir todas as contribuições.

O ruído pode ser caracterizado indiretamente ao se medir a potência espectral do campo óptico e utilizar um modelo aproximado para avaliar a intensidade de ruído [68]. De forma alternativa, a detecção optoeletrônica é utilizada, em que um fotodetector converte a potência óptica em sinal elétrico assim como o ruído presente no sinal óptico, utilizando técnicas padrões de análise de sinais elétricos [10]. Para o EDFA, a figura de ruído é utilizada para quantificar a adição de ASE no sinal óptico amplificado.

### 4.2.1 Análise do Elemento

A adição de ASE ao sinal de entrada do amplificador reduz a diferença entre o nível do sinal e o ruído. Esta diferença traduz a qualidade do sinal propagante no enlace, sendo maior quanto mais elevada for esta diferença e menor à medida que os níveis se aproximam. Esta qualidade é quantificada pela razão entre a potência do sinal e a potência de ruído gerada contida neste sinal, sendo esta razão denominada de relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* - SNR), sendo expressa por [68]:

$$SNR = \frac{\langle i_{sig} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_n \rangle}, \quad (4.20)$$

em que  $\langle i_{sig} \rangle$  representa a fotocorrente média gerada pela detecção do sinal óptico e  $\langle \Delta^2 i_n \rangle$  a variância do ruído da fotocorrente gerada no receptor. A formulação da figura de ruído apresentada é baseada na descrição geral da degradação da SNR dos sinais modulados por intensidade usados nos sistemas de detecção direta de sinais ópticos [10].

A SNR é dependente do tipo de fotodetector utilizado no receptor, um fotodiodo p-i-n (PIN) ou um fotodiodo de avalanche (*avalanche photodiode* - APD). Na análise aqui apresentada considera-se que o receptor utiliza um fotodiodo PIN. Observa-se que a SNR é definida em termos da razão entre níveis de potência, portanto a SNR é uma razão entre os níveis de potência elétrica em vez de razão entre níveis de potência óptica.

A forma para obter a SNR de entrada e saída do amplificador é apresentada na Fig. 4.12, considerando uma fonte de luz limitada apenas pelo ruído balístico. Considera-se um receptor ideal utilizado para obter a corrente gerada  $\langle i_{sig} \rangle + \langle i_n^2 \rangle$  que representa a potência óptica, sendo necessário garantir as mesmas condições de medição, por exemplo, mesma temperatura e potência de entrada.

Assim como a SNR é utilizada como figura de mérito para caracterizar a qualidade do sinal analisado, a natureza da geração de ruído em amplificadores ópticos ou outros em componentes pode ser caracterizada pela figura de ruído. A figura de ruído permite que os projetistas verifiquem o impacto da inserção de componentes no enlace, quantificando a degradação da SNR devido à inserção do amplificador ou componente no enlace de comunicação. A figura de ruído reflete o impacto da diversidade das fontes de ruído que influencia o desempenho do componente.

O fator de ruído é definido como a razão entre a relação sinal-ruído do sinal de entrada do amplificador e a relação sinal-ruído do sinal de saída do amplificador, sendo expressa por [88, 89]:

$$F(\nu, f) = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}(\nu, f)}, \quad (4.21)$$

em que  $SNR_{in}$  é a SNR do sinal de entrada do amplificador e  $SNR_{out}$  a SNR de saída do amplificador. De forma geral, o fator de ruído é função da frequência óptica  $\nu$ , devido a diferentes níveis de

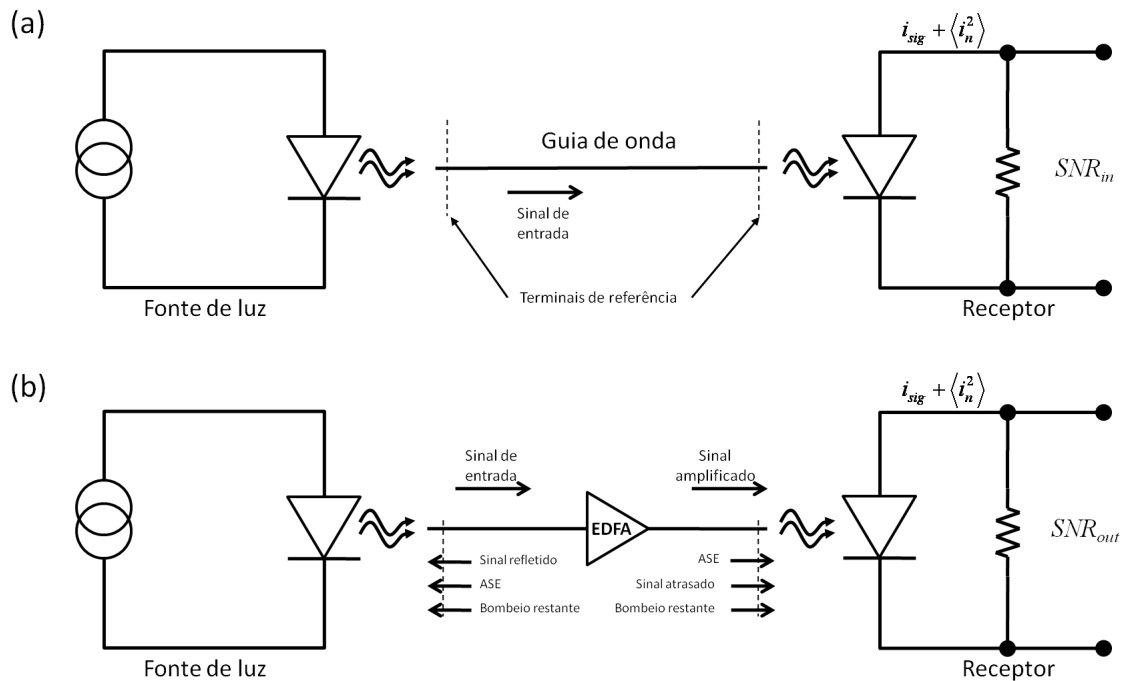


Fig. 4.12: Esquema de obtenção de SNR na entrada e saída do amplificador. (a) SNR de entrada ( $SNR_{in}$ ); (b) SNR de saída ( $SNR_{out}$ ) [68].

ASE gerados no processo de amplificação de acordo com o comprimento de onda, e da frequência de banda-base  $f$  [68]. Garantindo as mesmas condições de medida, conforme apresentado na Fig. 4.12, o valor de  $SNR_{in}$  é mantido constante, o que possibilita análises sob a mesma referência. A figura de ruído é, então, expressa como o valor, em dB, do fator de ruído:

$$NF(\nu, f) = 10 \log_{10}(F(\nu, f)). \quad (4.22)$$

A figura de ruído definida em (4.22) é consistente com a definição da SNR como razão entre os níveis de fotocorrente geradas, sendo a figura de ruído corretamente expressa em dB elétrico em vez de dB óptico [68, 88].

É importante definir a forma do sinal de referência utilizado como sinal de entrada. Okoshi e Kikuchi [68] definem figura de ruído em termos de uma entrada de referência coerente sem nenhum excesso de ruído, ou seja, a definição utiliza uma entrada de referência limitada por ruído balístico. A referência de entrada limitada é comumente utilizada na literatura e implementada por instrumentos que produzem sinais deste tipo [90], sendo incorporada na definição internacional da figura de ruído pelo organismo de padronização IEC (*International Electrotechnical Commission*) [88].

A SNR de entrada é expressa por [10, 68, 88]:

$$SNR_{in} = \frac{\langle i_{in} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_{in} \rangle} = \frac{\mathfrak{R}^2 \langle P_{in} \rangle}{2q \mathfrak{R} P_{in} B_e} = \frac{\eta \langle P_{in} \rangle}{2h\nu B_e}, \quad (4.23)$$

em que  $q$  representa a carga do elétron,  $\langle i_{in} \rangle$  é a corrente média gerada no fotodetector pelo processo de conversão do sinal de entrada  $\langle P_{in} \rangle$  com variância  $\Delta^2 i_{in}$  e  $B_e$  é a largura de banda do ruído. A responsividade do fotodetector é expressa por:

$$\mathfrak{R} = \frac{\eta q}{h\nu}, \quad (4.24)$$

em que  $\eta$  é a eficiência quântica do fotodetector. O termo  $\langle i_{in} \rangle^2$ , no numerador de (4.23), é proporcional à potência de sinal elétrico detectado, enquanto  $\langle \Delta^2 i_{in} \rangle$  é proporcional ao nível do ruído balístico. A Expressão (4.23) mostra que a potência do sinal detectado depende do quadrado de  $\langle P_{in} \rangle$ , sendo o ruído balístico proporcional ao valor de  $\langle P_{in} \rangle$ . O valor de  $SNR_{in}$  depende da eficiência quântica do fotodiodo utilizado no receptor. Para um receptor ideal com ruído térmico desprezível e largura de banda de ruído  $B_e$  de 1 Hz, (4.23) torna-se:

$$SNR_{in} = \frac{\langle P_{in} \rangle}{2h\nu}. \quad (4.25)$$

O ruído na saída do amplificador é composto por sinais de fontes distintas, como, por exemplo, a ASE gerada no processo de amplificação e bombeio remanescente, que contribuem para a degradação do sinal de entrada amplificado. A SNR de saída é expressa por [68]:

$$SNR_{out} = \frac{\langle i_{out} \rangle^2}{\langle \Delta^2 i_{out} \rangle}. \quad (4.26)$$

em que  $\langle i_{out} \rangle$  representa a corrente gerada no processo de recepção do sinal óptico amplificado e  $\langle \Delta^2 i_{out} \rangle$  sua variância, que representa o nível de ruído contido no sinal, conforme apresentado na Fig. 4.12. A aproximação direta para determinar o denominador de (4.26) é adicionar as densidades espectrais de potência do ruído de intensidade de todas as fontes descorrelacionadas de ruído. Desta maneira, a SNR de saída é expressa por:

$$SNR_{out} = \frac{\langle P_{out} \rangle}{B_e [S_{sig-sp} + S_{sp-sp} + S_{MPI} + S_{pump} + \dots + \eta^{-1} S_{shot} + S_t]} \quad (4.27)$$

em que  $S_{sig-sp}$ ,  $S_{sp-sp}$ ,  $S_{MPI}$ ,  $S_{pump}$ ,  $S_{shot}$  e  $S_t$  são as densidades espectrais de potência do ruído originado pela correlação sinal-ASE, correlação ASE-ASE, interferência de multipercurso, bombeio remanescente, ruído balístico e ruído térmico, respectivamente [10, 21, 68]. O termo  $\langle P_{out} \rangle$  representa a potência óptica do sinal amplificado. A figura de ruído é definida em termos do receptor ideal, em que a eficiência quântica é unitária. Em geral, o denominador de (4.27) depende da frequência óptica  $\nu$  e da frequência da banda-base  $f$ . A fim de facilitar a descrição da figura de ruído em



amplificadores ópticos e direcionar as atenções no sentido da relação SNR e figura de ruído, os termos do denominador de (4.27) são divididos em duas categorias: ruído de excesso e ruído balístico [68]. Desta forma, é possível expressar a SNR de saída como:

$$SNR_{out} = \frac{G^2 \langle P_{out} \rangle^2}{B_e [S_e(\nu, f) + \eta^{-1} S_{shot}]}, \quad (4.28)$$

em que a densidade espectral  $S_e(\nu, f)$  inclui todas as contribuições dos termos de excesso de ruído e  $G$  representa o ganho do amplificador. Desconsiderando os fatores não-lineares do sistema de medição e a utilização de um receptor ideal ( $\eta = 1$  e  $B_e = 1$  Hz), combinando-se (4.21), (4.24) e (4.28), o fator de ruído é expresso por [21, 68]:

$$F(\nu, f) = \frac{S_e(\nu, f)}{2h\nu G^2 \langle P_{in} \rangle} + \frac{S_{shot}}{2h\nu G^2 \langle P_{in} \rangle}, \quad (4.29)$$

$$F = F_{excesso} + F_{shot}, \quad (4.30)$$

A densidade espectral  $S_e(\nu, f)$  é medida utilizando técnicas eletrônicas em frequência de banda-base. Caso outros parâmetros sejam conhecidos ou medidos, o fator de ruído pode ser determinado. Esta forma de medição é denominada de método elétrico ou optoeletrônico.

O fator de ruído óptico padrão, utilizado na indústria de comunicação óptica, é um caso especial de (4.30), onde todas as fontes de degradação da SNR são comumente ignoradas exceto o ruído de correlação sinal-ASE e o ruído balístico. Este representa o melhor desempenho obtido frente ao ruído que um amplificador de alto ganho pode apresentar. Para uma canal típico na grade de 100 GHz, com taxa de transmissão de 10 GB/s, o ruído efetivo de entrada ( $\sim 2h\nu B_e$ ) é de -50 dBm.

A densidade de ruído correlacionado sinal-ASE depende do produto da densidade da ASE no mesmo estado de polarização do sinal e sinal óptico amplificado [56, 68]. Para frequências de banda-base abaixo de 50 GHz, a densidade de ruído correlacionado sinal-ASE é:

$$S_{sig-sp} = 4\rho_{ASE} G \langle P_{in} \rangle, \quad (4.31)$$

em que  $\rho_{ASE}$  representa a densidade espectral da ASE. A densidade do ruído balístico devido ao sinal detectado  $P_{in}$  é:

$$S_{shot} = 2h\nu G \langle P_{in} \rangle. \quad (4.32)$$

Substituindo (4.29) em (4.31) e (4.32), considerando  $S_e(\nu, f) = S_{sig-sp}$ , tem-se que:

$$F = \frac{2\rho_{ASE}}{Gh\nu} + \frac{1}{G} = 2n_{sp} \left(1 - \frac{1}{G}\right) + \frac{1}{G}, \quad (4.33)$$

$$F = F_{sig-sp} + F_{shot}. \quad (4.34)$$

A Expressão (4.34) apresenta o fator de ruído para situações em que a correlação entre o sinal-ASE e o ruído balístico são as fontes de ruído dominante. A densidade espectral de ASE,  $\rho_{ASE}$ , pode ser medida utilizando um analisador de espectro óptico. Esta forma de medir o fator de ruído é referenciada como método óptico de medição. A Fig. 4.13 resume os passos realizados para medir a figura de ruído de um amplificador óptico.

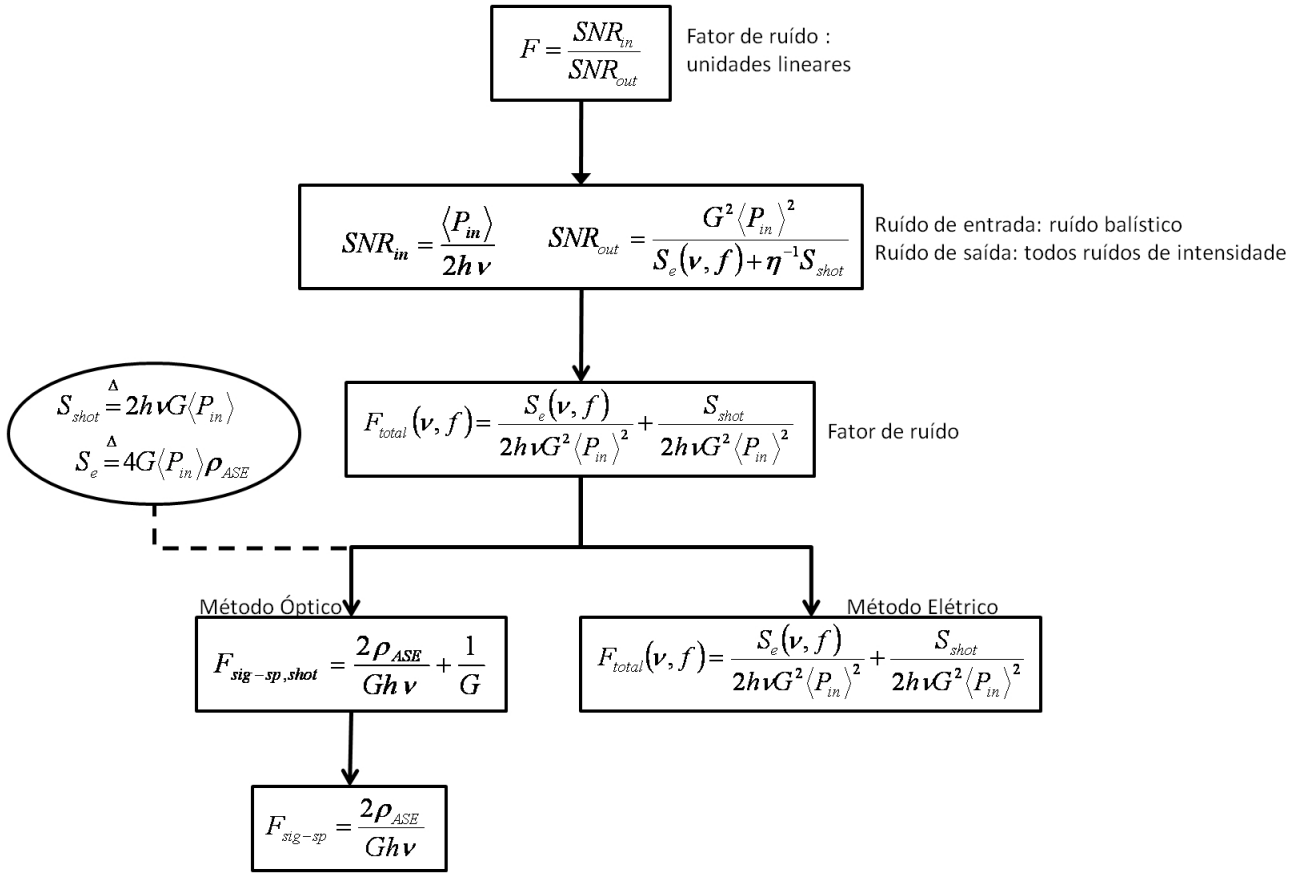


Fig. 4.13: Os métodos óptico e elétrico de medição da figura de ruído a partir da mesma definição de figura de ruído [68].

Iniciando-se com a definição do fator de ruído em (4.21), especificado como intensidade ou fotocorrente gerada em um receptor ideal, chega-se ao fator de ruído genérico descrito por (4.34), sendo uma forma válida para obtenção da figura de ruído em amplificadores utilizando métodos ópticos ou elétricos. Neste ponto, a escolha da forma de medição leva a diferentes valores da figura de ruído do amplificador. No método óptico de medição, o fator de ruído originado da correlação sinal-ASE é facilmente caracterizado pela medida da densidade da ASE,  $\rho_{ASE}$ , e o ganho do sinal. Ao longo da forma de medição optoeletrônica, o fator de ruído é medido utilizando medidas elétricas de  $S_e(\nu, f)$

e  $S_{shot}$ .

### 4.2.2 Análise Sistêmica

Em uma cascata de amplificadores ópticos, o nível de ASE acumula-se de amplificador para amplificador [21]. A potência de ASE adicionada é atenuada no próximo enlace de fibra sendo, entretanto, amplificada no próximo estágio. Considerando que a distância entre amplificadores é  $L_A$  e que cada amplificador opera com ganho  $G = \exp(\alpha L_A)$  que compensa as perdas no enlace, sendo  $\alpha$  o coeficiente de atenuação da fibra óptica utilizada no enlace, a potência de ASE total em uma cadeia de  $N_A$  amplificadores idênticos é dada por:

$$P_{ASE}^{total} = 2N_A S_{ASE} \Delta\nu_o = 2n_{sp} h\nu_o N_A (G - 1) \Delta\nu_o, \quad (4.35)$$

em que o fator 2 considera a natureza não-polarizada da ASE e  $S_{ASE}$  é a densidade de potência da ASE. A potência de ASE pode assumir valores elevados, o que resulta na degradação da SNR. É possível substituir  $N_A$  de tal forma que (4.35) seja expressa em função do comprimento total do enlace  $L_T$ . Observado-se que [10]:

$$N_A = \frac{L_T}{L_A} = \frac{\alpha L_T}{\ln G}, \quad (4.36)$$

desta forma, (4.35) pode ser expressa por:

$$P_{ASE}^{total} = 2n_{sp} h\nu_o \frac{\alpha L_T}{\ln G} (G - 1) \Delta\nu_o. \quad (4.37)$$

A potência total de ASE pode ser reduzida com a diminuição do ganho de cada amplificador, o que reduz a distância entre amplificadores, elevando o número destes dispositivos no enlace. Desta forma haverá um maior controle do ruído de ASE, observando que a distribuição da amplificação eleva o desempenho dos sistemas ópticos. Amplificadores distribuídos são conhecidos pela baixa figura de ruído, pois o nível é mantido baixo ao longo da propagação. A desvantagem da amplificação distribuída é que há necessidade de que a potência de bombeio seja duas vezes maior que em amplificadores concentrados [21, 10]. Na amplificação distribuída, é necessário minimizar o número de amplificadores por razões econômicas. Nesta situação, o sistema deve ser projetado com um espaçamento relativamente amplo, entretanto, mantendo adequada a operação do sistema [10].

A SNR do sistema composto por  $N_A$  amplificadores, considerando apenas o ruído de correlação sinal-ASE e potência de entrada média  $\langle P_{in} \rangle$ , é expressa por [21]:

$$SNR = \frac{B_o}{2B_e} SNR_{opt}, \quad (4.38)$$

, em que  $B_e$  e  $B_o$  representam a banda do filtro elétrico e filtro óptico, respectivamente, utilizado no receptor e  $SNR_{opt}$  a SNR óptica, sendo definida como a razão entre a potência óptica de sinal e a potência óptica de ASE:

$$SNR_{opt} = \frac{\langle P_{in} \rangle \ln G}{2\alpha L_T n_{sp} h\nu (G - 1) B_o}. \quad (4.39)$$

Para um sinal óptico modulado por intensidade com padrão aleatório de bits e com uma razão infinita de extinção, a parcela de ASE estará apenas nos bits um e a SNR pode ser expressa por [21]:

$$SNR = \frac{\langle P_{in} \rangle \ln G}{2\alpha L_T n_{sp} h\nu (G - 1) B_e} = \frac{B_o}{B_e} SNR_{opt}. \quad (4.40)$$

Embora (4.40) seja uma expressão aproximada, desprezando a saturação que possa ocorrer nos amplificadores do enlace, é possível verificar diversos fatores relativos ao acúmulo de ruído em sistema ópticos. A metodologia utilizada para instalação de sistemas de comunicações ópticas sugere fixar a relação  $SNR_{opt}$  em um mínimo valor que possibilite a transmissão com baixa taxa de erros. De acordo com (4.40), é possível alterar o ganho dos amplificadores  $G$ , assim como a potência de entrada média  $\langle P_{in} \rangle$ . A Expressão (4.40) indica que diminuir o ganho dos amplificadores de um sistema de comprimento e taxa de transmissão fixo, causa o aumento da potência de entrada, pois é necessário manter o mesmo valor da SNR ao longo do enlace; para tanto, a potência de entrada do enlace cresce de forma exponencial à medida que o espaçamento entre os amplificadores cresce, como ilustra a Fig. 4.14. É importante observar que a diminuição do ganho dos amplificadores representa aumento do número de amplificadores, de acordo com (4.36).

A SNR óptica pode ser obtida diretamente por meio de um analisador de espectro óptico, tipicamente com uma banda óptica de 0,1 nm. Enquanto a SNR fornece boas indicações a respeito do ruído presente no sistema em análise, ela não fornece todos os parâmetros para inferir a taxa de erro de bits (*bit error rate* - BER). Os engenheiros, que projetam sistemas ópticos, estimam o valor da SNR necessária para que o sistema atinja determinados valores de BER.

Uma análise mais ampla da cascata de amplificadores é descrito por Giles e Desurvire [86], sendo observadas as propriedades do ruído dos amplificadores concatenados e a relação entre sinal e ruído em sistemas ultra-longos. Em EDFAs, o problema torna-se severo à medida que a ASE cresce em amplificadores sucessivos, resultando em uma potência de ruído maior que a potência do sinal.

A saturação de ganho dos EDFAs em qualquer estágio é, em parte, causada pela amplificação da ASE do estágio anterior mais a parcela gerada localmente devido ao processo de amplificação. Desta forma, a potência de ASE e a potência do sinal no amplificador  $i$  são expressas por [86]:

$$P_{ASE,i}^{total} = LG_i P_{ASE,i-1}^{total} + 2n_{sp,i} h\nu_i B_o (G_i - 1) \quad (4.41)$$

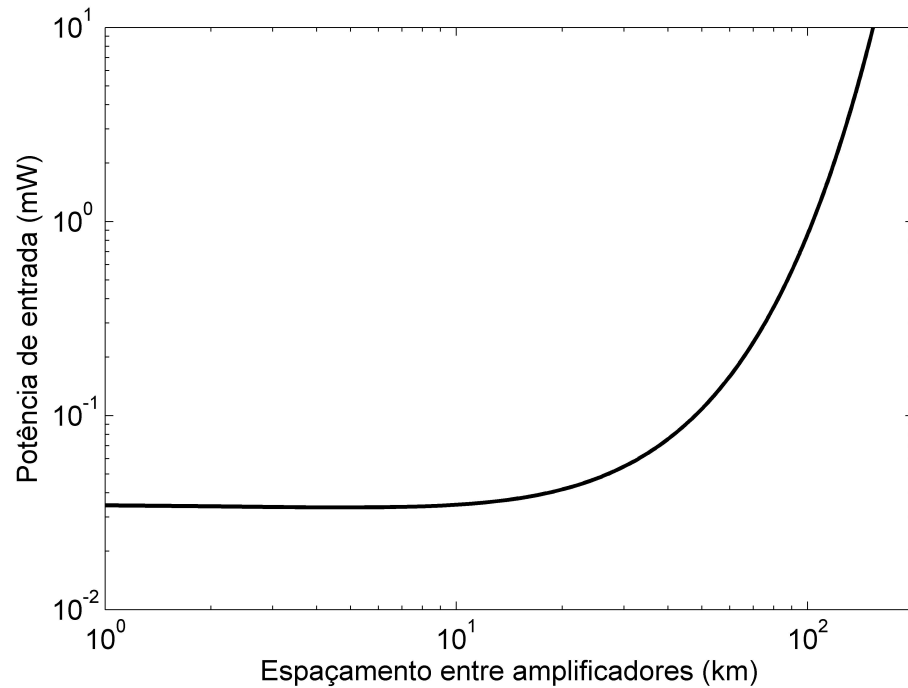


Fig. 4.14: Potência de entrada no sistema necessária para manter a SNR em 144 para um enlace óptico de 10.000 km operando em 2,5 GHz, com fibra óptica padrão de 0,2 dB/km de perda em função do espaçamento entre os amplificadores presentes no enlace [21].

$$P_{sig,i} = LG_i P_{sig,i-1}, \quad (4.42)$$

com potência de ASE inicial nula ( $P_{ASE,0}^{total} = 0$ ) e a potência de entrada igual à  $P_{sig,0}$  ( $P_{in}$ ). O ganho, para esta configuração, de cada amplificador considerando a potência de saída constante, é:

$$G_i = \frac{(P_{in} + 2n_{sp}h\nu B_o)}{(P_{in}L_T + 2n_{sp}h\nu B_o)}, \quad (4.43)$$

com o mesmo espaçamento e perda entre os amplificadores. A Fig. 4.15 ilustra o comportamento dos sinais ópticos ao longo do enlace composto por 100 amplificadores, cujo comprimento do enlace de transmissão possui 10.000 km. Observa-se que, apesar da potência total ser mantida constante, a potência do sinal decresce ao longo da propagação, enquanto a potência de ASE cresce devido as demais parcelas de ASE adicionadas ao sinal total ao longo dos amplificadores. Desta forma, a SNR óptica do sinal decresce na taxa da razão entre a potência de sinal e a potência de ASE.

A figura de ruído de um sistema óptico composto por amplificadores é obtido da figura de ruído dos amplificadores descrita pela Expressão (4.30) [68]. Considerando um sistema composto por  $N_A$  amplificadores e sendo  $SNR_i$ ,  $G_i$  e  $\rho_{ASE,i}$  a SNR, o ganho e a densidade espectral da ASE, respectivamente, após o  $i$ -ésimo estágio de amplificação, a ASE gerada no primeiro amplificador é multiplicada pelo ganho do segundo estágio de amplificação e somada à ASE gerada neste segundo estágio de am-

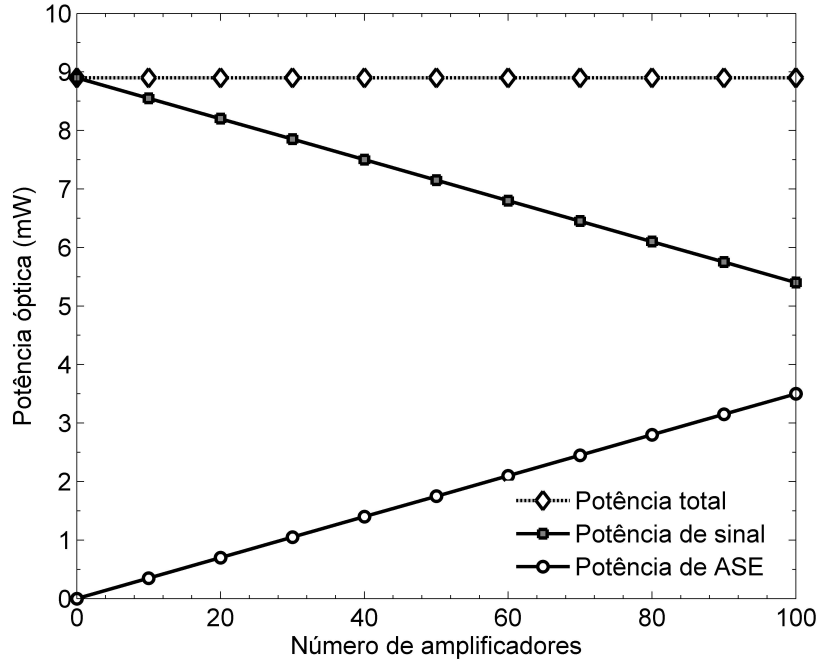


Fig. 4.15: Potências ópticas ao longo do enlace de transmissão mantendo-se a potência total constante, com potência de entrada de 8,9 dBm e fator  $n_{sp} = 1,3$  [86].

plificação. Este processo continua até o último estágio de amplificação, sendo a densidade espectral da ASE final  $\rho_{ASE}^{final}$  expressa por:

$$\rho_{ASE}^{final} = \rho_{ASE,1}(G_2 G_3 \dots G_{N_A}) + \rho_{ASE,2}(G_3 G_4 \dots G_{N_A}) + \dots + \rho_{ASE,N_A-1} G_{N_A} + \rho_{ASE,N_A}. \quad (4.44)$$

Dividindo (4.44) pelo ganho total  $G_{total} = G_1 G_2 \dots G_{N_A}$  e, em seguida, multiplicando o resultado pelo fator  $\frac{2}{h\nu}$ , o fator de ruído da correlação sinal-ASE da cascata de amplificadores é:

$$\frac{2\rho_{ASE}^{final}}{h\nu G_{total}} = \frac{2\rho_{ASE,1}}{h\nu G_1} + \frac{2\rho_{ASE,1}}{h\nu G_1 G_2} + \dots + \frac{2\rho_{ASE,1}}{h\nu G_1 G_2 \dots G_{N_A-1}} + \frac{2\rho_{ASE,N_A}}{h\nu G_{total}}. \quad (4.45)$$

Utilizando-se (4.34) em (4.45), o fator de ruído da cascata de  $N_A$  amplificadores é [56, 21, 68]:

$$F = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{N_A}}{G_1 \dots G_{N_A-1}}, \quad (4.46)$$

em que  $F_i$  representa o fator de ruído do  $i$ -ésimo amplificador da cascata no enlace óptico de comunicação. A Expressão (4.46) descreve o desempenho do fator de ruído ao longo dos estágios de amplificação. A utilização de amplificadores de baixa figura de ruído nos primeiros estágios de amplificação promove um melhor desempenho do sistema, sendo preponderante na composição do valor

do fator de ruído.

## 4.3 Compensação da ASE e Extensão da Faixa Dinâmica

Conforme descrito em seções anteriores, o processo de amplificação de sinais ópticos em EDFAs gera ruído óptico que é adicionado ao sinal amplificado. A geração de ASE ocorre em qualquer modo de operação, seja em modo de bombeio fixo, quando a corrente do laser de bombeio é mantida constante e independente da variação da potência de entrada, em modo de controle eletrônico de ganho (CEG), descrito no Capítulo 3, ou em modo de controle automático de potência (CAP), situação em que o bombeio é controlado com a finalidade de manter constante, em um valor de referência, a potência de saída do amplificador.

EDFAs com CEG utilizam o valor obtido pela conversão optoeletrônica nos fotodetectores de entrada/saída do amplificador para estimar o ganho do EDFA. Com base neste ganho total, o controle de ganho é realizado erroneamente, por desconsiderar a parcela de ASE que compõe o sinal de entrada/saída, gerando uma penalidade de ganho no sinal óptico amplificado. Desta forma a potência total de saída é composta por emissão espontânea amplificada e o sinal de entrada amplificado.

Os métodos apresentados em [4], [5] e [6] propõem mecanismos para compensar a penalidade de ganho e potência devido à ASE gerada no processo de amplificação para EDFAs com CAP e CEG, sendo estes métodos de compensação discutidos nesta seção. É importante ressaltar que para todos estes métodos, incluindo o método proposto neste trabalho, é necessário uma etapa de caracterização do EDFA a fim de obter constantes que representam suas características ópticas. São enfatizados os métodos para compensar o ganho em EDFAs com CEG, pois o método proposto neste trabalho considera a utilização de um EDFA operando neste modo. O método proposto é apresentado na seção 4.4, discutindo suas características e diferenças em relação aos métodos de compensação da penalidade de ganho apresentados em [4], [5] e [6]. Com base nas discussões realizadas, é apresentada uma metodologia de projeto de EDFAs com CEG para obter um aumento de desempenho.

Compensar a penalidade de ganho em EDFAs com CEG eleva a faixa dinâmica do amplificador, possibilitando a utilização deste dispositivo em redes ópticas de nova geração como amplificadores de potência ou, até, amplificadores de linha.

### 4.3.1 Métodos de Compensação da ASE em EDFAs

A utilização do EDFA em redes ópticas tornou-se um fundamento importante na história das redes de comunicações, possibilitando atender, por longos anos da década de 90, a demanda por banda de transmissão [1]. A amplificação realizada anteriormente por regeneradores ópticos, necessitando

a conversão opto-eleto-opto, tornou-se papel dos amplificadores totalmente ópticos, adicionando transparência à camada física. A utilização do érbio como elemento dopante de amplificadores ópticos ocorreu devido ao espectro de emissão deste elemento químico, possibilitando ganhos elevados na banda de transmissão comumente utilizada em sistemas ópticos (1550 nm) devido à baixa perda (0,2 dB/km).

Entretanto, a utilização do amplificador a fibra dopada com érbio como recuperador de amplitude de sinais ópticos adiciona efeitos não-lineares e ruído no sinal de saída. Alguns efeitos não-lineares no EDFA, como o SHB, podem ser compensados com a utilização de dispositivos internos ao amplificador [82], não sendo possível retirar o ruído por completo do sinal óptico após sua adição, apenas compensá-lo.

Em [4], são realizados estudos da penalidade de potência em EDFAs com CAP, não sendo possível, neste modo de operação, garantir a potência constante do sinal amplificado na saída do EDFA, pois uma parcela do sinal total de saída representa o sinal de entrada amplificado, enquanto o restante representa emissão espontânea amplificada. Desta forma, apenas a potência total de saída é mantida constante. Quiao e Vella apresentam uma técnica para o cálculo da potência de ASE e utilizam esta informação no algoritmo de controle automático de potência de sinal (*automatic signal-power control* - ASPC), que permite que o EDFA mantenha o nível do sinal amplificado constante, independente da potência óptica de entrada [4]. Quiao e Vella obtêm o nível da potência total de ASE como função do ganho total  $G$ , do ganho efetivo dado ao sinal  $G_{real}$ , do comprimento de onda do sinal de entrada  $\lambda_s$  e da potência do sinal amplificado  $S_{out}$ , sendo a potência total de ASE expressa por [4]:

$$P_{ASE}^{total}(\lambda_s) = \left( \frac{G_{real}}{G} \right)^{0,025(\lambda_s - \lambda_c)} [A_1(\lambda_c) G_{real}^2 + A_2(\lambda_c) G_{real} + A_3(\lambda_c) S_{out}], \quad (4.47)$$

em que  $\lambda_c$  é o comprimento de onda do sinal utilizado na fase de calibração e  $A_1(\lambda_c)$ ,  $A_2(\lambda_c)$  e  $A_3(\lambda_c)$  são constantes extraídas no processo de caracterização para o comprimento de onda do sinal utilizado na fase de calibração. Este método apresenta bons resultados em operação monocal com uma faixa dinâmica de 25 dB [4].

Quiao e Vella estendem o cálculo da potência de ASE a EDFAs com CEG, utilizando sinais mono e multicanal, considerando-se as peculiaridades deste modo de operação com controle de ganho [5]. A topologia utilizada, ilustrada na Fig. 4.16, consiste de dois estágios de amplificação (EDF #1 e EDF #2). As topologias contêm dispositivos fotônicos utilizados em projeto de amplificadores, como, por exemplo, acopladores WDM e isoladores ópticos. É utilizado bombeio co-propagante, acoplado ao sinal de entrada por meio da topologia #1. Um fotodetector de entrada (FD #1) é utilizado para determinar a potência de entrada por meio da topologia #1, um outro fotodetector de saída (FD #2) é



utilizado para determinar a potência de saída por meio da topologia #3, com a finalidade de realizar o controle de ganho atuando no laser de bombeio (LB). O GFF é adicionado devido à necessidade de tornar o espectro de ganho de saída do amplificador plano. A topologia #3 pode conter um atenuador óptico variável, possibilitando um espectro mais plano na saída do amplificador [5].

A potência de ASE total é expressa por [5]:

$$P_{ASE}^{total} \cong k_2 G_{real} + k_1 S_{out} \quad (4.48)$$

em que  $k_1$  e  $k_2$  são constantes obtidas na fase de calibração. O modelo descrito em [5] supõe que o espectro de saída do amplificador seja totalmente plano para toda a faixa de operação especificada.

A Expressão (4.48) descreve uma relação linear entre a potência total de ASE e a potência do sinal amplificado. As constantes  $k_1$  e  $k_2$ , obtidas durante a fase de calibração, são específicas para um valor de  $G_{real}$ . Sendo assim, para uma operação ao longo da faixa de ganho especificada na Tab. 4.1,  $k_1$  e  $k_2$  tornam-se vetores, em que cada elemento representa uma constante para um determinado valor de  $G_{real}$ . Com o valor de potência de ASE obtido durante a operação do EDFA com CEG, utilizando (4.48), este valor é subtraído da potência total do sinal de saída do amplificador, resultando em um valor que representa a potência do sinal de entrada amplificado. Este valor, então, é utilizado para o cálculo de ganho, que, conseqüentemente, possuirá um valor menor que o valor alvo. Desta forma, o CEG eleva o nível de bombeio para que o erro de ganho seja anulado [5]. Os parâmetros do EDFA ilustrado na Fig. 4.16 são apresentados na Tab. 4.1.

Tab. 4.1: Especificações ópticas do EDFA ilustrado na Fig. 4.16 [5].

Parâmetro	Limite especificado	Unidade
Faixa de operação	1529 ~ 1564	nm
Limites de potência de entrada	-30 ~ -5	dBm
Potência de saída máxima	19	dBm
Limites de ganho	19 ~ 34	dB

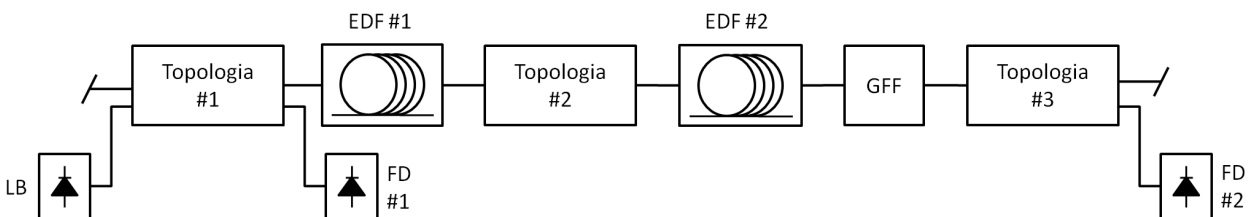


Fig. 4.16: Esquema de um EDFA típico de dois estágios, ilustrando a posição da topologia #1, #2 e #3 [5].

Embora Quião e Vella apresentem uma técnica para compensação de ganho em amplificadores

com CEG, não são apresentados resultados para este modo de operação [5]. Este método descrito pode ser utilizado apenas em amplificadores com perfil de ganho totalmente plano e deve-se observar que o fator de emissão espontâneo é considerado unitário. Estas considerações afetam a compensação da penalidade de ganho quando o amplificador trabalha em condição saturada [5]. A topologia, apresentada na Fig. 4.16, necessita de um segundo estágio de amplificação (EDF #2), elevando o custo da solução.

Entretanto, Quiao e Vella estendem a compensação da penalidade de potência para situações multicanal, situação não abordada em [4]. Este método é obtido quando se considera a seção transversal da fibra. A Expressão (4.47) é reescrita como:

$$P_{ASE}^{total}(\lambda_s) = G_R^{\delta(\lambda_s - \lambda_c)} [A_1(\lambda_c) G_{real}^2 + A_2(\lambda_c) G_{real} + A_3(\lambda_c) S + A_4(\lambda_c)], \quad (4.49)$$

em que  $\delta$  e  $A_4(\lambda_c)$  são constantes obtidas durante a fase de calibração e  $G_R$  definido como ganho relativo, expresso por:

$$G_R(\nu) = e^{\sigma(\nu)\Delta N_2 L}$$

em que:

$$\sigma(\nu) = \sigma_s^e(\nu) + \sigma_s^a(\nu),$$

$$\Delta N_2 = N_2 - N_{O_2},$$

sendo  $N_{O_2}$  a densidade ideal de íons no nível  $E_2$  para obter o ganho desejado e  $L$  o comprimento da EDF. Como a seção transversal é dependente do comprimento de onda do sinal, (4.49) possibilita determinar a potência de ASE em toda a faixa de operação do amplificador, estendendo a compensação da penalidade de potência em EDFAs com CAP [5]. Os resultados são obtidos com um sinal monocanal localizado em 1528 nm, em que a potência alvo assume os valores -5, 0 e 5 dBm. Os erros máximos obtidos, definidos como a diferença entre a potência do sinal amplificado e a potência alvo, não superaram 0,35 dB, sendo possível manter esta precisão com uma variação máxima de 25 dB de potência de entrada para ganhos variando entre 0 e 37 dB. Para ganhos maiores que 38 dB o modelo não se torna mais válido devido às aproximações realizadas [5].

Para o caso multicanal, um sinal WDM composto por oito canais espaçados igualmente ao longo da banda C foi utilizado como sinal de entrada, obtendo-se resultados em que a variação máxima de ganho medida foi menor que 0,4 dB, mantendo-se constante para uma variação máxima de potência de entrada de 20 dB e para valores de ganho entre 19 e 34 dB [5].

Em [6], é proposto um método para compensar a penalidade de ganho em um EDFA com CEG. A

técnica proposta realiza a adição do fator de correção da ASE no valor de ganho desejado, podendo ser aplicado para qualquer ganho dentro da faixa de operação [6]. Este método é semelhante ao proposto em [83], entretanto o EDFA utilizado, conforme a Fig. 4.17, possui quatro estágios de amplificação o que eleva o custo da solução. Detalhes sobre a técnica proposta são descritos na Seção 4.4.

O amplificador utilizado em [6] é composto por quatro estágios de amplificação (EDFA #1, EDFA #2, EDFA #3 e EDFA #4) de bombeio fixo. Entre os estágios de ganho são utilizados os dispositivos: modulo de compensação de dispersão (*dispersion compensation module* - DCM), atenuador óptico variável (AOV) e o filtro de equalização do perfil de ganho (GFF). A DCM é utilizada para compensar a dispersão acumulada ao longo do enlace. A perda imposta pela DCM não pode ultrapassar 10 dB, com a finalidade de manter a saída do amplificador plano. O AOV é utilizado para variar a potência de entrada no EDFA #3 e assim modificar o valor do ganho operacional, variando entre 15 e 30 dB, obtido pela razão entre a potência de entrada no EDFA #4 e EDFA #1. Desta forma, como os estágios de ganho possuem bombeio fixo, o ganho é realizado pelo AOV. Dessa forma, à medida que se diminui o ganho, a figura de ruído do amplificador aumenta, devido ao aumento das perdas internas. O GFF é empregado para ter uma perfil de ganho plano, com tolerância de cerca de  $\pm 0,75$  dB. A perda máxima do GFF é próxima de 1557 nm [6].

O amplificador é projetado para operar entre 1529 e 1564 nm (44 canais com 100 GHz de espaçamento), com valor de ganho limitado entre 15 e 30 dB e potência máxima de saída de 23 dBm. Os parâmetros do EDFA, ilustrado na Fig. 4.17, são apresentados na Tab. 4.2.

Tab. 4.2: Especificações ópticas do EDFA utilizado em [6].

Parâmetro	Limite especificado	Unidade
Banda de operação	1529 ~ 1564	nm
Limites de potência de entrada	-26 ~ 8	dBm
Potência de saída máxima	23	dBm
Limites de ganho	15 ~ 30	dB
Figura de ruído para 15 dB de ganho	13,5 ~ 14,0	dB
Figura de ruído para 20 dB de ganho	8,5 ~ 9,0	dB
Figura de ruído para 25 dB de ganho	6,2 ~ 6,5	dB
Figura de ruído para 30 dB de ganho	5,2 ~ 5,5	dB
Desequalização	1,5	dB

O sinal de entrada para teste consiste de 40 canais localizados entre 1530,33 nm e 1562,42 nm. Para cada valor de ganho, a variação de potência de entrada é 19 dB, ou seja, por exemplo, para um ganho de 30 dB, o sinal mínimo de entrada é -7 dBm e máximo de -26 dBm, enquanto que para 15 dB de ganho, a potência mínima de entrada -11 dBm e máxima de 8 dBm, com uma variação de planicidade na saída de 1,5 dB dentro do limite estabelecido [6].

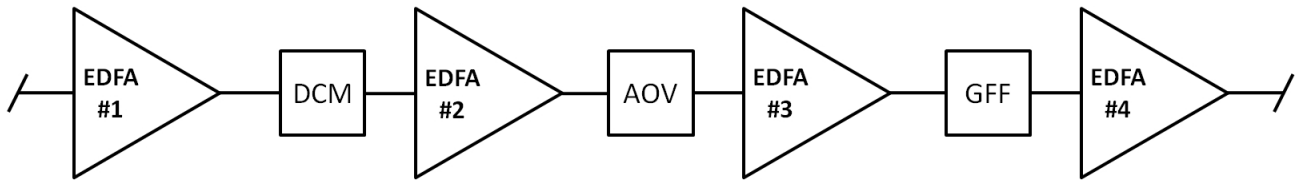


Fig. 4.17: Topologia do EDFA utilizado em [6], composto por quatro estágios de amplificação com bombeio constante.

Em geral, a contribuição da ASE no sinal de saída do amplificador penaliza o ganho do sinal em até 2,2 dB [6], mostrando que o sinal na saída possui ganho menor que o especificado quando utilizados fotodetectores. A penalidade de ganho é reduzida para valores entre -0,10 a 0,15 dB, estendendo a faixa dinâmica do amplificador e aproximando-a da faixa dinâmica ideal [6].

Os métodos descritos nesta seção realizam a extensão da faixa dinâmica por meio da compensação da penalidade de ganho e potência em EDFA com CAP e com CEG. A técnica proposta em [4] trata apenas EDFA com CAP, porém promove a extensão da faixa dinâmica. Quiao e Vella, em [5], apresentam um modelo para compensação da penalidade de ganho em EDFA com CEG, porém sem apresentar resultados, mostrados apenas para o caso, novamente, de um EDFA com CAP. Por fim, em [6], é descrita uma técnica de compensação da penalidade de ganho para EDFAs com CEG. Os resultados são satisfatórios, porém limitados pela topologia do amplificador, pois este apresenta quatro estágios de ganho e elementos que aumentam a perda interna, elevando a figura de ruído do amplificador e seu custo de produção.

A técnica de compensação da penalidade de ganho e, conseqüente, extensão da faixa dinâmica, proposta neste trabalho utiliza uma topologia simples, com baixa figura de ruído e custo. Maiores detalhes são apresentados na próxima seção.

## 4.4 Método Proposto de Compensação da ASE em EDFAs

A compensação do efeito da ASE em amplificadores a fibra dopada com érbio proporciona maior controle sobre o ganho do sinal ao longo do enlace de propagação. Realizar a compensação da ASE significa compensar a penalidade de ganho. Uma das formas para compensar a penalidade de ganho imposta pela geração da ASE em EDFAs com CEG é atuar no laser de bombeio. É necessário que o controle do nível de bombeio siga a variação da potência de entrada, tarefa esta realizada pelo controle automático de ganho. A variação da potência de entrada implica na variação do nível de ASE, considerando o ganho fixo. Esta forma de compensação necessita que o modelo seja calibrado para cada topologia de amplificador utilizado.

Fixando-se a topologia, deve-se observar os parâmetros que influenciam o nível de ASE na saída

do amplificador. A topologia utilizada para descrição do método de compensação da ASE proposto neste trabalho é apresentada na Fig. 4.18. Esta configuração representa um EDFA com CEG e possui apenas um estágio de ganho em conjunto com um GFF. Como se pode observar na Fig. 4.18, a leitura dos fotodetectores (FD #1 e FD #2) é obtida pelo DSP, assim como o controle do nível de bombeio (LB). Nesta topologia, os parâmetros que alteram o nível de ASE na saída do amplificador são a potência de sinal de entrada e o ganho alvo especificado. Portanto, para obter todas as possíveis combinações de operação do amplificador, é necessário variar a potência de entrada para cada ganho, dentro da faixa de operação.

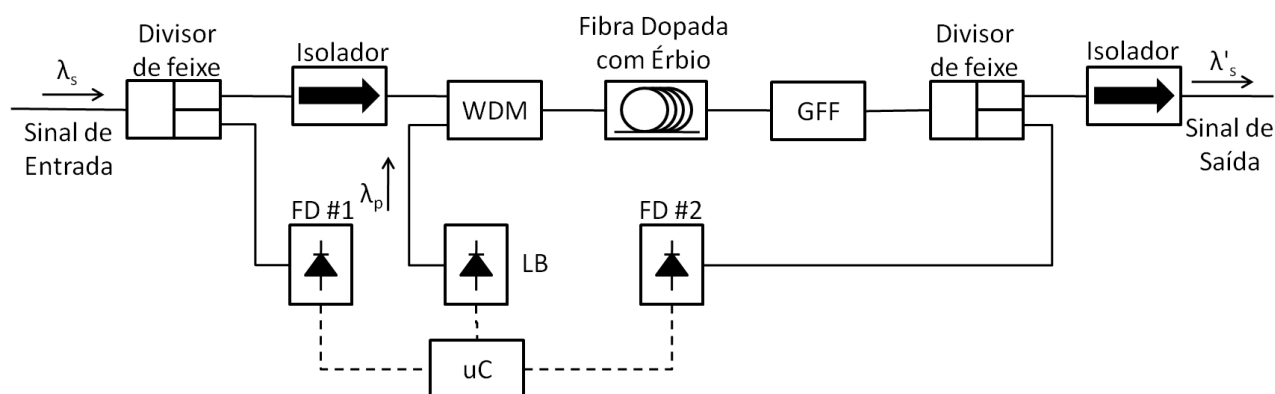


Fig. 4.18: EDFA de topologia co-propagante simples com GFF.

Na topologia apresentada na Fig. 4.19, o controle automático de ganho é realizado em duas etapas: a primeira realiza o controle do ganho atuando no bombeio, procurando-se manter o ganho no valor nominal, obtido pela razão entre FD #2 e FD #1, enquanto a segunda atua no AOV, etapa em que o ganho desejado é obtido pela razão entre FD #3 e FD #1. Nesta topologia, o ganho alvo máximo é menor que o ganho nominal e, desta forma, apenas uma condição de ganho é observada no controle de bombeio da EDF. Portanto, todas as combinações de operação do amplificador são resumidas em um único ganho para uma potência de entrada que varia dentro da faixa de operação, simplificando o processo de caracterização, entretanto reduzindo a faixa de operação de ganho.

Nesta seção, apresenta-se o método proposto de compensação de ASE em EDFA com CEG, utilizando-se duas topologias distintas: a topologia co-propagante simples sem GFF, representada pelo diagrama da Fig. 4.18 sem o bloco “GFF”; e a topologia co-propagante simples com GFF, exatamente como o diagrama da Fig. 4.18.

#### 4.4.1 Projeto de EDFAs com Compensação da ASE

O método de compensação da ASE proposto neste trabalho consiste em realizar a correção do ganho do sinal em EDFAs com controle eletrônico de ganho, estendendo a faixa dinâmica. A potência

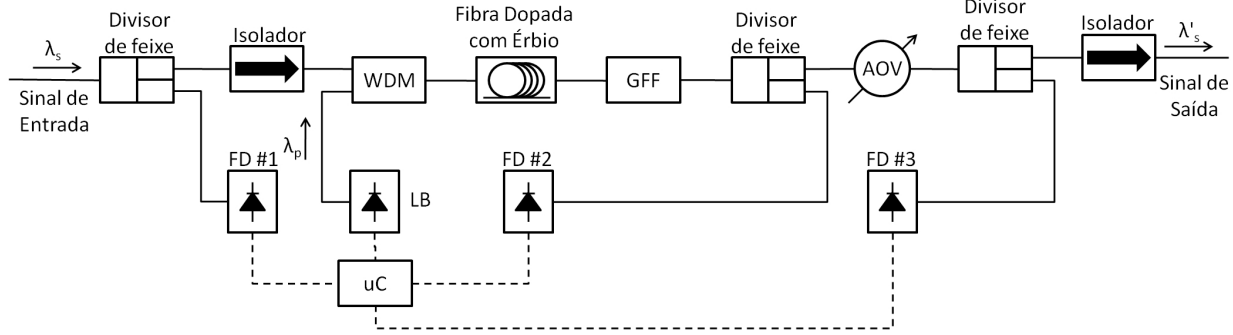


Fig. 4.19: EDFA de topologia co-propagante simples com GFF e AOV.

de saída do amplificador  $P_{out}$  é composta de uma parcela do sinal de entrada amplificado  $S_{out}$  mais a parcela de ASE gerada no processo de amplificação  $P_{ASE}^{total}$ :

$$P_{out} = S_{out} + P_{ASE}^{total} \quad (4.50)$$

em que  $P_{ASE}^{total}$  é a potência de ASE representada em (4.19).

A Expressão (4.50) pode ser reescrita em função da potência de entrada  $P_{in}$ :

$$P_{out} = P_{in}G_{real} + P_{ASE}^{total} \quad (4.51)$$

em que  $G_{real}$  é o ganho real do sinal de entrada, que não representa o ganho calculado pela razão entre as potência de saída e entrada, quantificado por  $G$ . O erro observado no processo de controle de ganho do amplificador  $\Delta e$ , considerando um ganho alvo  $G_{SP}$  que deve ser obtido, é expresso por:

$$\Delta e = \frac{G_{SP}}{\frac{P_{out}}{P_{in}}} \quad (4.52)$$

O valor de  $\Delta e$  deve ser unitário e controlado pelo processo de CEG, pois o ganho dado ao sinal deve ser igual, ou muito próximo, do ganho alvo  $G_{SP}$ . Conforme descrito anteriormente e expresso em (4.52), EDFAs com CEG utilizam o valor obtido pela conversão optoeletrica nos fotodetectores de entrada/saída do amplificador para estimar o ganho do EDFA, sem considerar a parcela de ASE que compõe o sinal de entrada/saída, gerando uma penalidade de ganho no sinal óptico amplificado. Como potência total de saída é composta por emissão espontânea amplificada e o sinal de entrada amplificado, conforme (4.50). Definindo  $G_{error}$  como o erro de ganho devido a parcela de ASE no sinal, ele pode ser expresso por:

$$G_{error} = \frac{G_{SP}}{\frac{P_{out} - P_{ASE}^{total}}{P_{in}}}. \quad (4.53)$$

Substituindo o denominador de (4.53), que representa o ganho real  $G_{real}$ ,  $G_{error}$  pode ser novamente expresso por:

$$G_{error} = \frac{G_{SP}}{G_{real}}. \quad (4.54)$$

Para obter o erro de ganho devido à parcela de ASE presente no sinal total de saída, deve-se determinar, experimentalmente, o valor do ganho real  $G_{real}$ . A determinação de  $G_{error}$  é realizada para cada combinação de  $G_{SP}$  e  $G_{real}$ , ou seja, deve-se variar o valor do ganho alvo e a potência de entrada, com a finalidade de caracterizar o amplificador por meio da determinação de  $G_{error}$ . O dispositivo responsável pelo controle, neste caso, o processador digital de sinal, deve considerar o erro de ganho  $G_{error}$ , obtido na fase de caracterização, ao calcular o ganho do sinal pela razão entre a potência de saída e entrada. Portanto, a expressão utilizada no cálculo de ganho é:

$$G_{SP}^{new} = G_{error} \frac{P_{out}}{P_{in}} = G_{SP} G_{error}. \quad (4.55)$$

em que  $G_{SP}^{new}$  representa o novo ganho alvo, após considerar a parcela de ASE que compõe o sinal total de saída. A utilização do termo  $G_{error}$  corrige o ganho calculado pelo processador, elevando o nível do sinal e, conseqüentemente, o nível da potência do sinal de entrada amplificado para o nível desejado. De forma equivalente é possível expressar (4.55) como:

$$G_{SP}^{new} |_{dB} = G_{SP} |_{dB} + G_{error} |_{dB}. \quad (4.56)$$

Portanto,  $\Delta e$  é expresso por:

$$\Delta e = \frac{G_{SP}^{new}}{\frac{P_{out}}{P_{in}}}, \quad (4.57)$$

o que representa uma correção de ganho no processo de controle de ganho do amplificador.

A solução descrita por (4.55), possibilita sua utilização em processadores digitais com aritmética de ponto fixo. A denominação de aritmética de ponto fixo é devida à sua faixa de representação numérica ser limitada. Nesta aritmética, considerando que há  $N$  bits para representar um número, um *bit* é utilizado para representar o sinal matemático,  $(N - J) - 1$  bits para representar a parte inteira, e  $J$  bits para representar a parte fracionária do número, sendo utilizada a base binária. Caso o número a ser representado seja maior que o limite superior ou menor que o limite inferior da faixa de representação,

diz-se que ocorre *overflow* ou *underflow*, respectivamente, não sendo possível representar este número de acordo com o erro estabelecido ao determinar a precisão de sua representação.

Para uma representação menos limitada, é utilizada a aritmética de ponto flutuante, sendo possível representar um largo espectro de números, maximizando a utilização de bits e precisão da representação [91]. O formato de ponto flutuante de precisão simples consiste de um *bit* de sinal, 8 *bits* de expoente e uma mantissa de 23 *bits*. Neste tipo de aritmética, para 32 *bits*, o menor número possível de ser representado é  $2,2204 \times 10^{-16}$ . Há processadores de sinais com aritmética do ponto flutuante, entretanto, sua capacidade de processamento é menor que os processadores equivalentes em aritmética de ponto fixo.

EDFAs com CEG e supressão de transientes [3], realizam o controle eletrônico de forma rápida, procurando evitar alterações bruscas e elevadas de potência. Estes amplificadores trabalham com recursos limitados de tempo de operação devido à supressão de transientes, devendo-se evitar operações numéricas complexas ou que demandem mais tempo. Operações com funções transcendentais, tais como expressões logarítmicas, utiliza-se considerável recurso de processamento, sendo necessárias operações simples para resolução das equações de controle de ganho e compensação de ganho. Esta economia de tempo é necessária para que a supressão de transientes seja possível de ser realizada dentro dos limites estabelecidos, ou seja, variações de picos menores que 1 dB e supressão em menos de 400  $\mu$ s para uma variação de 15 dB de sinal de entrada [3].

Como os níveis de potência de entrada e de saída são obtidos em dBm, caso seja utilizado um método que estime a potência de ASE e retire este valor da parcela do sinal amplificado, conforme descrito anteriormente pelas técnicas em [4] e [5], é necessário calcular o valor da potência em mW. Em seguida, deve-se realizar a subtração entre a potência de saída e a potência de ASE estimada e, por fim, converter novamente para dBm, utilizando duas funções transcendentais para este processamento. Desta forma, a solução proposta utiliza apenas soma de grandezas, utilizando o mínimo de recurso da unidade de processamento, o que torna possível sua utilização em EDFAs com CEG e supressão de transientes.

Para realizar a compensação de efeitos em EDFA, necessita-se especificar a topologia do amplificador utilizado, pois variações na topologia são traduzidas nas soluções obtidas para eliminar ou compensar o efeito desejado. São considerados dois amplificadores para análise: um amplificador simples de topologia co-propagante, conforme ilustra a Fig. 4.18 sem GFF, com EDF modelo R37003X [85], que possui 14 m de comprimento, sendo denominado de EDFA modelo A; um amplificador simples de topologia co-propagante, conforme ilustra a Fig. 4.18, com EDF modelo R37003X [85], que possui 14 m de comprimento, sendo denominado de EDFA modelo B. A seguir são apresentados resultados obtidos por meio de simulação utilizando o software OASiX [85].

A finalidade de utilizar duas topologias distintas, com e sem GFF, é descrever a necessidade de



utilizar este componente, que representa diferentes resultados do método proposto. Para ambos casos, a utilização do ganho médio será comparado ao uso do ganho no canal de referência, sendo o 1544,54 nm adotado como referência.

A Fig. 4.20 ilustra os espectros de ganho do EDFA modelo A. Os parâmetros, como ganho médio e desvio médio padrão de ganho, são apresentados na Tab. 4.3. Observa-se que o espectro de ganho do amplificador apresenta uma desigualização de 3,63 dB e 3,47 dB para a situação em que a potência de entrada é 0 e -20 dBm, respectivamente, obtida pela diferença entre o ganho máximo e mínimo, apresentados na Tab. 4.3.

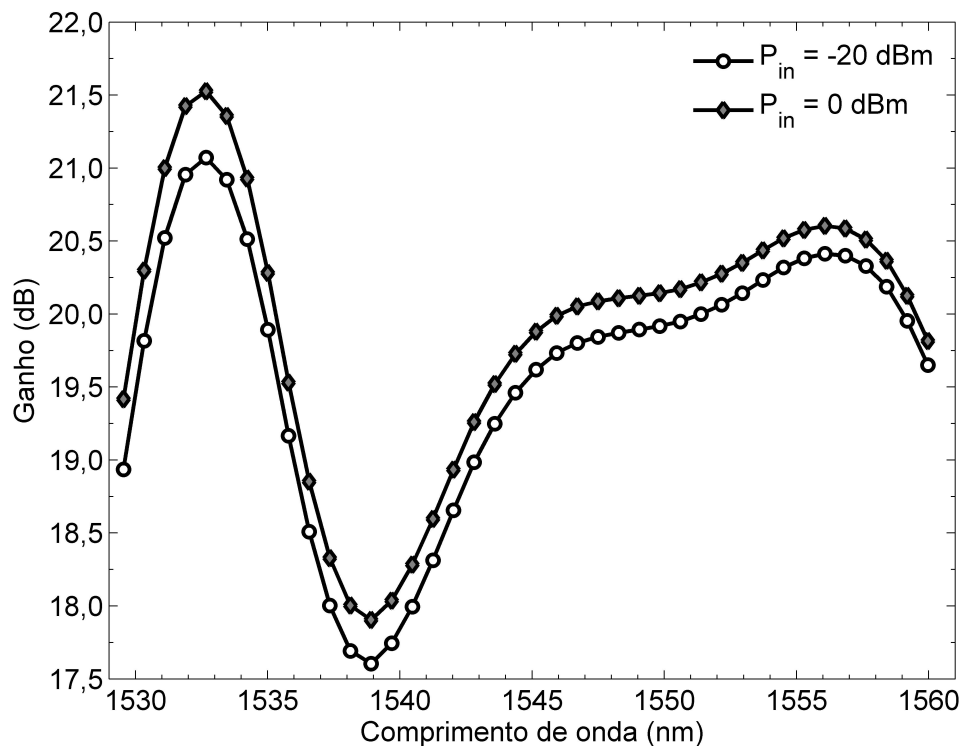


Fig. 4.20: Resultados de simulação de um EDFA modelo A de 14 m de EDF [85] para potência total de entrada de 0 dBm e potência de bombeio de 333 mW, e de -20 dBm e 14 mW, respectivamente, com ganho de 20 dB para ambos os casos.

Utilizando o ganho médio entre os canais como o parâmetro de referência, valores de ganho de 19,9 e 19,62 dB são observados para potência de entrada de 0 e -20 dBm, respectivamente. Caso seja utilizado o ganho no canal 1544,54 nm como parâmetro de referência, os valores obtidos de ganho são 19,52 e 19,75 dB para sinal com 0 e -20 dBm de entrada, respectivamente. Com estes valores obtidos no espectro de ganho do amplificador, não é necessário aplicar o método de compensação, visto que a diferença entre o ganho alvo (20 dB) e o parâmetro de referência é menor que 0,5 dB.

Entretanto, caso o ganho no canal 1538,9 nm seja utilizado como parâmetro de referência, valores de ganho de 17,9 e 17,6 dB são observados para 0 e -20 dBm de potência de entrada, respectivamente,

Tab. 4.3: Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo A.

Parâmetro	Valor		Unidade
Potência de entrada	0	-20	dBm
Ganho médio	19,90	19,62	dB
Ganho máximo	21,53	21,07	dB
Ganho mínimo	17,90	17,60	dB
Desvio médio padrão	0,93	0,93	dB
Ganho no canal 1544,54 nm	19,52	19,25	dB

sendo necessário aplicar o método de compensação. A correção neste caso é de 2,1 e 2,4 dB para 0 e -20 dBm de entrada, respectivamente. Realizar esta correção no canal 1538,9 nm, significa elevar o ganho do canal 1544,54 nm em, aproximadamente, 2 dB. Este exemplo apresenta as falhas no método de compensação de ASE proposto, quando utilizado o EDFA modelo A.

É necessário que o espectro de saída do amplificador seja o mais plano possível. Caso seja encontrada esta situação, o parâmetro de referência a ser seguido limita-se apenas ao ganho em um canal específico, pois não necessita a utilização de um analisador de espectro óptico, podendo ser utilizado um filtro sintonizado em 1544,54 nm e um fotodetector calibrado para obter o ganho real do sinal de entrada.

A Fig. 4.21 ilustra os espectros de ganho do EDFA modelo B. Os parâmetros, como ganho médio e desvio médio padrão de ganho, são apresentados na Tab. 4.4. Observa-se que o espectro de ganho do amplificador apresenta uma desigualização de 0,23 dB e 1,2 dB para a situação em que a potência de entrada é 0 dBm e -20 dBm, respectivamente.

Utilizando o ganho médio entre os canais como o parâmetro de referência, valores de ganho de 19,91 e 18,87 dB são observados para potência de entrada de 0 e -20 dBm, respectivamente. Caso seja utilizado o ganho no canal 1544,54 nm como parâmetro de referência, os valores obtidos de ganho são 19,92 e 18,93 dB para sinal com 0 e -20 dBm de entrada, respectivamente. Para ambos os casos, apenas a situação em que a potência de entrada é -20 dBm é necessário realizar a correção de ganho, visto que a diferença entre o ganho alvo (20 dB) e o parâmetro de referência é maior que 0,5 dB. Uma correção de 1,13 dB é necessária, para o caso em que o ganho médio entre os canais é o parâmetro de referência, enquanto 1,07 dB, para o caso em que o parâmetro de referência é o ganho no canal 1544,54 nm. Os valores dos parâmetros de referência são próximos, possibilitando a utilização do ganho no canal 1544,54 nm como valor do parâmetro  $G_{real}$  em (4.54).

Caso o ganho no canal 1529,6 nm seja utilizado como parâmetro de referência, valores de ganho de 19,77 e 18,12 dB são observados para 0 e -20 dBm de potência de entrada, respectivamente, sendo necessário aplicar o método de compensação apenas para o caso em que a potência de entrada é -20 dBm, em que a correção necessária é de 1,88 dB. Realizar esta correção no canal 1529,6 nm, significa

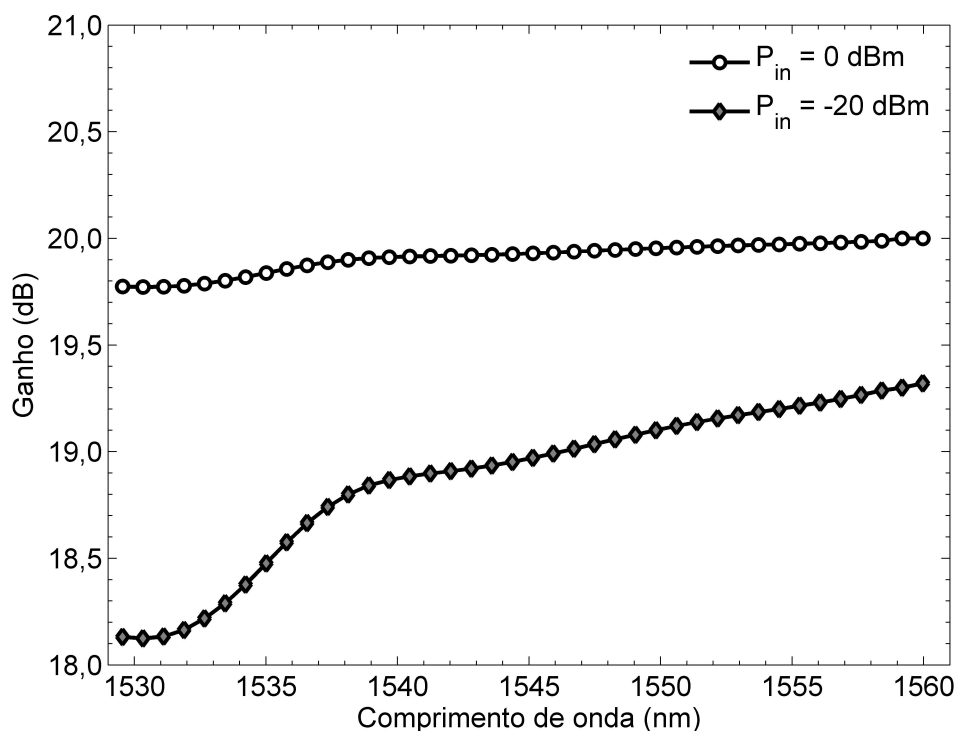


Fig. 4.21: Resultados de simulação de um EDFA modelo B com 14 m de EDF [85] para potência total de entrada de 0 dBm e potência de bombeio de 558 mW, e de -20 dBm e 14 mW, respectivamente, com ganho de 20 dB para ambos os casos.

e elevar o ganho do canal 1544,54 nm em, aproximadamente, 1,5 dB, assumindo um ganho de 20,43 dB aproximadamente.

Com a utilização do EDFA modelo B, há uma menor variação das grandezas observadas, sendo esta variação quantificada pelo desvio médio padrão do ganho, diminuída quando utilizado o GFF após a EDF (amplificador modelo B), como pode ser observado pela análise do desvio médio padrão nas Tabelas 4.3 e 4.4. Entretanto, há uma perda na potência de saída devido à atenuação do sinal após o estágio de amplificação da fibra dopada, sendo 22,6 dBm no modelo A e 20,75 dBm de potência máxima de saída no modelo B.

Tab. 4.4: Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo B sem correção de ganho.

Parâmetro	Valor		Unidade
Potência de entrada	0	-20	dBm
Ganho médio	19,91	18,87	dB
Ganho máximo	20,00	19,32	dB
Ganho mínimo	19,77	18,12	dB
Desvio médio padrão	0,07	0,37	dB
Ganho no canal 1544,54 nm	19,92	18,93	dB

Para demonstrar o método proposto de correção de ganho, foram realizadas simulações utilizando o software OASiX [85] para os mesmos valores de potência de entrada, 0 e -20 dBm, utilizando o EDFA modelo B, considerando o novo ganho alvo como expresso em (4.55). Os resultados são apresentados na Tab. 4.5 e a Fig. 4.22 ilustra o perfil de ganho obtido. Primeiramente, observa-se que há um aumento do nível de potência de bombeio para alcançar o novo nível de ganho estabelecido com a adição do termo de correção (em (4.55)). Para uma potência de 0 dBm de entrada, houve um aumento de 0,1 dB, enquanto que, para -20 dBm de potência de entrada, houve uma potência adicional de 0,84 dB, sendo justificado devido ao maior erro existente entre os dois níveis de potência de entrada.

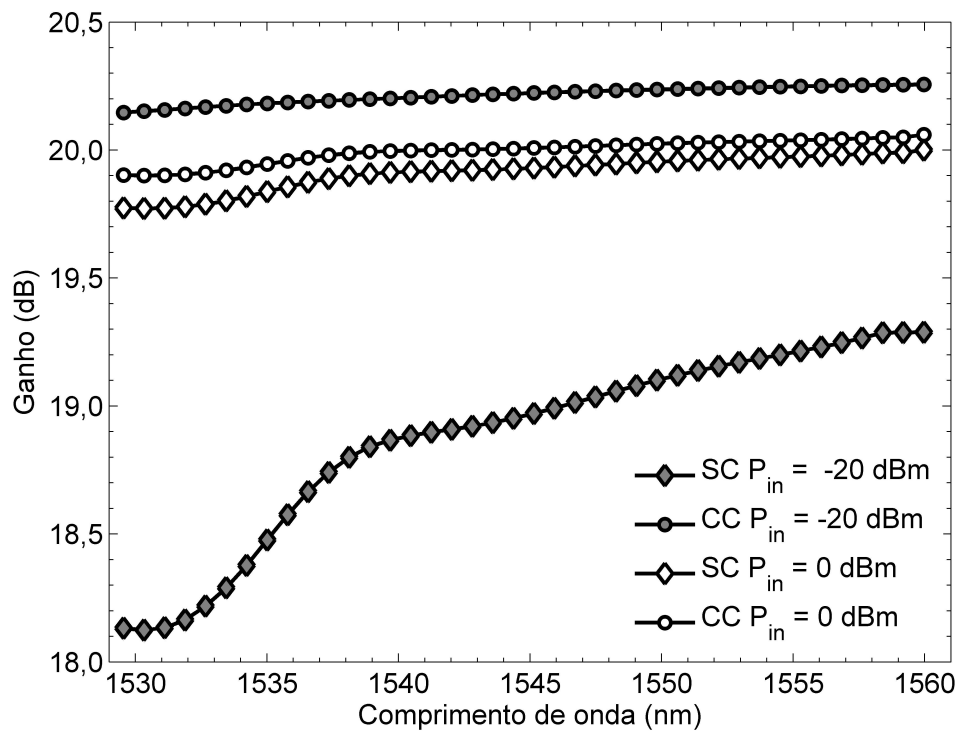


Fig. 4.22: Resultados das simulações utilizando o EDFA modelo B com 14 m de fibra dopada [85] com compensação da ASE (CC) e sem compensação da ASE (SC) para potência total de entrada de 0 dBm, com potência de bombeio de 571 mW (CC) e 558 mW (SC), e -20 dBm, com potência de bombeio de 17 mW (CC) e 14 mW (SC).

O desvio médio padrão de ganho, outro parâmetro observado, apresenta uma queda, significando que o perfil de ganho do amplificador, após a correção de ASE, é mais plano. É observado, ainda, que o ganho médio dos canais e o ganho do canal 1544,54 nm apresentam o mesmo valor, confirmando que, para um amplificador que possua um perfil de ganho dos canais plano, utilizar o ganho médio dos canais ou o ganho em um canal específico levará aos mesmos resultados. O ganho de todos os canais estão abaixo de 20,5 dB e acima de 19,5 dB com a correção de ganho aplicada no algoritmo

de controle eletrônico de ganho. Como descrito anteriormente, para o sinal de entrada de 0 dBm não é necessário aplicar o método de compensação da penalidade de ganho, embora ilustrado na Fig. 4.22, pois todos os canais possuem ganho dentro da faixa de  $20 \pm 0,5$  dB. Os dados são resumidos na Tabela 4.5.

Tab. 4.5: Resultados da simulação utilizando o EDFA modelo B com correção de ganho.

Parâmetro	Valor		Unidade
Potência de entrada	0	-20	dBm
Ganho médio	20,00	20,22	dB
Ganho máximo	20,06	20,26	dB
Ganho mínimo	19,90	20,15	dB
Desvio médio padrão	0,05	0,03	dB
Ganho no canal 1544,54 nm	20,00	20,22	dB

A faixa dinâmica simulada para o EDFA modelo B é ilustrada na Fig. 4.23. A potência máxima de saída do EDFA modelo B é de 20,75 dBm, portanto, para 20 dB de ganho, a potência máxima de entrada é 0,75 dB. A penalidade observada na Fig. 4.23 representa o erro entre o ganho observado no canal específico (1550 ou 1532 nm) e o ganho de referência, neste caso, 20 dB. Desta forma, uma penalidade de 8 dB indica que, embora o ganho do sinal seja 20 dB devido à diferença entre a potência de saída e potência de entrada, o ganho do canal no comprimento de onda selecionado é 12 dB. O valor da faixa dinâmica do EDFA modelo B sem correção de ganho é 18,75 dB, considerando-se um ganho de 20 dB, para os canais 1532 e 1550 nm. Este problema limitaria a remoção e adição de canais em redes ópticas de nova geração, em que variações maiores que 19 dB de potência de entrada pudessem ocorrer.

Quando utilizado o método de compensação de ASE, há a extensão da faixa dinâmica, limitada apenas pelo limite do nível de bombeio dos lasers. A Fig. 4.24 ilustra a penalidade de ganho em função da potência de entrada para o EDFA modelo B com compensação da penalidade de ganho. Para os dados obtidos por simulação, é possível obter qualquer valor de potência de bombeio, observando-se valores de faixa dinâmica maior que 30 dB. Entretanto, os lasers de bombeio utilizados em amplificadores possuem nível mínimo de potência de bombeio localizada próximo dos 30 mW, limitando a faixa dinâmica do amplificador, neste caso, pela potência mínima de bombeio. Entretanto, é possível utilizar técnicas de bombeio em que qualquer potência de bombeio pode ser obtida controlando-se a potência média de um sinal composto por um trem de pulsos [92].

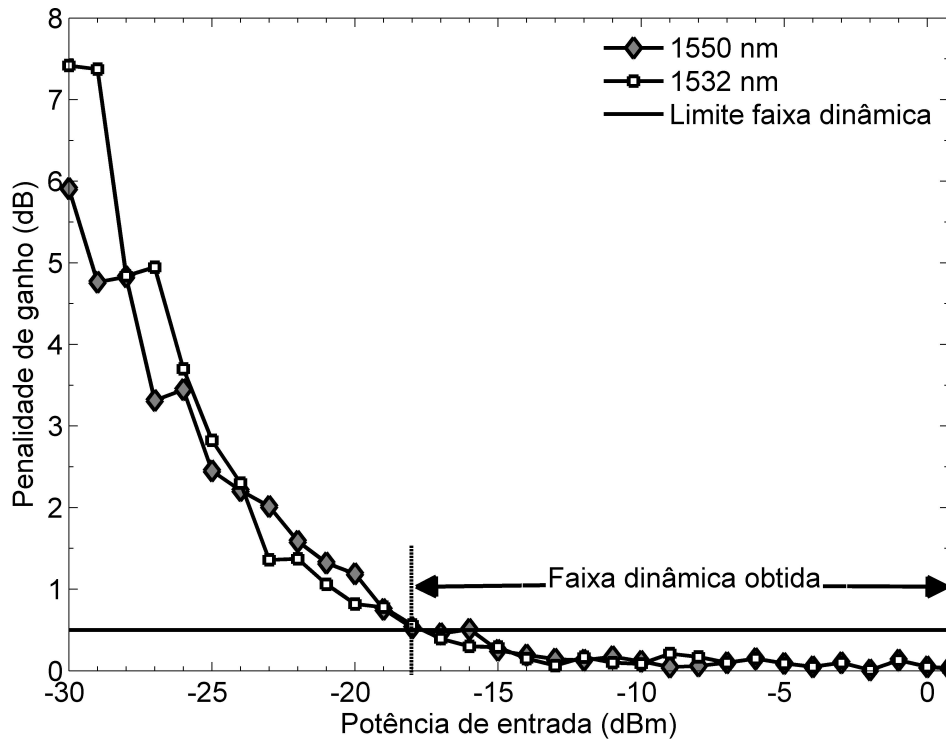


Fig. 4.23: Simulação da faixa dinâmica do amplificador modelo B sem correção de ganho.

## 4.5 Descrição Experimental

Para demonstrar os resultados obtidos por meio de simulações do método de correção de ganho e extensão da faixa dinâmica proposta para EDFAs com controle eletrônico de ganho, a montagem experimental ilustrada na Fig. 4.25 foi utilizada. A obtenção dos dados experimentais foi automatizada, facilitando a operação dos equipamentos e diminuindo o tempo de operação. Desta maneira é possível realizar diversas medidas e tratá-las simultaneamente por meio do *software* de automação.

Dadas as condições dos testes teóricos desempenhados, torna-se importante que a montagem permita modificar a entrada do sinal no amplificador, inserindo e removendo qualquer canal da banda C, inicialmente disponível, assim como a potência de cada canal, e, conseqüentemente, de todo o sinal de entrada. É desejado que seja analisado o espectro óptico de saída do amplificador assim como a análise temporal do canal sob teste, considerado o canal sobrevivente. O arranjo experimental sugerido para este experimento cumpre todos os requisitos para a obtenção dos dados.

A fonte de sinal é constituída por uma bancada de 31 lasers (BL), que possuem comprimento de onda entre os canais C21 e C60, exceto o canal C41 da grade do ITU, e um laser sintonizável (LS), operando no comprimento de onda 1544,53 nm (canal C41). Estes sinais são acoplados utilizando um acoplador óptico (ACPI), em que a saída é composta por 90% da porta oriunda da bancada de lasers e por 10% da porta originada do laser sintonizável. Este acoplamento não simétrico é necessário, pois o

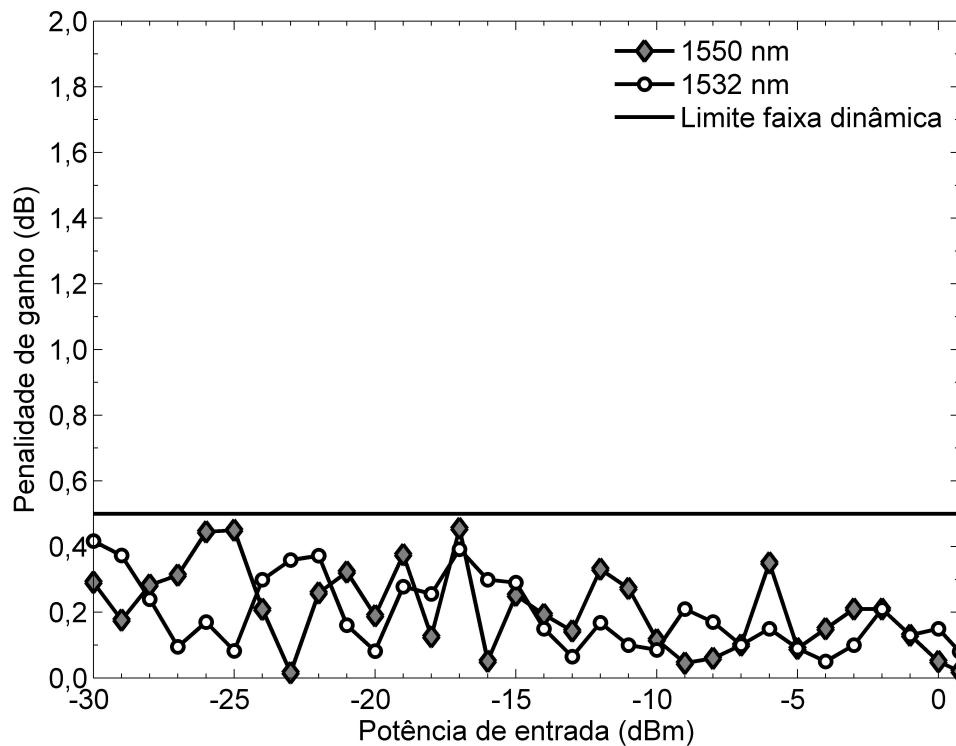


Fig. 4.24: Simulação da faixa dinâmica do amplificador modelo B com correção de ganho.

nível de potência da bancada de lasers é 10 dB abaixo do nível de potência do laser sintonizável. Para controlar a adição e remoção dos canais da bancada de lasers, uma chave óptica (CO) é empregada. Esta chave óptica é controlada por um gerador de sinais (GS), podendo ser modulada por um sinal composto por pulsos periódicos para simular a adição e remoção de canais em um sistema óptico de comunicação.

O sinal de saída do ACP1 passa através de um atenuador óptico variável (AOV), utilizado com a finalidade de controlar o nível de potência de entrada no amplificador sob teste. Em seguida, para realizar a medida do nível de potência de entrada no amplificador, a saída do atenuador óptico variável é dividida igualmente por um acoplador (ACP2). Uma das portas do acoplador é direcionada para o medidor de potência óptica (MP), enquanto a outra provém o sinal de entrada ao EDFA com CEG.

O DSP utilizado no EDFA é controlado por meio da ferramenta JTAG [93], sendo um tipo de interface de testes e programação padronizada. O sinal de saída do amplificador é monitorado por um analisador de espectro óptico (AEO), utilizado para verificar o nível dos canais disponíveis no sinal óptico de saída, assim como o nível de potência total, a figura de ruído e a desigualização entre os canais. A análise temporal é realizada pela seleção, conversão e visualização do canal assumido como sobrevivente (C41). Este canal é selecionado utilizando-se um filtro óptico (FO) centrado em 1544,53 nm, de largura de banda próxima a 100 GHz. O sinal óptico filtrado é convertido em sinal

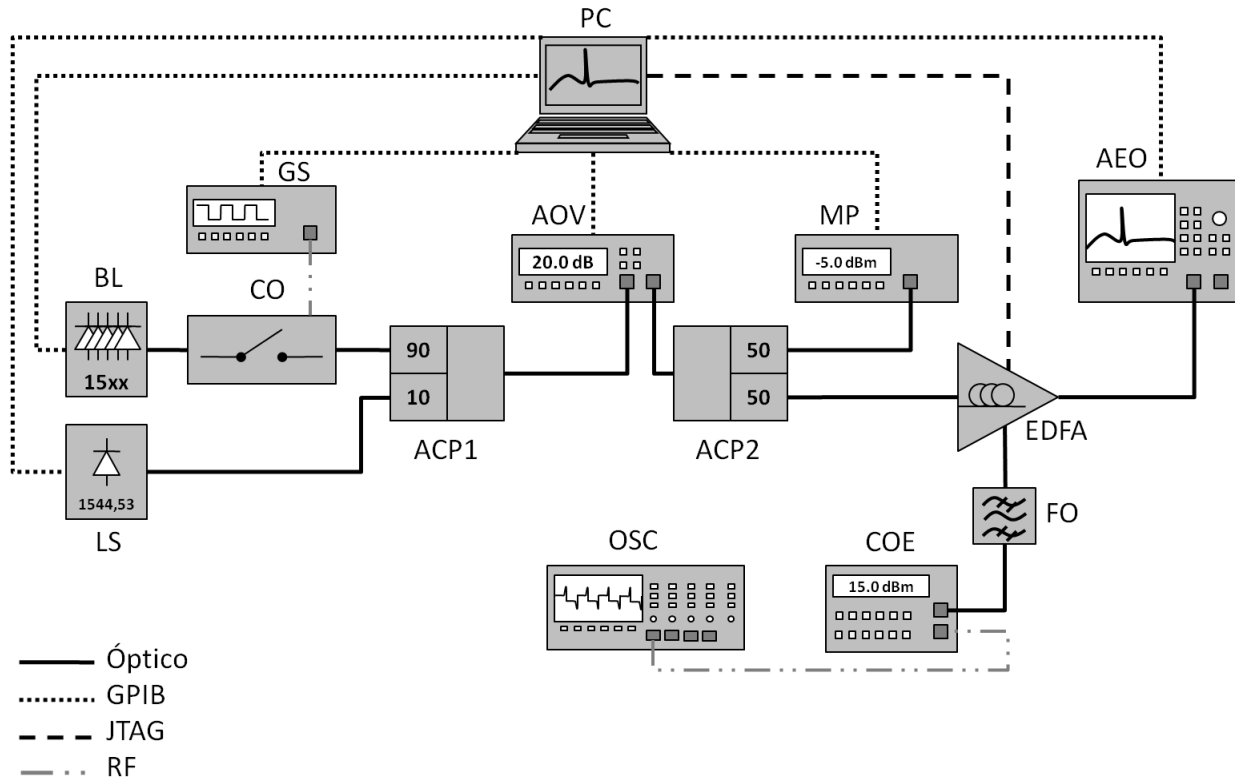


Fig. 4.25: Arranjo experimental utilizado para obtenção dos dados experimentais.

elétrico por meio de um conversor optoeletrônico (COE). O sinal elétrico de saída deste conversor é então analisado em um osciloscópio (OSC), sendo possível observar as variações temporais do canal. Os equipamentos são controlados utilizando o padrão de comunicação GPIB [94], promovendo a automação necessária ao experimento. O sinal de entrada do EDFA é condicionado realizando-se a atuação nos equipamentos BL, LS, GS e AOV. A medição do sinal de entrada e de saída do amplificador é efetuada pela iteração com os equipamentos MP e AEO, solicitando-se os dados necessários destes. Os modelos dos equipamentos e seus respectivos fabricantes são apresentados na Tab. 4.6.

O arranjo optoeletrônico do EDFA com CEG utilizado no experimento é apresentado na Fig. 4.26. O projeto do amplificador é dividido em duas partes; o projeto óptico, em que são especificadas as características ópticas desejadas do amplificador, como potência máxima de saída, ganho de pequenos sinais, figura de ruído e planicidade dos canais, e o projeto eletrônico, sendo especificadas as características que dependem do circuito eletrônico de aquisição e atuação na dinâmica de controle de ganho do amplificador, como tempo de supressão de transientes e pico de potência durante a adição e remoção de canais no sinal óptico de entrada do amplificador. As características ópticas de projeto deste amplificador são especificadas na Tabela 4.7.

O projeto óptico do amplificador da Fig. 4.26 foi realizado utilizando a ferramenta de simulação



Tab. 4.6: Equipamentos utilizados no arranjo experimental da Fig. 4.25.

Equipamento	Modelo	Fabricante
Bancada de lasers	LDM-4616 Laser Diode Mount	ILX Lightwave
Laser sintonizável	Tunable External Cavity Laser Tunics Reference	NetTest
Chave óptica	Acoustic-Optic Modulator 26027-2-1.55-FO	NEOS
Gerador de sinais	83752A	Agilent
Atenuador óptico variável	Variable Attenuator FVA-3100	Exfo
Medidor de potência óptica	1835C Multi Function Optical Power Meter	Newport
Analizador de espectro óptico	86146B Optical Spectrum Analyzer	Agilent
Conversor optoeletrônico	OCP 5002 2 GHz Optical Converter	Tektronix
Osciloscópio	TDS2024B 200 MHz 2 GS/s	Tektronix

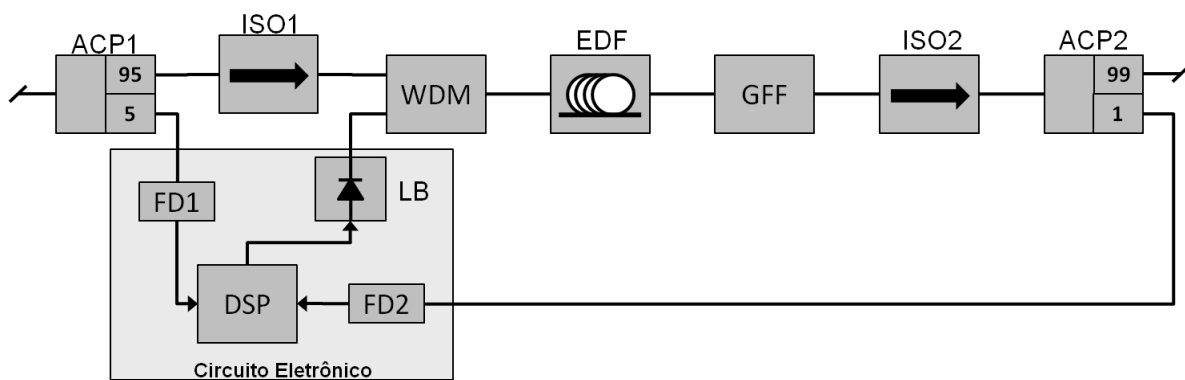


Fig. 4.26: Disposição optoeletrônica do amplificador a fibra dopada com érbio utilizada no experimento.

OASiX, fornecida pelo fabricante da fibra dopada [85]. Deste mesmo fabricante, empregou-se a EDF R37003, de 14 m de comprimento. Para acoplar o sinal de bombeio e o sinal de entrada à fibra dopada foi utilizado o acoplador óptico 980/1550 nm (WDM) com duas entradas e uma saída. O sinal de bombeio é gerado por um laser DFB em 980 nm, que fornece até 400 mW de potência óptica (LB). Para evitar que os sinais refletidos nas fusões das fibras e no conector de saída retornem para a entrada do amplificador, são utilizados dois isoladores ópticos em 1550 nm (ISO1 e ISO2), com 45 dB de isolamento.

Para a monitoração do sinal de entrada e saída do amplificador, dois acopladores ópticos são colocados antes da entrada e após a saída do EDFA. O primeiro acoplador (ACP1) extrai cerca de 5% do sinal de entrada. O segundo acoplador óptico (ACP2) amostra apenas 1% do sinal óptico de saída. Um filtro óptico para correção do perfil de ganho do EDFA (GFF), que torna a relação entre

Tab. 4.7: Características ópticas do amplificador utilizado no arranjo experimental da Fig. 4.25.

Característica	Valor	Unidade
Potência máxima de saída	16	dBm
Potência mínima de saída	-5	dBm
Figura de ruído	5,3	dB
Desequalização dos canais para 0 dBm de sinal de entrada	1,28	dB

as potência dos canais mais plana, projetado para um sinal de entrada de 0 dBm com até 40 canais (-16 dBm/canal) distribuídos na banda C, de acordo com a grade ITU 100 GHz do canal C21 a C60. Caso uma potência de entrada abaixo de 0 dBm seja utilizada, a desqualificação do perfil de ganho é de, no máximo, 1,5 dB. Conectores do tipo LC/APC são empregados para minimizar a refletividade a valores próximos de - 60 dB [21].

Para realizar a conversão da potência óptica em sinal elétrico são utilizados fotodiodos p-i-n com responsividade de 0,85 A/W. O sinal elétrico de saída dos FDs é convertido para o domínio digital por meio de um conversor analógico/digital de taxa 2 MSPS, com 16 bits por amostra. Para realizar a atuação no laser de bombeio, um conversor digital/analógico com taxa de conversão de 2 MSPS com 16 bits por amostra foi empregado. Ambos conversores utilizam comunicação SPI (*serial peripheral interface bus*). Um DSP realiza o controle de ganho via atuação no laser de bombeio, para garantir os tempos de supressão de transientes.

# Capítulo 5

## Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos quando aplicado o método de compensação da ASE em EDFAs com CEG, tendo como consequência a extensão da faixa dinâmica de operação do amplificador durante a correção de ganho do sinal de entrada. A metodologia para obter e processar os dados para, em seguida, realizar a correção em tempo real é descrita de forma detalhada. A correção de ganho no amplificador é realizada utilizando operações com dados obtidos na fase de caracterização. Estes dados são dispostos em tabelas, cuja forma de obtenção é descrita neste capítulo.

Em seguida, as consequências da compensação da penalidade de ganho aplicada ao processo de controle de ganho do EDFA são apresentadas em forma de resultados. Uma análise aprofundada do método aplicado em EDFAs com CEG é realizada considerando o sinal de entrada monocanal e WDM (32 canais). O impacto do número de canais utilizados na fase de caracterização é analisado. É observado que diferentes resultados são obtidos para estes dois cenários devido à não-homogeneidade da EDF.

Uma análise temporal do nível de potência do canal sobrevivente, ou seja, aquele cujo ganho é observado na saída do amplificador, é realizada de forma estática, em que a potência é constante na entrada do amplificador, e em situação dinâmica, em que uma variação de potência de 15 dB é gerada com a finalidade de observar a eficácia do método proposto em EDFA com CEG e supressão de transientes. Por fim, é utilizado um EDFA com CEG de topologia diferente daquela utilizada para análise do método, com a finalidade de apresentar novas possibilidades de aplicações do EDFA com CEG e correção de ganho.

## 5.1 Introdução

A técnica de correção de ganho proposta na Seção 4.4 é utilizada para aumentar a faixa dinâmica de operação do EDFA com CEG, eliminando a dependência do ganho com a potência de entrada em EDFAs controlados de sistemas ópticos. Esta técnica promove melhores índices de qualidade para a rede óptica, a exemplo da figura de ruído e da OSNR.

O método proposto diferencia-se dos métodos apresentados na Seção 4.3.1 devido à extensão de aplicação, pois utiliza uma topologia simples de EDFA com apenas um estágio de amplificação, conforme ilustra a Fig. 4.26. Conforme descrito no Capítulo 4, em [4] e [5], uma topologia com dois estágios de amplificação é empregada, enquanto [6] apresenta uma topologia com quatro estágios de amplificação, cujo controle de ganho é realizado por um atenuador óptico variável.

Neste trabalho, a correção de ASE e o controle automático de ganho são implementados em conjunto em um EDFA convencional, não sendo o projeto do amplificador (comprimento da fibra dopada, configuração de bombeio, etc) alvo de análise. Ao longo da pesquisa e desenvolvimento da técnica proposta, foi observado que o número de canais do sinal de entrada e os coeficientes das tabelas utilizadas para compensação da ASE são parâmetros fundamentais no projeto deste tipo de amplificador. Desta forma a influência destes parâmetros no desempenho do controle de ganho foi detalhadamente analisada.

## 5.2 Compensação da ASE em tempo real

Para avaliar a ASE no processo de amplificação em EDFAs é utilizado o arranjo experimental apresentado na Fig. 4.25. Neste processo de caracterização são realizadas medidas de potência na entrada e saída do amplificador, em que os valores de potência de entrada são obtidos por meio do medidor de potência óptica (MP) e os de potência e espectro do sinal óptico de saída pelo AEO. Por meio destes valores de potência, uma relação entre a penalidade de ganho e potência de entrada é obtida, tornando possível a compensação da ASE no amplificador sob teste.

Inicialmente, é necessário obter a relação entre a penalidade de ganho em função da potência do sinal óptico de entrada para um ganho fixo. Esta relação é obtida seguindo os passos descritos abaixo:

1. Definir a potência mínima de entrada;
2. Definir a potência máxima de entrada;
3. Definir o passo de variação da potência de entrada;
4. Definir o ganho de operação;

- Realizar medidas da potência de entrada, da potência de saída e do espectro óptico do sinal de saída em um ganho de operação fixo, definido no item 4. Estas medidas são efetuadas iniciando pela mínima potência, definida no item 1, variando a potência de entrada, cujo passo de variação é definido em 3, até o momento em que se iguale à potência máxima de entrada, definida no item 2;

Conforme definido anteriormente, a faixa dinâmica é a faixa de potência de entrada em que o nível do sinal óptico de saída de um EDFA é controlado de forma a obter o ganho desejado por canal com erro menor que 1 dB. O parâmetro que quantifica o erro ao longo da faixa de operação do EDFA é a penalidade de ganho, quantificada pela variável  $G_{error}$ , definida pela razão entre o ganho alvo  $G_{SP}$  e o ganho real  $G_{real}$ . O ganho real é adquirido pela razão entre a potência do sinal de saída e a potência do sinal de entrada (canal sobrevivente), em unidades lineares, sendo esta medida obtida por meio do AEO. Desta forma, a penalidade de ganho dentro da faixa dinâmica do EDFA deve ser menor que 0,5 dB.

Não se utiliza o AEO para realizar a medição da potência do sinal óptico de entrada devido à alta OSNR (50 dB) e equalização, cuja variação de potência dos canais que compõem o sinal é menor que 0,14 dB. A Fig. 5.1 mostra os espectros ópticos de entrada e saída do EDFA sob teste. A penalidade de ganho, considerando o ganho alvo como 20 dB, é obtida pela razão entre o ganho alvo e o ganho real, sendo este ganho extraído pela razão entre a potência do canal sobrevivente na saída e na entrada do amplificador. Como exemplo, a penalidade de ganho no canal 1554,44 nm, ilustrado na Fig. 5.1, é de 0,94 dB.

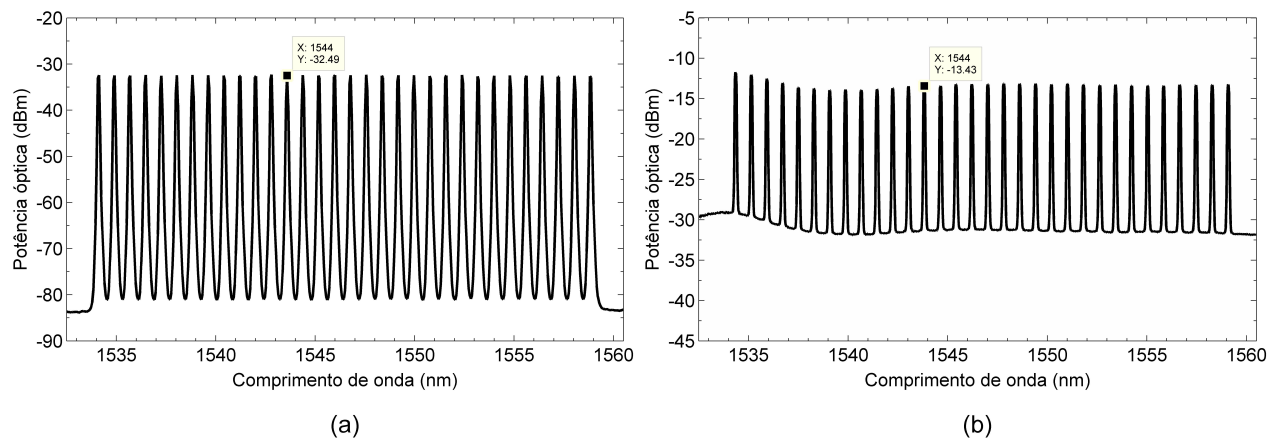


Fig. 5.1: Espectros do sinal óptico, composto por 32 canais, (a) na entrada e (b) na saída do amplificador.

Como o EDFA sob análise garante o ganho desejado devido ao controle automático de ganho eletrônico, a potência total de saída é medida utilizando um medidor de potência óptica (MP). Este

processo de medição do sinal de saída por meio de um MP emula a condição prática do amplificador, em que fotodetectores são utilizados para detectar sinais de potência nas portas de entrada e saída. Quando são utilizados todos os 40 canais, estando estes equalizados, a medida de potência total do sinal pode ser realizada pela soma de todos os picos do sinal utilizando um AEO. A diferença entre as medidas realizadas por dois equipamentos de funcionamento distinto, fornece o valor da ASE que compõe o sinal total amplificado. É possível obter a penalidade de ganho em função da potência de entrada em um EDFA, utilizando a potência de ASE medida na saída deste e, em seguida, utilizar (4.53). Exemplos do espectro de saída com 20 dB de ganho são ilustrados na Fig. 5.2.

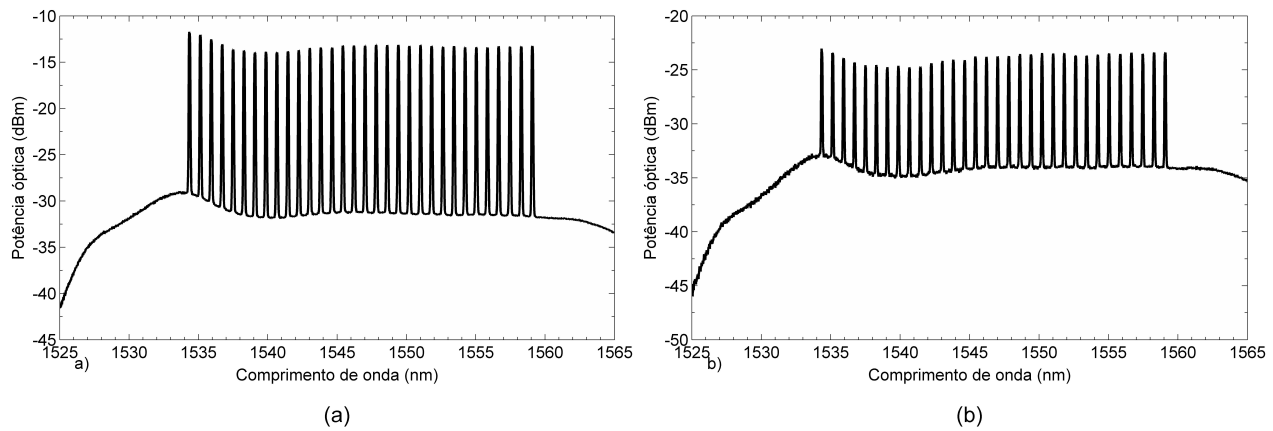


Fig. 5.2: Espectros de saída do EDFA com CEG sob teste, com ganho de 20 dB, (a) para um sinal de entrada de -17,28 dBm e (b) -25,25 dBm.

Para um sinal óptico de entrada  $P_{in} = -17,28$  dBm, a potência de saída do EDFA, de ganho 20 dB, é  $P_{out}^{MP} = 2,65$  dBm, em que  $P_{out}^{MP}$  representa a potência óptica medida no MP, e  $P_{out}^{AEO} = 1,79$  dBm, em que  $P_{out}^{AEO}$  representa a potência medida em um AEO, obtido por meio da soma de todos os picos dos canais presentes no sinal de saída. Considerando uma potência de entrada  $P_{in} = -25,25$  dBm, as medidas de potência de saída são  $P_{out}^{MP} = -5,57$  dBm e  $P_{out}^{AEO} = -8,79$  dBm. Baseado nestes resultados, é possível observar a discrepância entre os valores obtidos devido à contribuição da ASE.

O medidor de potência óptico é incapaz de diferenciar entre os picos de potência e o ruído, realizando a medida da parcela de ASE e sinal óptico amplificado. Desta forma, a medida obtida pelo medidor de potência óptico é sempre maior que a obtida pela soma dos picos dos canais feita diretamente no AEO. Esta metodologia de medição, em que a potência de saída é determinada por meio da soma do pico dos canais que compõem o sinal, é válida apenas quando a OSNR do sinal em questão for elevada.

A penalidade de ganho aumenta à medida que a potência do sinal de entrada diminui devido à dependência da ASE do sinal de saída com o número de fótons contidos no sinal de entrada. Para

pequenos sinais, a geração da ASE é elevada devido ao menor número de fótons, ocasionando a geração espontânea de fótons com direção e fase aleatórias [21] devido ao decaimento dos íons do estado metaestável para o estado fundamental [56]. Com o aumento da potência de entrada, há mais fótons que ocasionam o decaimento dos íons do estado metaestável para o estado fundamental por meio de emissão estimulada, gerando novos fótons com mesma direção e fase dos fótons de entrada.

Caso o medidor de potência óptica seja utilizado na composição da topologia do EDFA sob teste sem qualquer método de compensação da ASE, o ganho assume valores, em média, cerca de 0,86 e 3,22 dB abaixo do ganho alvo especificado para  $P_{in} = -17,28$  e  $-25,25$  dBm de sinal de entrada, respectivamente, conforme ilustra a Fig. 5.3.

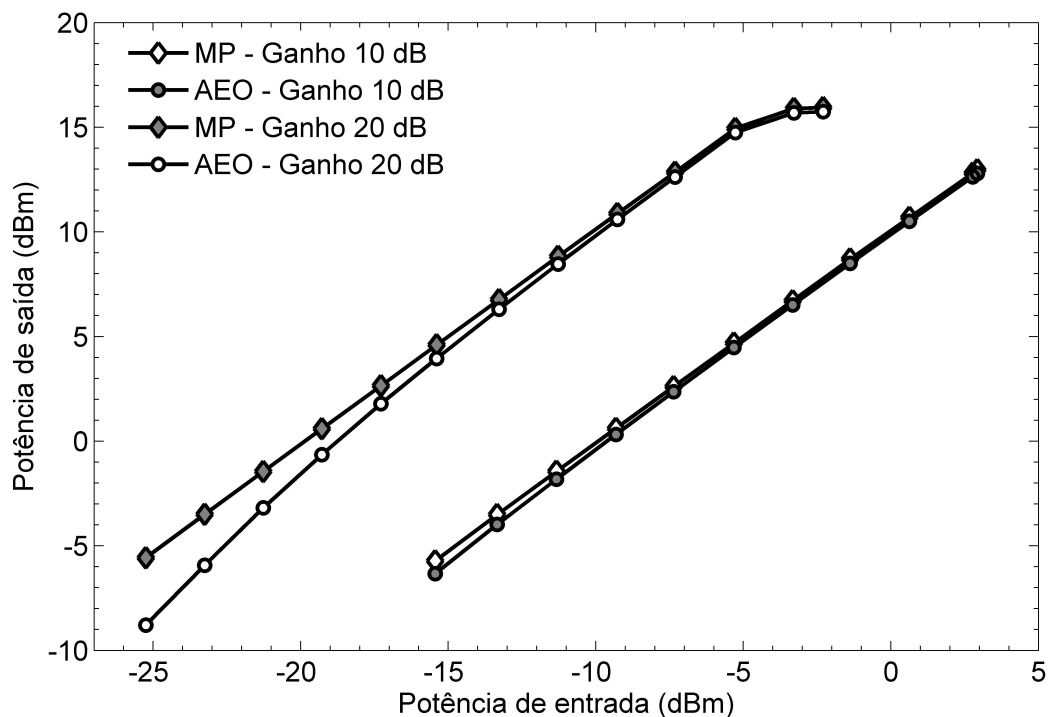


Fig. 5.3: Relações entre a potência de saída e entrada para valores de ganho de 10 e 20 dB, utilizando duas formas distintas de medição do sinal de saída.

A relação entre a potência de saída e a de entrada baseada nas duas formas de medição é ilustrada na Fig. 5.3. As curvas para um mesmo ganho assumem tendências distintas. Para o ganho alvo de 10 dB, há diferença maior que 0,2 dB quando as potências de entrada são menores que  $-1,38$  dBm, enquanto que, para o ganho alvo de 20 dB, valores de diferença maiores que 0,2 dB são obtidos para potência de entrada menores que  $-5,36$  dBm. A Fig. 5.4 ilustra a penalidade de ganho extraída dos dados apresentados na Fig. 5.3. Desta forma, a penalidade de ganho, utilizando o AEO para obter a potência de saída do sinal, está abaixo do erro tolerável, que é 0,5 dB, para os dois ganhos analisados. Quando se utiliza o MP para obter a potência de saída do sinal, a penalidade de ganho está acima

do erro tolerável. Para o caso de 20 dB, os dois pontos acima de -5 dBm de potência de entrada, apresentam erros superiores a 0,5 dB devido ao limite da potência de saída do amplificador utilizado, que é 16 dBm.

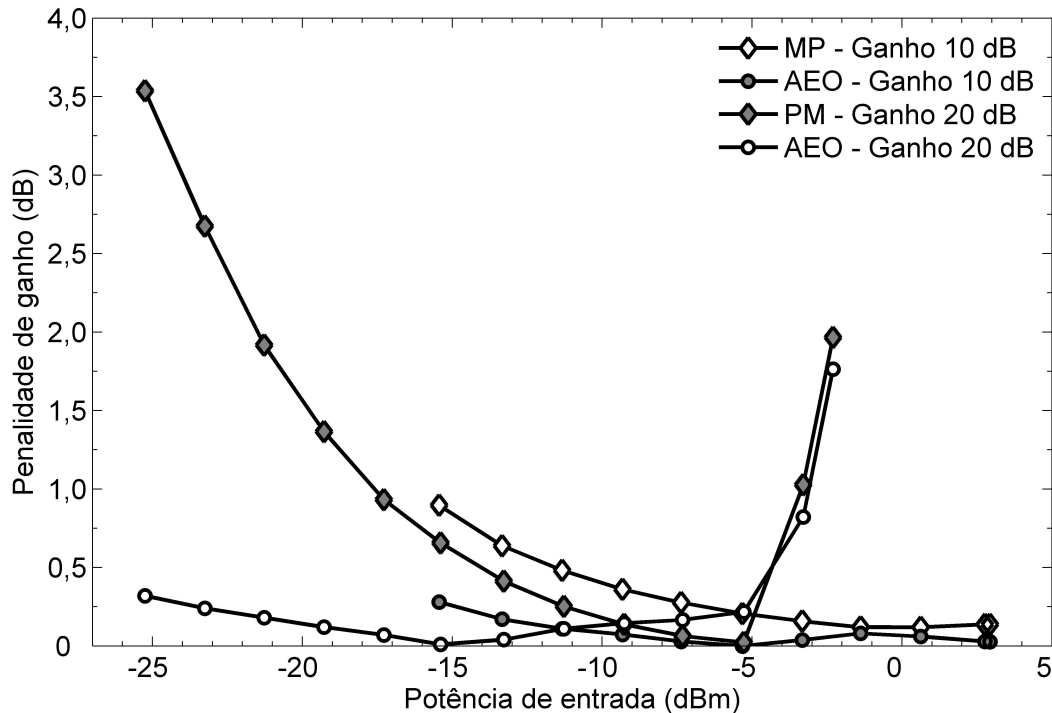


Fig. 5.4: Penalidade de ganho em função da potência de entrada para ganhos de 20 e 10 dB.

Obtida a relação entre a penalidade de ganho e a potência de entrada, o conjunto de pontos que descreve esta relação é limitado aos pontos obtidos por meio de medições experimentais, sendo utilizados 11 pontos de medição para ambos ganhos. É necessário, porém, adaptar as curvas ilustradas na Fig. 5.4 ao algoritmo de controle automático de ganho do amplificador sob teste. Busca-se, desta forma, obter uma relação matemática que descreva a relação entre a penalidade de ganho e a potência de entrada, sendo, contudo, uma relação com operações matemáticas básicas (soma e multiplicação), evitando-se operações com funções transcendentais. As últimas não devem ser utilizadas nesta situação devido à arquitetura do dispositivo de controle, um processador digital de sinais com aritmética de ponto fixo. Operações mais complexas que exijam aplicações de funções trigonométricas ou exponenciais utilizam mais operações, elevando o tempo de controle e anulando a supressão de transientes contido inicialmente no amplificador sob teste [3].

Para obter o modelo desejado é necessário aplicar um método numérico responsável por descrever a relação entre as grandezas desejadas por meio dos pontos obtidos de forma experimental. O método dos mínimos quadrados [91] é utilizado neste trabalho. Este método consiste em procurar o melhor conjunto de coeficientes que define uma curva, para um dado conjunto de dados, buscando minimizar



a soma dos quadrados das diferenças entre a curva ajustada e os dados, ou seja, o chamado resíduo.

### 5.2.1 Aplicação dos mínimos quadrados na compensação de ASE

O método dos mínimos quadrados procura, dado um conjunto de pontos  $(x_i, y_i)$ , determinar uma combinação linear de quaisquer  $M$  funções específicas de  $x$ . Considerando a utilização de apenas soma e multiplicação durante o processamento, as funções escolhidas são  $1, x, x^2, \dots, x^{M-1}$ , e a tarefa é a de determinar os coeficientes  $a_i$  que compõem a função:

$$y(x) = a_1 + a_2x + a_3x^2 + \dots + a_Mx^{M-1}. \quad (5.1)$$

O primeiro problema levantado ao utilizar o método dos mínimos quadrados para modelar os dados experimentais, neste caso em particular, é determinar o grau do polinômio que mantenha o erro dentro de valores aceitáveis. O segundo problema é, após definido o grau do polinômio, garantir que a representação dos coeficientes de (5.1) seja possível na aritmética 18Q, em que 12 bits são utilizados para representar a parte inteira do número, enquanto 18 bits são destinados à representação da parte fracionária. Esta limitação é devido ao algoritmo de controle de ganho e supressão de transiente utilizado para o controle do EDFA sob teste [3]. Desta maneira, é condição necessária que  $a_i \geq 2^{-18}$ . O terceiro problema observado é o de que, acima do valor de potência máxima de entrada e abaixo da potência mínima de entrada, a relação entre a penalidade de ganho e a potência máxima de entrada não deve assumir valores discrepantes para aquela situação.

O número de coeficientes que compõem o polinômio não é um fator limitante para a escolha deste na modelagem da curva obtida experimentalmente. A característica preponderante da utilização de um polinômio de grau  $N$  é o comportamento da curva nos pontos limites fixados pelos pontos experimentais. Como apresentado na Fig. 5.5, quatro polinômios de graus distintos são analisados de acordo com os problemas tratados anteriormente, considerando um ganho alvo de 20 dB.

O primeiro problema levantado anteriormente, quanto ao uso dos mínimos quadrados, é quantificado pelo parâmetro  $R^2$ , sendo definido como a razão entre a soma dos quadrados da regressão realizada (*SSR - Sum of Squares of the Regression*) e a soma total dos quadrados (*SST - Total Sum of Squares*), definidas por [91]:

$$SSR = \sum_{i=1}^n w_i (\hat{y}_i - \bar{y})^2, \quad (5.2)$$

$$SST = \sum_{i=1}^n w_i (y_i - \bar{y})^2, \quad (5.3)$$

respectivamente, em que  $y_i$  representa o  $i$ -ésimo dado experimental,  $\hat{y}_i$  é o valor obtido por meio do

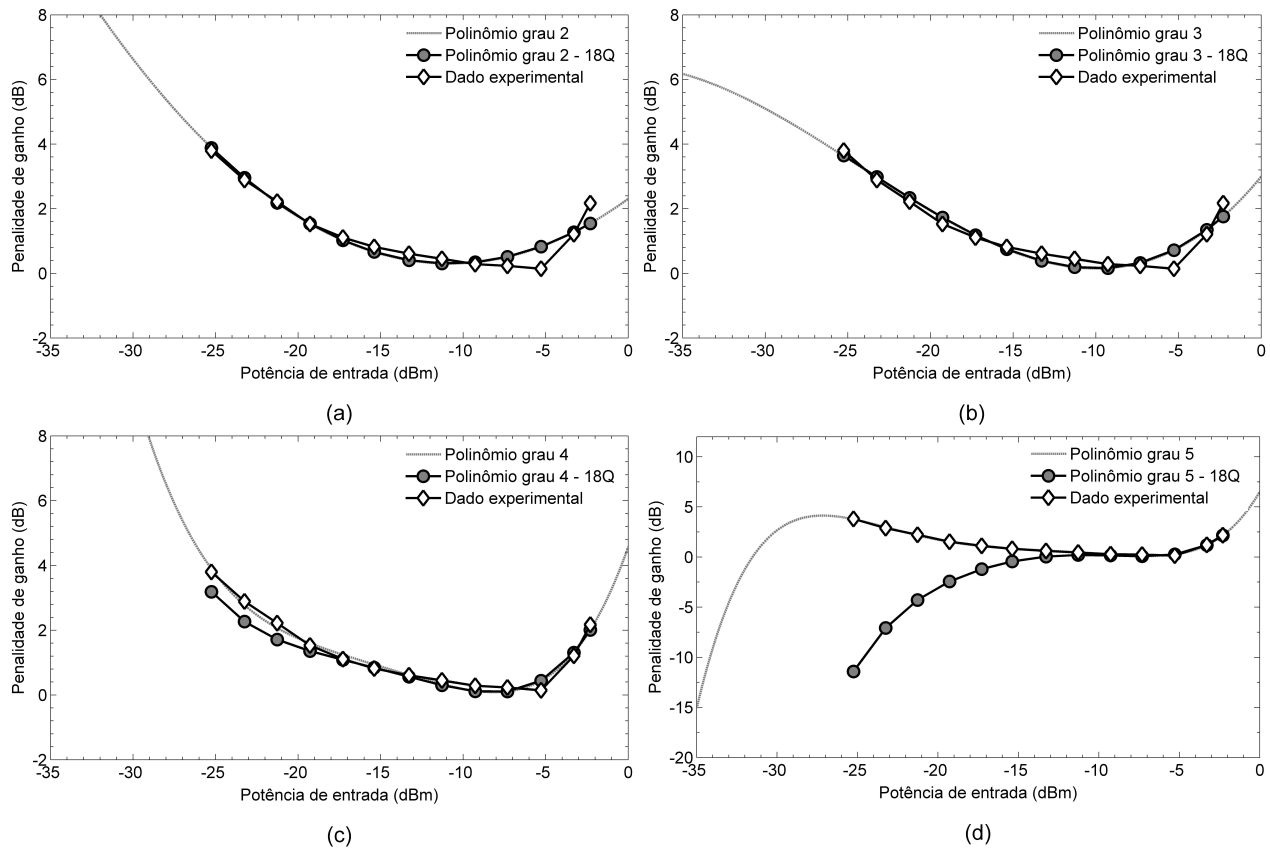


Fig. 5.5: Curvas de penalidade de ganho em função da potência de entrada para (a) polinômio de segunda ordem ( $M = 3$ ), (b) polinômio de terceira ordem ( $M = 4$ ), (c) polinômio de quarta ordem ( $M = 5$ ) e (d) polinômio de quinta ordem ( $M = 6$ ).

modelo,  $\bar{y}$  é a média dos dados experimentais e  $w_i$  é o peso de cada ponto. Assim:

$$R^2 = \frac{SSR}{SST}. \quad (5.4)$$

Este fator pode assumir qualquer valor entre 0 e 1, sendo que, quanto mais próximo da unidade, melhor será o ajuste da curva que interpola os dados. Por exemplo, caso o parâmetro  $R^2$  possua valor 0,8234, significa que 82,34% dos dados experimentais estão dentro da variância do modelo em torno da média. Este parâmetro pode assumir valores fora da faixa entre 0 e 1 quando utilizado para medir correlação de valores observados e modelados, ou nos casos em que os pontos gerados pelo modelo não descrevem, em nenhum momento, o modelo seguido pelos dados experimentais [91].

Caso o número de coeficientes do modelo seja elevado, o valor do fator  $R^2$  aumentará, embora o ajuste de curva com diversos coeficientes não possua senso prático. Como exemplo, a Fig. 5.5 apresenta quatro tipos de polinômios com diferentes graus crescentes, cujos respectivos fatores são apresentados na Tab. 5.1. À medida que o grau do polinômio é incrementado, ocorre a aproximação

do fator  $R^2$  à unidade, indicando a melhoria do modelo proposto.

O segundo problema levantado anteriormente, quanto ao uso de mínimos quadrados com aritmética de ponto-fixado, é garantir que a representação dos coeficientes seja possível na aritmética 18Q. Observando a ordem de grandeza dos coeficientes indicados na Tab. 5.1, há um aumento da diferença de ordem de grandeza entre o maior e menor coeficiente que se eleva com o aumento do grau do polinômio. Como exemplo, para aritmética de ponto flutuante (PF), a diferença de grandeza entre o coeficiente  $a_1$  e  $a_3$  do polinômio de grau 3, é de 135 vezes, enquanto para o polinômio de grau 6, a diferença é de  $4,7 \times 10^5$ . Portanto, à medida que a ordem do polinômio aumenta, a diferença de grandeza dos coeficientes aumenta, e maior a faixa numérica de variação que a aritmética escolhida deve cobrir. Para os coeficientes representados com aritmética de ponto flutuante a diferença de ordem de grandeza dos coeficientes não é traduzida em degradação do fator  $R^2$ , como se observa na Tab. 5.1.

Tab. 5.1: Parâmetros das curvas de regressão ilustradas na Fig. 5.5, considerando aritmética de ponto flutuante (PF) e ponto fixo (18Q).

	$M = 3$		$M = 4$		$M = 5$		$M = 6$	
	PF	18Q	PF	18Q	PF	18Q	PF	18Q
$R^2$	0,9315	0,9315	0,9510	0,9509	0,9830	0,9192	0,9970	-24,745
$a_1$	2,306	2,306	2,99300	2,99310	4,56900	4,56947	6,51400	6,51351
$a_2$	0,371	0,371	0,62430	0,62435	1,44600	1,44639	2,73100	2,73092
$a_3$	0,017	0,017	0,03943	0,03943	0,16030	0,16032	0,42990	0,42987
$a_4$	0,000	0,000	0,00054	0,00054	0,00715	0,00715	0,03119	0,03119
$a_5$	0,000	0,000	0,00000	0,00000	0,00012	0,00012	0,00107	0,00107
$a_6$	0,000	0,000	0,00000	0,00000	0,00000	0,00000	1,38e-5	1,53e-5

Quando convertidos os valores dos coeficientes em ponto flutuante para aritmética de ponto-fixado 18Q, os valores originais são alterados, pois a representação em 18Q é limitado ao valor mínimo de  $2^{-18}$ . O efeito desta conversão é quantificado pelo valor do fator  $R^2$  para estes novos valores de coeficientes. Observa-se, na Tab. 5.1, que  $R^2$  assume um valor negativo, o que indica que o ajuste é ineficaz e um ajuste linear proporcionaria um fator  $R^2$  superior, conforme ilustrado na Fig. 5.5(d).

O terceiro problema que deve ser observado é a tendência dos polinômios com diferentes graus fora dos valores limites assumidos. Os polinômios de grau 2, 3 e 4, Fig. 5.5 (a), (b) e (c) respectivamente, apresentam uma tendência coerente com a tendência dos dados fora dos limites obtidos experimentalmente, enquanto que o polinômio de grau 5 apresenta uma tendência distinta da aparentemente seguida pelos dados para valores abaixo de -30 dBm.

Desta maneira, a regra utilizada para obter o modelo de cada curva que representa a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada para cada ganho é descrita no fluxograma ilustrado na Fig. 5.6. O primeiro passo é iniciar a busca do polinômio que melhor descreve a relação. Inicia-se pelo

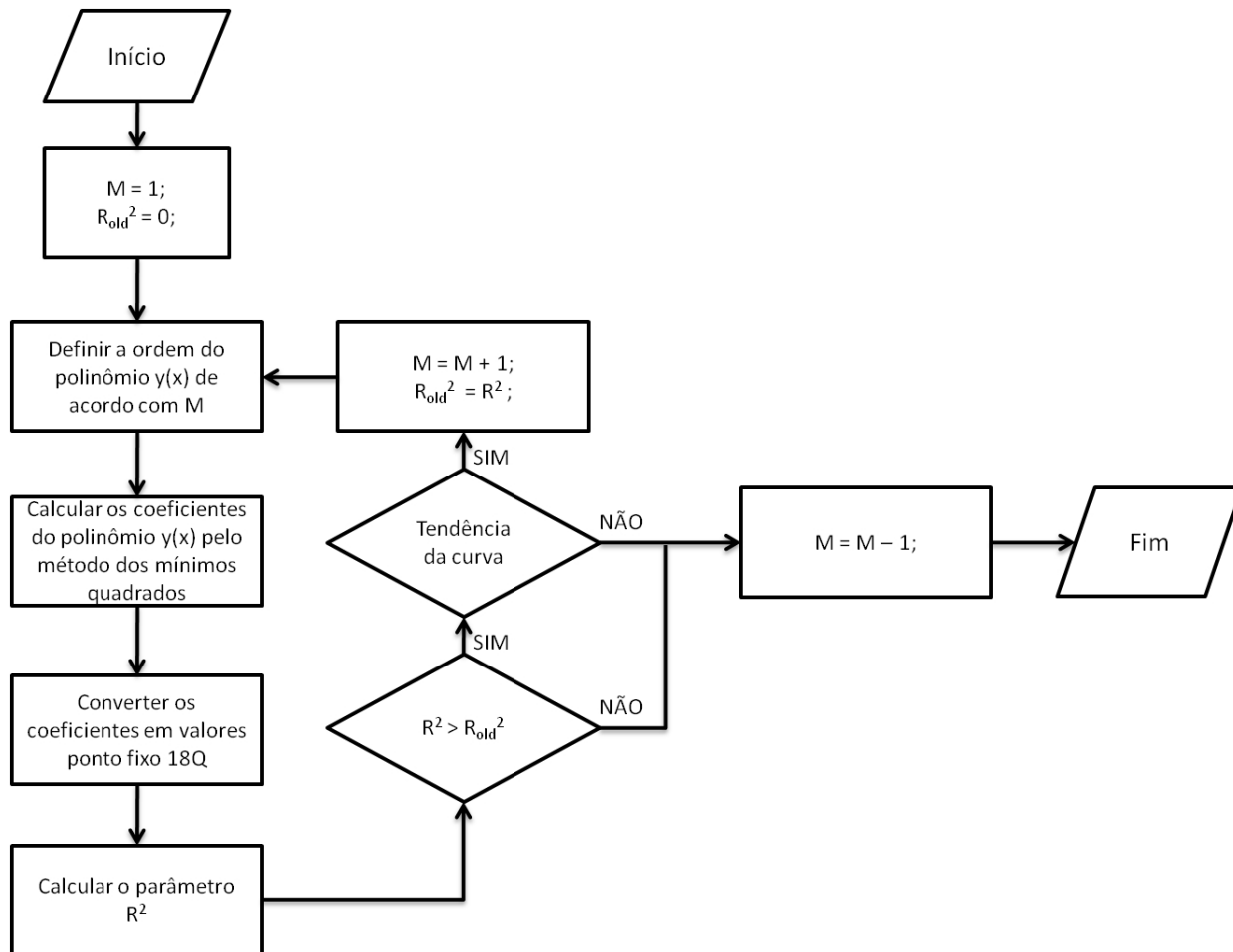


Fig. 5.6: Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção do polinômio que modela a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada.

polinômio de grau 1, calculando os coeficientes  $a_1$  e  $a_2$  por meio do método dos mínimos quadrados, conforme descrito anteriormente. Obtidos os coeficientes em ponto flutuante, deve-se convertê-los para representação em ponto fixo 18Q. Utilizando estes últimos coeficientes convertidos, calcula-se o fator  $R^2$ . Este polinômio será considerado como base de comparação.

Em seguida, o polinômio de segundo grau é considerado. Calcula-se os coeficientes que, em seguida, são convertidos em coeficientes com aritmética de ponto fixo 18Q. Com estes coeficientes o fator  $R^2$  é novamente calculado, sendo então comparado ao fator  $R^2$  do polinômio anterior ( $R_{old}^2$ ). Caso  $R^2 > R_{old}^2$  e a tendência da curva siga a tendência dos dados após os limites obtidos experimentalmente, o polinômio de segundo grau é considerado como de melhor ajuste. Caso as condições do fator  $R^2$  e da tendência da curva não sejam alcançados, deve-se utilizar o polinômio anterior para representar a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada.

Este tratamento é o mesmo para quaisquer valores de ganho do amplificador, a exemplo, toda a

faixa de operação em que o amplificador opera com controle automático de ganho. O procedimento de interpolação descrito para um ganho específico deve ser estendido para os demais ganhos dentro da faixa de operação do amplificador, sendo necessário realizar diversas medidas considerando o passo mínimo entre valores de ganhos possíveis durante a operação do amplificador. Considerando-se os passos de 1 dB de ganho e 2 dBm de potência, levando-se em consideração a faixa de ganho do amplificador localizada entre 10 e 30 dB, ou seja, 20 medidas de ganho, cujo limite de potência de saída esta entre -10 dBm e 16 dBm, ou seja, 13 medidas de potência, totalizam-se 260 medidas com um tempo total de 260 minutos para realizar a caracterização completa do amplificador, considerando o tempo de um minuto por medição. Os valores limites de ganho e potência de entrada são apresentados na Tab. 4.7.

Por outro lado, é possível realizar o mesmo procedimento, que interpola os valores da penalidade de ganho para potências de entrada específicas, para obter os demais coeficientes que descrevem o modelo e que relacionam a penalidade de ganho e potência de entrada a cada valor de ganho configurado. Este exercício de interpolação exemplifica o problema verificado no caso anterior, que descreve a relação entre a penalidade de ganho e a potência de entrada: garantir que a representação dos coeficientes de (5.1) seja possível na aritmética 18Q.

O problema relacionado com a determinação do grau do polinômio não se aplica nesta situação, pois os pontos interpolados são obtidos anteriormente para os ganhos especificados e armazenados em forma de tabela no algoritmo de controle automático de ganho e extensão de faixa dinâmica. Neste caso, não é necessário obter os coeficientes de uma expressão para determinar o valor dos coeficientes que definem a expressão entre a potência de entrada e penalidade de ganho, sendo obtidos utilizando qualquer outro método de interpolação.

A garantia de valores condizentes para os pontos fora da especificação de operação do amplificador também não se aplica neste caso, pois a operação do amplificador dar-se-á apenas na região de ganho especificado, sendo que, fora desta região, mesmo sendo apenas com controle automático de ganho, não se obtém o ganho especificado devido às características do laser de bombeio, a saber corrente mínima e máxima de operação.

Desta forma, para determinar os coeficientes das curvas que descrevem a relação penalidade de ganho em função da potência de entrada não obtidas experimentalmente, são utilizados, neste trabalho, os splines polinômiais [91].

### 5.2.2 Aplicação das splines polinômiais na compensação de ASE

Splines polinômiais são funções que têm uma regularidade inferior à dos polinômios, já que resultam de uma "colagem" de polinômios, embora a escolha dos pontos de interpolação já não influí tanto no comportamento da função interpoladora [91].

A utilização de splines polinômiais realiza a interpolação de poucos grupos de pontos, obtendo-se um polinômio de grau menor, impondo condições para que a função interpoladora seja contínua e tenha derivadas contínuas até uma determinada ordem [91]. No caso de splines cúbicas, são gerados polinômios de grau 2 para cada conjunto de três pontos.

Considerando um EDFA com CEG, deseja-se verificar se a interpolação realizada dos coeficientes dos polinômios, que determinam a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada para cada ganho, é efetiva e possível de repetição. Os seguintes passos são realizados:

1. As operações, apresentadas na Fig. 5.6, são realizadas para os ganhos  $g_i$ , extraíndo-se, dos dados experimentais, os coeficientes  $a_i(g_i)$ ;
2. Para o conjunto de coeficientes  $a_0(g_i)$  é realizada uma interpolação por splines para obter os coeficientes  $a_0(g_j)$ , em que  $g_j \neq g_i$  e representa o ganho cujos coeficientes não foram extraídos dos dados experimentais;
3. O item 2 é repetido para os demais conjuntos de coeficientes  $a_1(g_i), a_2(g_i), \dots, a_M(g_i)$ ;
4. Com os valores dos coeficientes  $a_0(g_j), a_1(g_j), \dots, a_M(g_j)$ , obtidos numericamente, é obtida a relação entre a penalidade de ganho em função da potência de entrada para o ganho  $g_j$ .

É realizado o mesmo procedimento ilustrado pela Fig. 5.6 para os ganhos entre 10 e 30 dB com 2 dB de passo de ganho, extraíndo os coeficientes utilizados como referência, sendo denominados de pontos de interpolação. Para extrair de forma numérica os coeficientes e compará-los com os coeficientes de referência, são considerados apenas os ganhos entre 10 e 30 dB, com passo de 4 dB de ganho para interpolação dos pontos. O polinômio é limitado a quinta ordem. As curvas de interpolação são apresentadas na Fig. 5.7.

É possível observar nos ganhos de 14 e 22 dB que as duas curvas são idênticas, ou seja, nos pontos de interpolação ( $g_{i1} = 14$  e  $g_{i2} = 22$ ). Os pontos correspondentes aos ganhos de 16 e 24 dB, cujos coeficientes são obtidos numericamente ( $g_{j1} = 16$  e  $g_{j2} = 24$ ), localizam-se próximos dos pontos extraídos dos dados experimentais. Os erros entre os pontos interpolados e os pontos extraídos dos dados experimentais podem ser apenas quantificados pela observação da curva da penalidade de ganho em função da potência de entrada. A Fig. 5.8 ilustra as curvas para dois nós de interpolação ((a) 14 e (c) 22 dB) e dois pontos interpolados ((b) 16 e (d) 24 dB). As curvas ilustradas correspondem aos dados experimentais (Experimental), aos pontos obtidos pela interpolação destes pontos experimentais utilizando aritmética de ponto-fixo 18Q com funções polinômiais (Polinômio 18Q) de acordo com o fluxograma ilustrado na Fig. 5.6, e aos pontos obtidos numericamente pela interpolação dos coeficientes dos polinômios pelo método das splines (Spline), que descrevem as curvas para cada ganho da penalidade de ganho em função da potência de entrada.

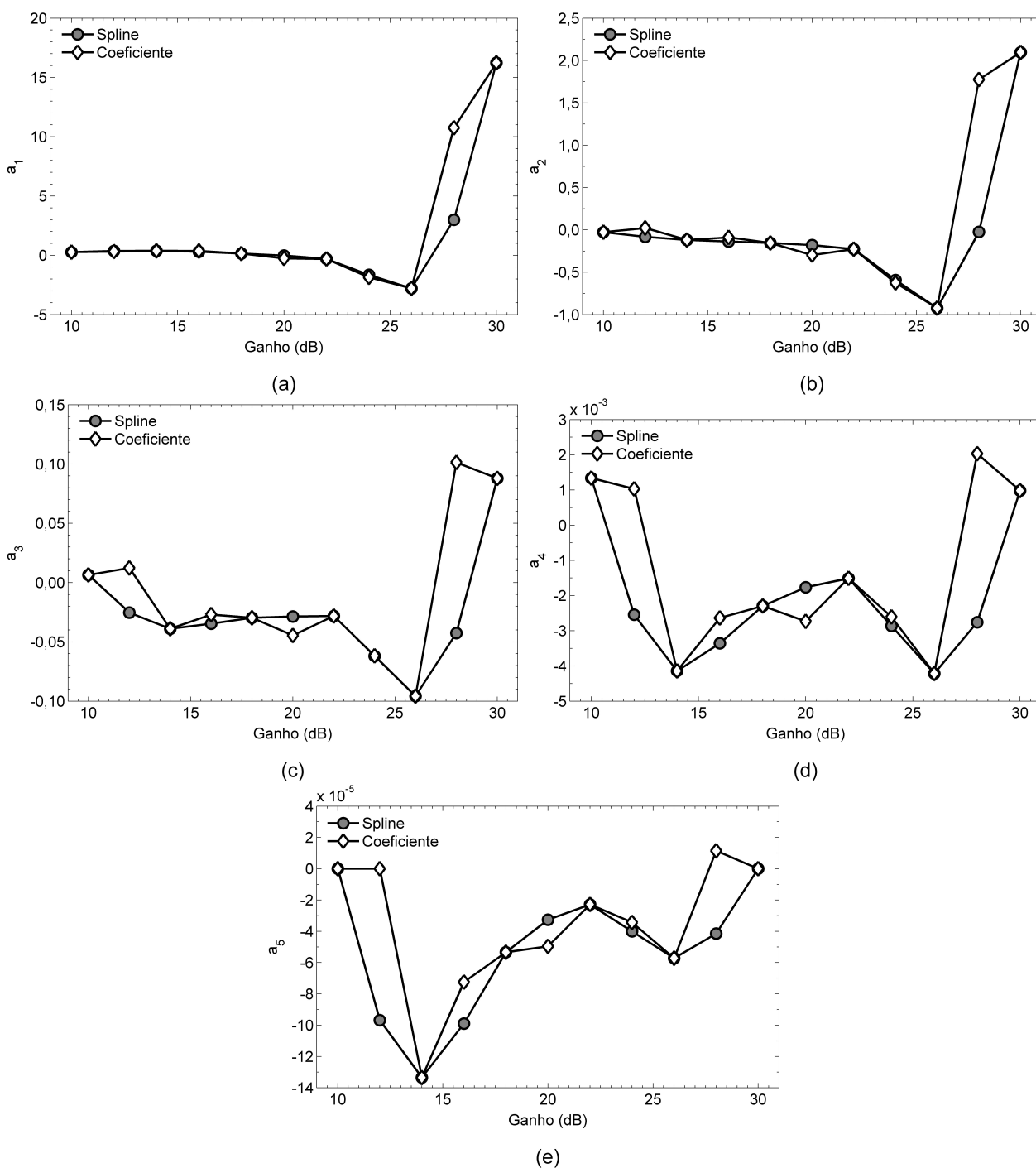


Fig. 5.7: Coeficientes do polinômio de ordem 5 em função do ganho do amplificador que compõem (5.1), relacionando a penalidade de ganho e potência de entrada.

A correspondência entre as curvas Spline e Polinômio 18Q, para os ganhos tidos como nós de interpolação (Fig. 5.8 (a) e (c)) é esperada, visto que os coeficientes utilizados na interpolação são obtidos do método descrito no fluxograma ilustrado na Fig. 5.6. A diferença entre as curvas coinci-

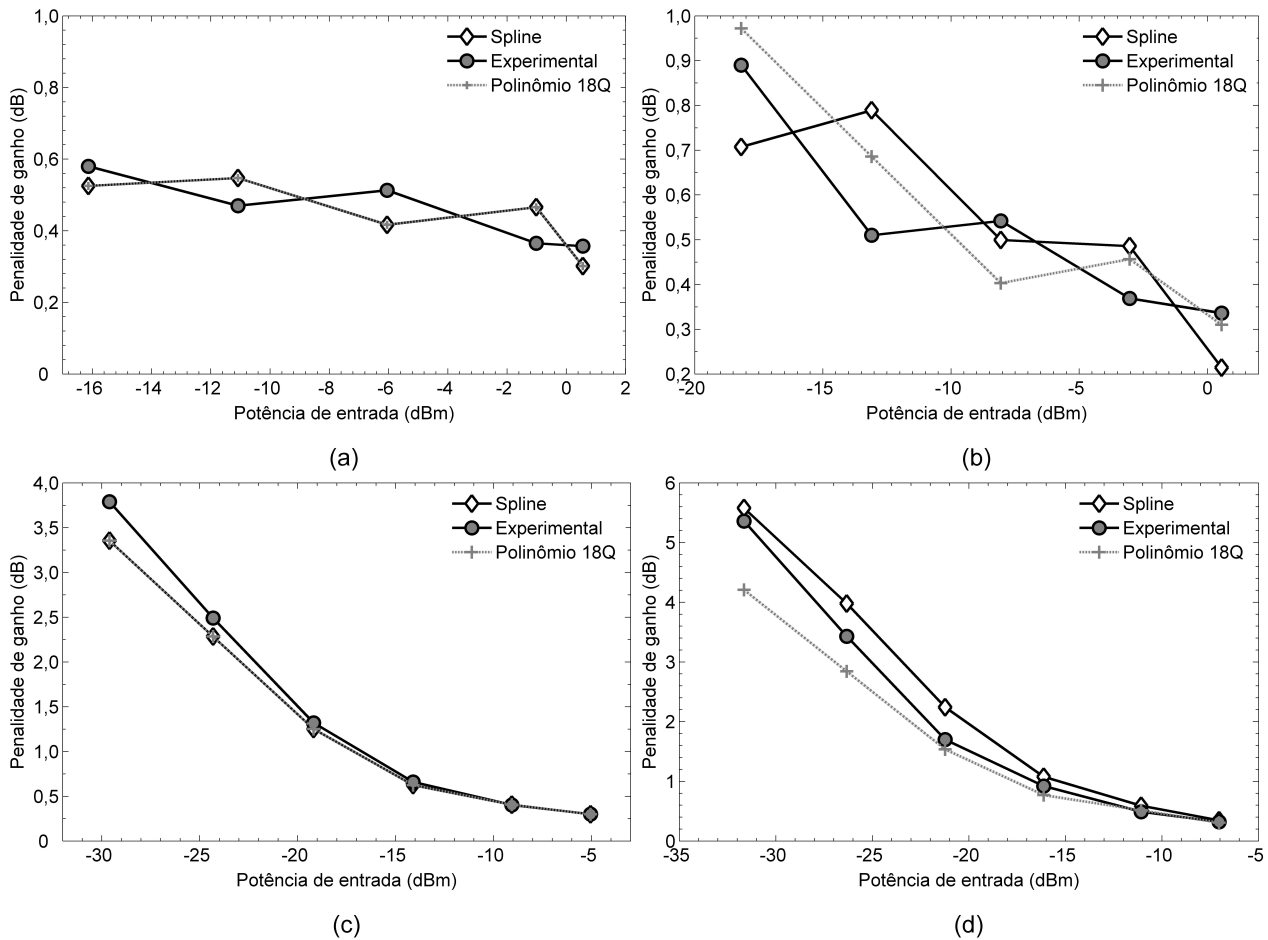


Fig. 5.8: Gráficos comparativos entre as formas de obtenção das curvas que descrevem a penalidade de ganho em função da potência de entrada para ganhos (a) 14 dB, (b) 16 dB, (c) 22 dB e (d) 24 dB.

dentos (Spline e Polinômio 18Q) e os dados experimentais (Fig. 5.8 (b) e (d)) é justificada pelo erro devido a quantização dos coeficientes, conforme descrito anteriormente.

Para os ganhos de 16 e 24 dB, observa-se que as três curvas são distintas, não possuindo pontos em comum. A diferença entre a curva Spline e Polinômio 18Q é devido aos erros de interpolação por splines dos coeficientes que definem as curvas de ganho, conforme ilustra a Fig. 5.7. É possível observar a proximidade da curva Splines e a curva Experimental. Esta proximidade sugere que os coeficientes obtidos por splines cúbicas não são ótimos para o problema de mínimos quadrados, obtendo valores inferiores do parâmetro  $R^2$ , entretanto apresentam baixo resíduo.

Estes procedimentos para obtenção dos coeficientes restantes para determinados valores de ganho, cujas curvas de penalidade de ganho em função da potência de entrada não foram obtidas experimentalmente, é ilustrada na Fig. 5.9. Deve-se seguir o fluxograma, apresentado na Fig. 5.6, para obtenção da tabela de coeficientes iniciais, utilizados para obtenção dos demais coeficientes para os ganhos es-



pecificados. Descrita e analisada a obtenção para demais ganhos das curvas que descrevem a relação entre a penalidade de ganho e a potência de entrada, é possível realizar uma análise mais profunda da relação entre as variáveis.

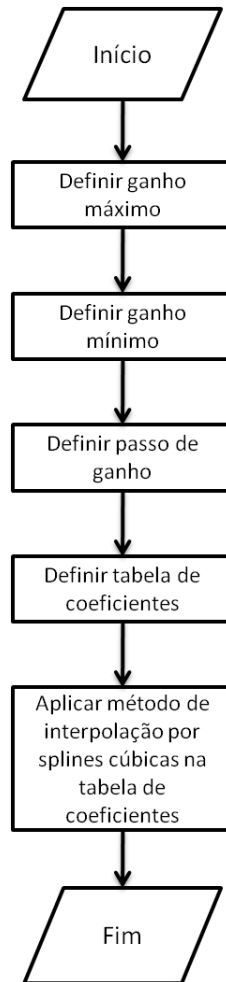


Fig. 5.9: Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção dos coeficientes que descrevem a relação da penalidade de ganho em função da potência de entrada para os ganhos cujas curvas não são obtidas experimentalmente.

Analisando (4.53), observa-se uma relação entre a potência de entrada, ganho e penalidade de ganho. Esta relação é ilustrada na Fig. 5.10. Considerando o ganho do amplificador fixo, a medida que é diminuída a potência de entrada a penalidade aumenta, conforme discutido anteriormente.

Entretanto, considerando a potência de entrada fixa, observa-se que, à medida que o ganho é elevado a potência de ASE aumenta de forma proporcional, num comportamento aproximadamente linear. De fato, a potência de ASE na saída do amplificador é proporcional ao ganho do sinal, conforme (4.19). É possível expandir (4.53) utilizando (4.48) e encontrar a expressão que descreve a relação entre a penalidade de ganho, potência de entrada e ganho alvo do amplificador:

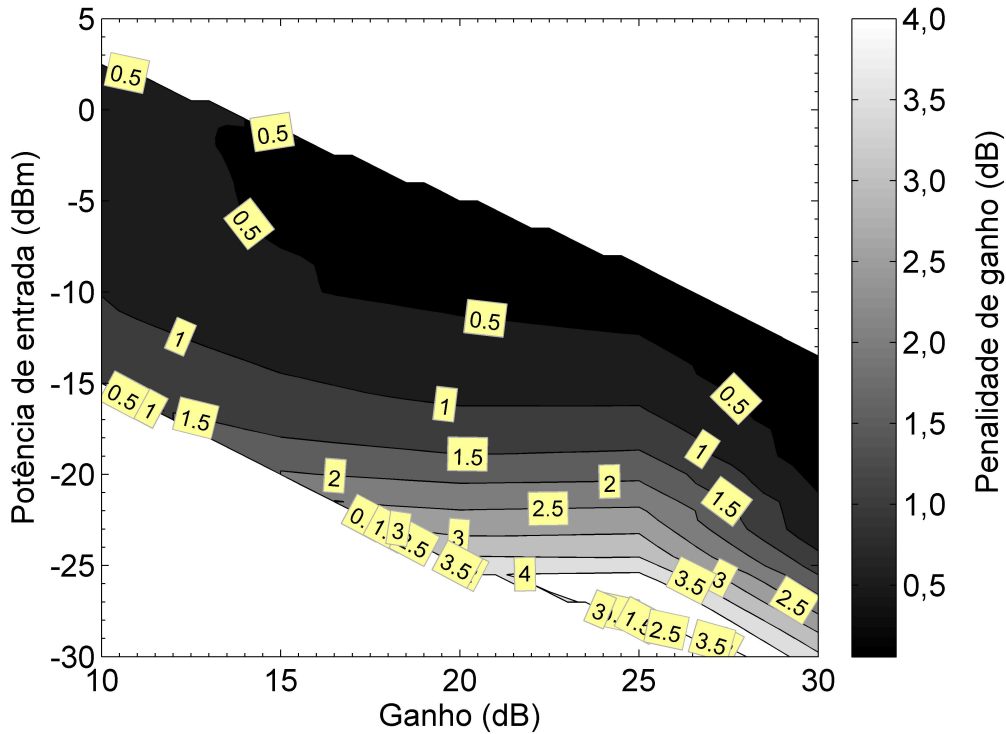


Fig. 5.10: Relação entre as grandezas analisadas: ganho, potência de entrada e penalidade de ganho.

$$G_{error} = \frac{1}{\left(1 - \frac{k_1 G_{real}}{G_{SP}}\right) - \left(\frac{k_2 G_{real}}{G_{SP}}\right) \frac{1}{P_{in}}}. \quad (5.5)$$

A Expressão (5.5) representa a correlação entre as características físicas do amplificador, representadas pelas constantes  $k_1$  e  $k_2$ , e as variáveis dinâmicas de operação. Com o aumento da potência de entrada, o valor do ganho real converge para o valor do ganho alvo, devido ao maior número de fótons, diminuindo o número de transições dos portadores presentes no nível metaestável para o nível fundamental, tornando o erro de ganho nulo para elevados valores de potência de entrada. Considerando a potência de entrada fixa, à medida que o ganho cresce o ganho real aproxima-se do ganho alvo e, assim, a relação descrita em (5.5) assume um valor constante.

A Expressão (5.5) possui a variável  $G_{error}$ , necessitando sua obtenção durante o processo de caracterização. Com a finalidade de simplificar este processo, é possível obter os valores de  $G_{error}$  de forma iterativa. Substituindo (4.54) em (5.5), considerando a obtenção iterativa dos valores de  $G_{error}^i$ , em que  $i$  representa a  $i$ -ésima iteração, tem-se:

$$G_{error}^i = \frac{1}{\left(1 - \frac{k_1}{G_{error}^{i-1}}\right) - \left(\frac{k_2}{G_{error}^{i-1}}\right) \frac{1}{P_{in}}}. \quad (5.6)$$

A Expressão (5.6) é utilizada para obter valores de penalidade de ganho para determinado valor de ganho alvo e potência de entrada, cuja característica é quantificada pelas constantes  $k_1$  e  $k_2$ . Desta forma, é simplificado o processo de caracterização, pois devido o comportamento linear da relação entre a potência de ASE e potência de saída, os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  podem ser obtidos com poucos pontos, e assim utilizados em (5.6), sendo utilizada para descrever a relação de penalidade de ganho, potência de entrada e ganho alvo do EDFA em teste. Para utilização deste modelo, é necessário apenas dois pontos de sinal de entrada por ganho, estando estes localizados no início e no final da faixa de operação de entrada do amplificador, para o ganho desejado. A utilização (5.6) é apresentada na próxima seção.

A Expressão (5.5) é ilustrada na Fig. 5.10. A Fig. 5.11 ilustra a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada para diversos ganhos, sendo observado que, para ganhos elevados, as penalidade de ganho são próximas.

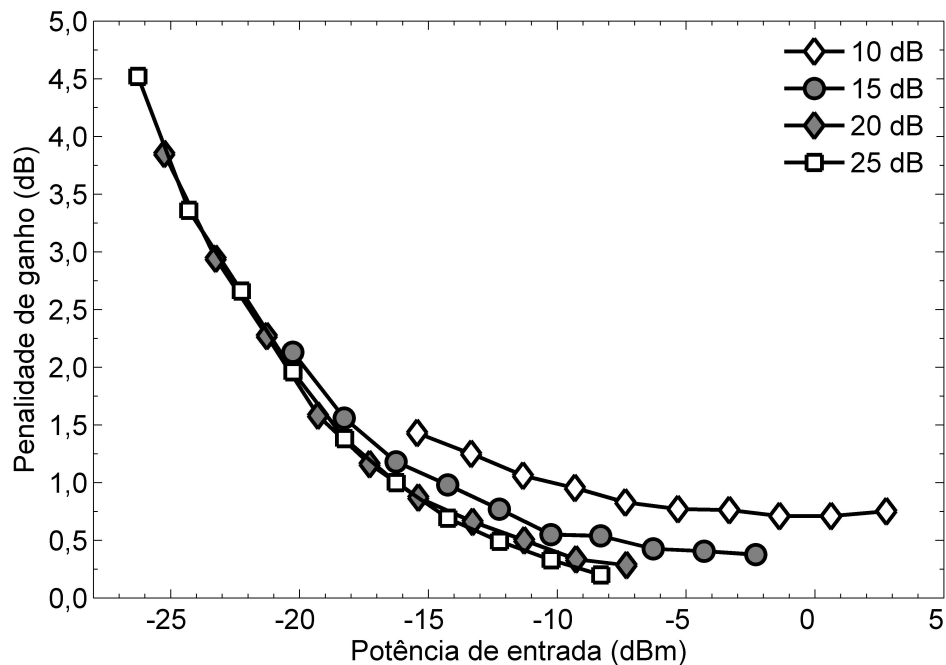


Fig. 5.11: Penalidade de ganho em função da potência de entrada para diversos ganhos.

O fluxograma que descreve toda metodologia realizada para geração da tabela de coeficientes para ser utilizada no algoritmo de controle automático de ganho e extensão da faixa dinâmica é ilustrada na Fig. 5.12. O primeiro passo é definir as potências de saída máxima e mínima, assim como o

incremento da potência de entrada. Estas duas variáveis, potência de saída máxima e mínima, são necessárias para se obter a faixa de operação do amplificador, estando diretamente relacionadas ao projeto óptico. O incremento de potência de entrada é responsável pelo tempo total utilizado para realizar as medições que descrevem a relação entre penalidade de ganho e potência de entrada para o ganho específico, assim como a precisão da curva destas grandezas. Quando maior o incremento de potência de entrada, menor o tempo necessário para realização de todas as medidas, entretanto menor a precisão dos coeficientes do polinômio e maior o erro nos pontos interpolados.

Em seguida são especificados os valores de ganho máximo e mínimo de operação do amplificador, assim como o incremento. A definição do incremento de ganho é responsável diretamente pelo tempo total necessário para realizar todas as medições necessárias. Quanto maior o incremento de ganho, menor o tempo necessário para realizar todas as medidas e menor a precisão das curvas de relação entre penalidade de ganho e potência de entrada obtidas de forma numérica por meio de splines polinomiais.

Com os parâmetros de potência de entrada e ganho definidos, são iniciadas as medidas laboratoriais. A descrição experimental é realizada na Seção 4.5. Para cada ganho são seguidos os passos:

1. Configurar o ganho do amplificador para o valor  $X$ ;
2. Configurar a potência de entrada para  $P_{out}^{min} - X$ , em que  $P_{out}^{min}$  é a potência mínima de saída do amplificador;
3. Variar a potência de entrada em passos definidos até o valor  $P_{out}^{max} - X$ , em que  $P_{out}^{max}$  é a potência máxima de saída do amplificador, e realizar medidas do espectro óptico e potência óptica total na saída do amplificador;
4. Realizar o tratamento dos dados e verificar se os dados são consistentes. Caso ocorra algum erro durante as medições, os dados serão inconsistentes, devendo retornar para ao passo 1; caso contrário aplicar o fluxograma apresentado na Fig. 5.6 para obter os coeficientes do polinômio que descreve a relação entre a penalidade de ganho em função da potência de entrada e incrementalmente o ganho atual  $X$  de acordo com o valor especificado no início das medições e retornar ao passo 1.
5. Caso  $X$  seja o valor de ganho máximo especificado no início do experimento, construir a tabela de coeficientes obtidas experimentalmente e aplicar os passos descritos pelo fluxograma apresentado na Fig. 5.9, caso contrário, incrementar o ganho  $X$  e retornar para ao passo 2.

Ao final do fluxograma da Fig. 5.12, a tabela de coeficientes que descreve a relação para toda a faixa de operação do amplificador é obtida.

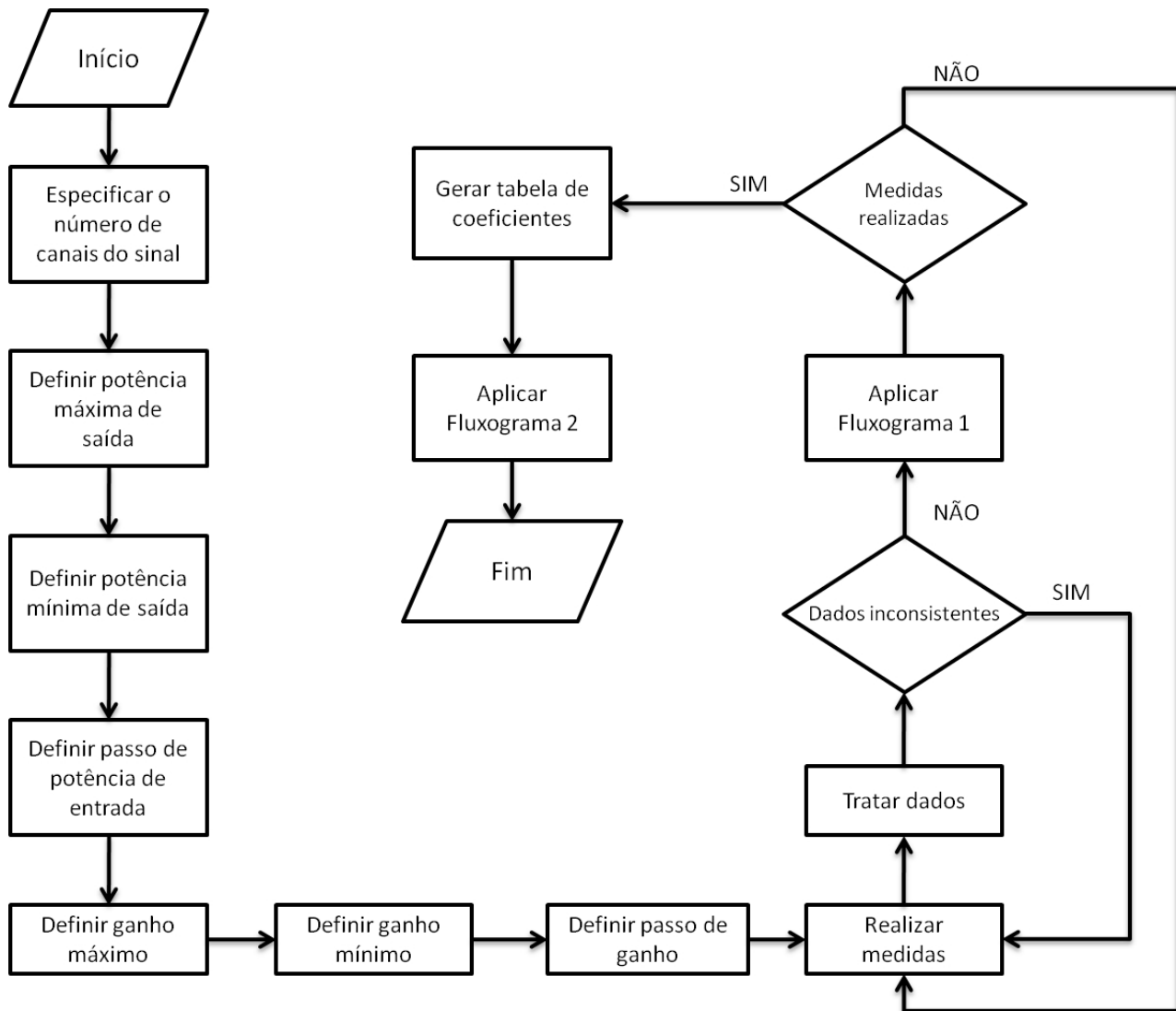


Fig. 5.12: Fluxograma que detalha os passos realizados para obtenção dos resultados.

### 5.3 Análise do Método

Nesta seção são descritos os resultados obtidos com a aplicação do método de extensão da faixa dinâmica, proposto neste trabalho, no EDFA com CEG sob teste, cuja topologia é apresentada na Fig. 4.26. Para afirmar as características de extensão da faixa dinâmica de ganho do método proposto é realizada análise monocanal e multicanal, em que, para esta última, canais de mesma potência óptica compõem o sinal óptico de entrada. Durante a análise multicanal, o número de canais que compõem o sinal de entrada será alterado de forma a manter a banda C preenchida. O comportamento temporal do amplificador provido do método proposto é avaliado, observando-se sua dinâmica durante a adição e remoção de canais.

O método é estendido a um segundo EDFA com CEG, cuja topologia é ilustrado pela Fig. 4.19. O ganho interno deste é mantido constante em um determinado valor nominal, enquanto o ganho aplicado ao sinal na saída do amplificador é alterado utilizando um atenuador óptico variável controlado pela malha de controle interna do amplificador. Por fim, a técnica simplificada para obtenção dos coeficientes, que definem o polinômio que relaciona a penalidade de ganho em função da potência de entrada é utilizada, apresentando-se os resultados de sua aplicação prática.

### 5.3.1 Monocanal

A análise monocanal descrita nesta seção consiste em utilizar um sinal óptico composto por apenas um canal localizado em 1544,54 nm (C41), cuja potência é alterada de acordo com o ganho configurado e limites determinados pela potência de saída máxima e mínima. Desta forma, considerando que as potências de saída máxima e mínima são 16 e -5 dBm, respectivamente, de acordo com os valores especificados na Tab. 4.7 para o amplificador sob teste, as potências máxima e mínima de entrada devem ser de -15 e 6 dBm, respectivamente, considerando um ganho de 10 dB. Entretanto, devido à limitação de potência da bancada de lasers utilizada, apenas uma potência máxima de 3,5 dBm de entrada é possível, levando a uma faixa dinâmica ideal de 18,5 dB. Esta análise é repetida para os demais ganhos em que o amplificador em teste é submetido.

Os resultados obtidos após a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica são mostrados na Fig. 5.13. Observa-se nas curvas que a relação entre a penalidade de ganho e potência de entrada é decrescente e segue a relação descrita por (5.5), conforme esperado. À medida que a potência de entrada é incrementa, a penalidade de ganho adquire uma tendência monotonicamente decrescente, pois mais fótons estão presentes no sinal de entrada, estimulando a emissão dos portadores presentes no nível meta-estável. Para ganhos elevados, a penalidade adquire maiores amplitudes para níveis inferiores de potência de entrada devido ao maior nível de bombeio e, conseqüentemente, maior emissão espontânea de portadores presentes no estado metaestável.

A faixa dinâmica para cada gráfico da Fig. 5.13 é apresentada na Tab. 5.2. Estes dados são obtidos pela diferença entre as potências de entrada em que a valor da penalidade de ganho é menor que 0,5 dB. Como, para todos os casos, a penalidade de ganho está abaixo do valor limite quando a potência de entrada é 3,75 dBm, a faixa dinâmica é dada por  $3,75 - P_{in}^{min}$ , em que  $P_{in}^{min}$  representa a menor potência de entrada em que a penalidade de ganho não ultrapassa 0,5 dB. Como exemplo, para um ganho de 10 dB,  $P_{in}^{min} = -13,319$  dBm, e a faixa dinâmica é 17,069 dB. Este processo foi realizado para todas as curvas apresentadas na Fig. 5.13.

De acordo com a configuração do amplificador utilizado nos testes, cujas características são descritas na Tab. 4.7, este possui 21 dB de faixa de amplificação. Para alguns casos, como para o ganho de 20 dB, a faixa dinâmica, após a aplicação da correção de ganho, aproxima-se de 21 dB. Dessa

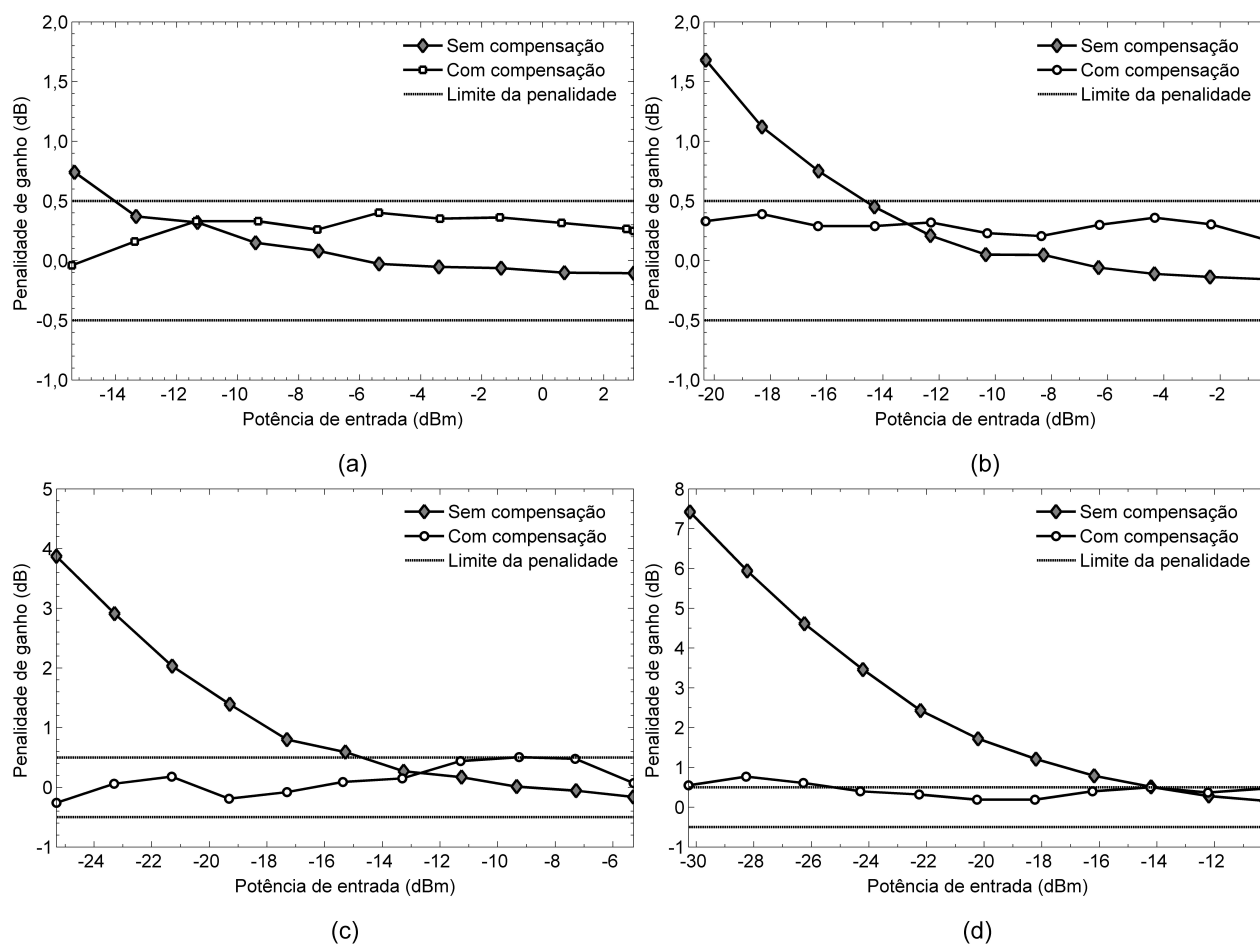


Fig. 5.13: Curvas comparativas de desempenho do amplificador sob teste com e sem o método proposto de compensação da penalidade de ganho e extensão da faixa dinâmica, para (a) 10, (b) 15, (c) 20 e (d) 25 dB de ganho.

maneira a aplicação do método proposto aproxima a faixa dinâmica do seu valor ideal.

É obtido, para todos os ganhos, a extensão da faixa dinâmica do amplificador quando utilizado o método de correção do ganho do amplificador, considerando a parcela de ASE presente no sinal de saída. Entretanto, como a potência de bombeio é menor para pequenos ganhos, e, conseqüentemente, o número de portadores presentes no nível metaestável, o nível de ASE é menor em comparação aos valores de ganho mais elevados, sendo este nível transcrito como baixos valores de penalidade de ganho. Para maiores ganhos, ou seja, número elevado de fótons emitidos espontaneamente, os valores de penalidade de ganho são maiores. Para estes valores de ganhos há melhoria mais pronunciada da faixa dinâmica do amplificador, justificando a aplicação do método proposto. Esta análise é confirmada pela última coluna da Tab. 5.2, que quantifica quanto a faixa dinâmica do amplificador foi estendida devido à aplicação do método proposto.

Tab. 5.2: Faixa dinâmica do amplificador com e sem a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica, considerando um sinal óptico monocanal.

Ganho (dB)	Faixa dinâmica (dB)		Extensão Faixa Dinâmica (dB)
	Sem correção	Com correção	
10	17,069	18,419	1,35
15	14,254	19,935	5,68
20	9,489	20,030	10,54
25	3,970	14,990	11,02

### 5.3.2 Multicanal

A análise multicanal descrita nesta seção consiste em utilizar um sinal óptico composto por 32 canais equalizados e localizados na banda C de acordo com a grade ITU, correspondendo aos comprimentos de onda entre C23 e C54. A potência do sinal óptico de entrada é alterada de acordo com o ganho configurado e limites determinados pelas potências de saída máxima e mínima. Os resultados, obtidos após a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica, são apresentados na Fig. 5.14.

Os resultados estão resumidos na Tab. 5.3, em que os valores correspondentes à faixa dinâmica do amplificador para duas situações (sem e com aplicação do método proposto) são apresentados, assim como o ganho sob a faixa dinâmica obtido com a aplicação do método.

Os resultados obtidos para análise multicanal são semelhantes aos obtidos para análise monocanal. Entretanto, deve-se observar com maior rigor os gráficos ilustrados na Fig. 5.14. Em comparação aos gráficos da Fig. 5.13, o nível da penalidade é maior para sinais monocanais, para as mesmas condições de ganho e potência de entrada.

Tab. 5.3: Faixa dinâmica do amplificador com e sem a aplicação do método proposto de extensão da faixa dinâmica, considerando um sinal óptico composto por 32 canais equalizados.

Ganho (dB)	Faixa dinâmica (dB)		Extensão Faixa Dinâmica (dB)
	Sem correção	Com correção	
10	14,021	18,155	4,134
15	13,081	19,941	6,860
20	6,120	19,973	13,859
25	4,290	16,020	11,730

Devido ao espalhamento não-homogêneo e interações entre íons, devido a formações de aglomerados de  $\text{Er}^{3+}$  na matriz hospedeira [56], o número de canais influencia o nível de potência de ASE no espectro, como pode ser observado na Fig. 5.15. Com o aumento do número de canais ao longo do espectro óptico, há uma diminuição da emissão espontânea de fótons nos comprimentos de onda



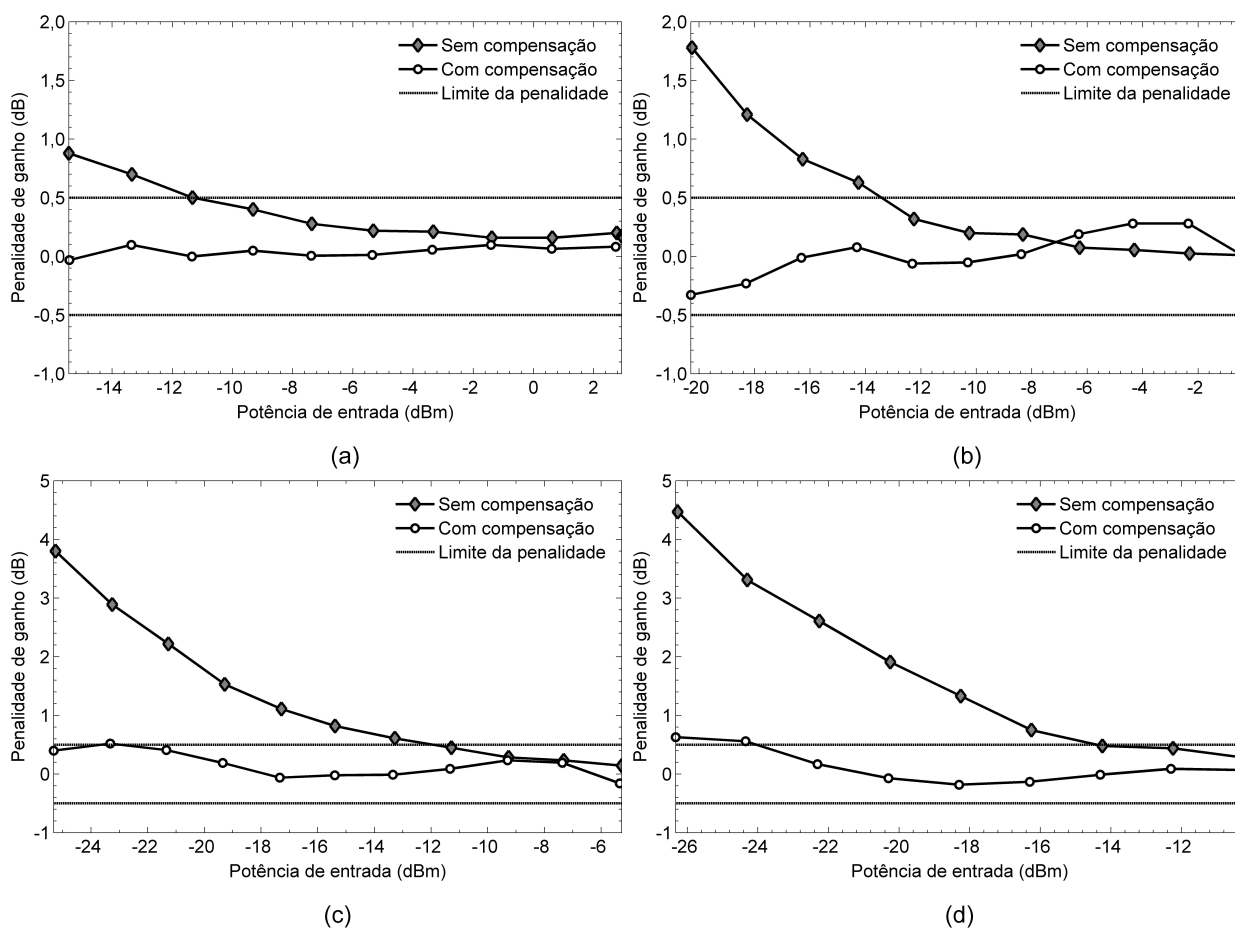


Fig. 5.14: Curvas comparativas de desempenho do amplificador sob teste com e sem método proposto de extensão da faixa dinâmica, de um sinal de entrada composto por 32 canais, para (a) 10, (b) 15, (c) 20 e (d) 25 dB de ganho.

ocupados, pois o aumento da emissão estimulada é gerada pelos canais ao longo da banda.

Considerando a possibilidade de alteração do número de canais que compõem o sinal óptico de entrada, é possível que os coeficientes obtidos utilizando apenas um canal no sinal óptico de entrada não sejam aplicáveis na extensão da faixa dinâmica do amplificador quando o sinal óptico de entrada é composto por vários canais ópticos. Dessa maneira, surge a questão da extensão de aplicação do método proposto. Seria possível obter um conjunto de coeficientes que definam a extensão da faixa dinâmica para qualquer situação de variação do sinal de entrada (potência e número de canais)? A resposta para esta questão é apresentada na seção seguinte.

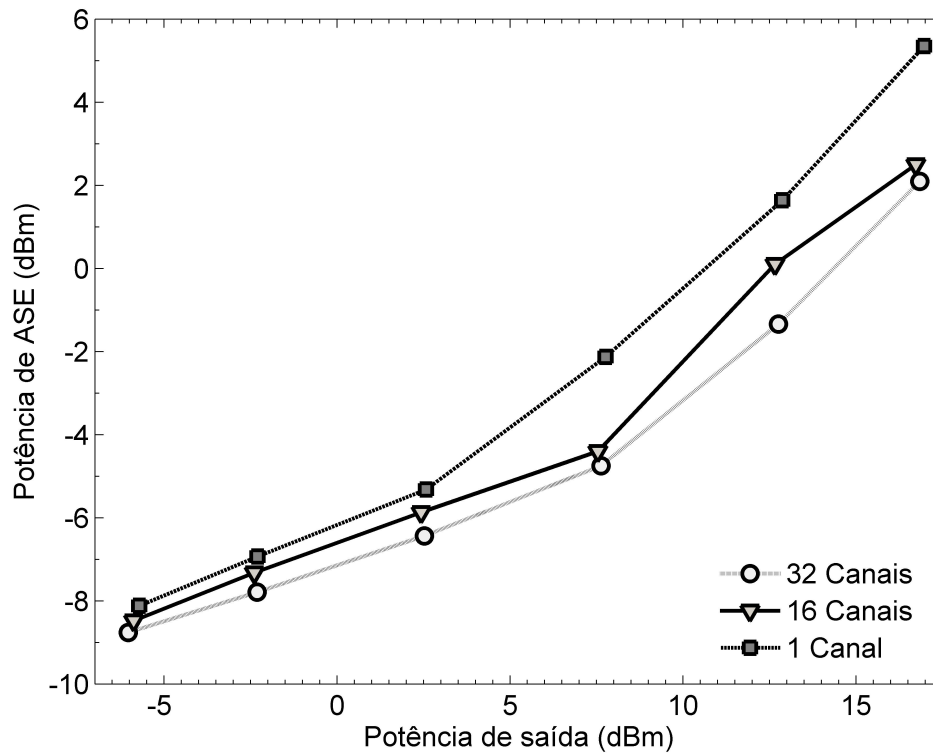


Fig. 5.15: Nível de potência de ASE de acordo com o número de canais contidos no sinal óptico de entrada [72].

### 5.3.3 Impacto do Número de Canais

O espectro de emissão de ASE é caracterizado por fatores como a composição da matriz hospedeira, temperatura, inversão de população, alocação e potências dos canais ópticos ao longo do espectro. Na análise em questão, os fatores estáticos, ou seja, que condizem ao processo de fabricação da fibra e ao ambiente são desconsiderados, admitindo-se apenas os fatores relacionados aos canais ópticos incidentes.

É verificado como a composição de canais do sinal óptico incidente pode afetar o mapeamento da penalidade de ganho ocasionado pelo acúmulo de ASE na saída do EDFA. Com o ganho do amplificador ajustado para 20 dB, é realizado o mapeamento da penalidade de ganho em função da potência óptica de entrada, em que, primeiramente, apenas um canal (1554,54 nm) compõe o sinal óptico incidente, conforme o exposto na Seção 5.3.1. Em seguida, obtidos os coeficientes de acordo com o fluxograma da Fig. 5.12, adiciona-se a tabela gerada pelo processo de mapeamento da penalidade de ganho com 1 canal ao algoritmo de controle de ganho do EDFA, verificando-se o resultado obtido para uma entrada composta por 1, 16 e 32 canais ópticos. De forma análoga ao procedimento anterior, o mapeamento foi realizado para um sinal óptico incidente contendo 16 e 32 canais. Os resultados estão ilustrados na Fig. 5.16.

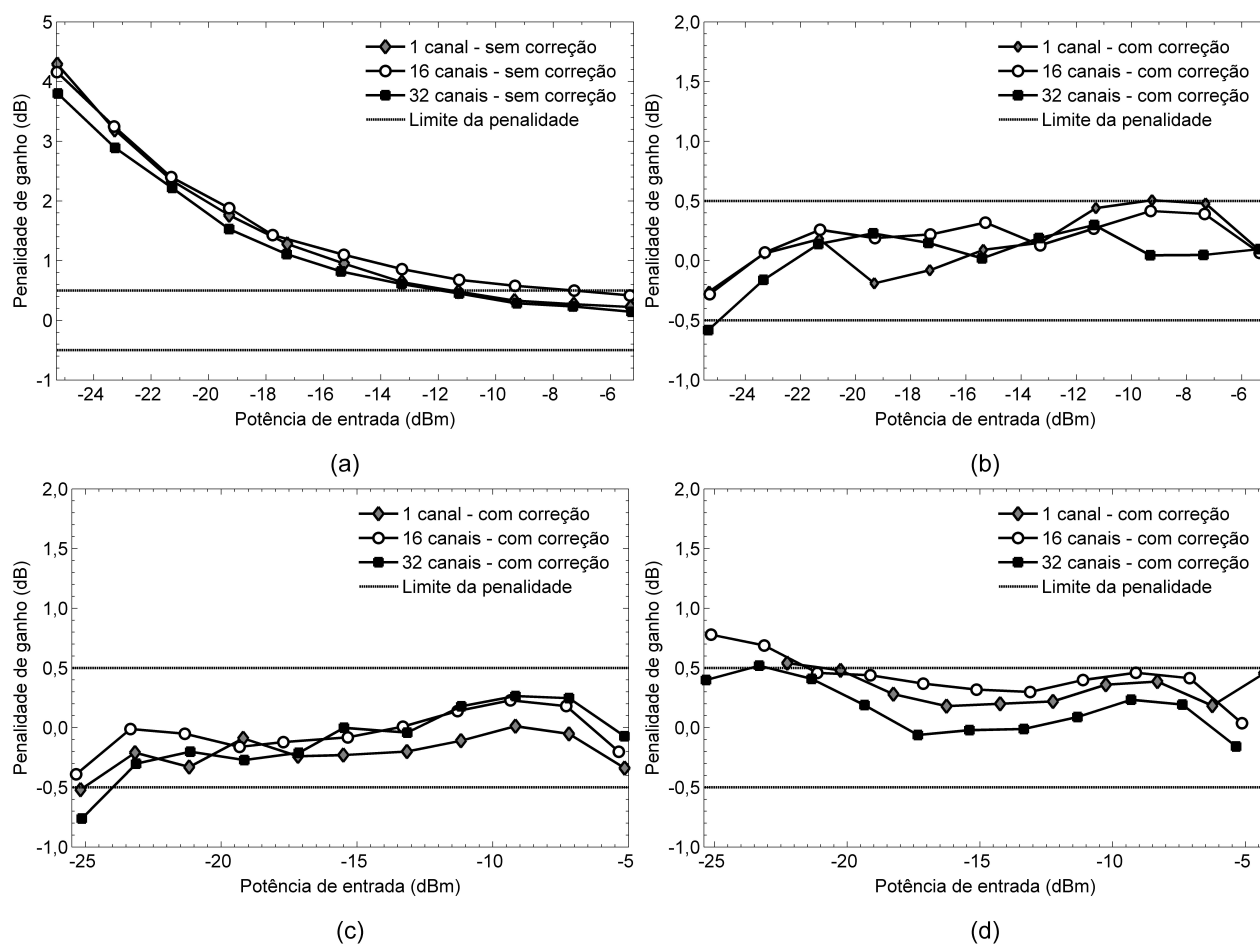


Fig. 5.16: Penalidade de ganho relativo ao ganho de 20 dB para diferentes cargas de canais: (a) sem correção de ASE; (b) com tabela de correção para 1 canal; (c) com tabela de correção para 16 canais; (d) com tabela de correção para 32 canais.

Para estes tipos de entradas, a penalidade de ganho é obtida para apenas o canal sobrevivente (1554,54 nm). O gráfico que descreve a penalidade de ganho do canal sobrevivente em função da potência de entrada, considerando o EDFA sem compensação de ganho, é apresentado na Fig. 5.16 (a). Observa-se que as curvas que representam o mapeamento por 1 e 32 canais possuem faixas dinâmicas semelhantes, pois cruzam a linha do limite de penalidade em pontos próximos. O resultado é apresentado na Tab. 5.4.

Da mesma forma, os resultados são apresentados na Fig. 5.16 (b) para a tabela de correção montada com 1 canal, na Fig. 5.16 (c), para tabela proveniente de 16 canais, e na Fig. 5.16 (d) para 32 canais de entrada. Considerando os resultados apresentados, verifica-se que a extensão da faixa dinâmica do amplificador independe do número de canais utilizados para gerar a tabela de coeficientes. A princípio, conforme discutido anteriormente, carregamentos distintos induzem a comportamentos espectrais distintos, já que influenciam o nível de ASE.

Observa-se que a diferença entre a faixa dinâmica das formas de mapeamento não é maior que 4,299 dB, conforme apresenta a Tab. 5.4 para o carregamento de 32 canais. Os resultados apresentados, relativos à faixa dinâmica sem correção de ganho, já são apresentados na Tab. 5.2, referente à análise monocanal, e na Tab. 5.3, referente à análise multicanal. Os valores são distintos devido aos erros durante a realização das medidas. Por exemplo, para o caso de 32 canais e sem correção de ganho, o valor da faixa dinâmica apresentado na Tab. 5.3 é 6,12 dB, enquanto na Tab. 5.4 o valor obtido é 6,724 dB.

Tab. 5.4: Comparação entre as faixas dinâmicas obtidas para os casos sem correção (SC), com correção mapeada por 1 canal (CC1), 16 canais (CC16) e 32 canais (CC32).

Número de canais	Faixa dinâmica SC (dB)	Faixa dinâmica CC1 (dB)	Faixa dinâmica CC16 (dB)	Faixa dinâmica CC32 (dB)
1	6,620	20,030	20,031	15,674
16	2,575	19,966	19,980	16,328
32	6,724	19,606	18,759	19,973

Com base nos resultados obtidos, o mapeamento da penalidade de ganho com 1 canal pode ser utilizado como padrão para levantamento da penalidade de ganho induzida pela ASE, tornando o experimento mais simples e com um resultado confiável, independente do carregamento do EDFA. O aparato experimental utilizado no caso de apenas um canal no sinal óptico de entrada é simplificado, pois é possível substituir o AEO por um demux ou filtro óptico em série com um medidor de potência óptico, diminuindo a complexidade do experimento e o custo total da solução.

### 5.3.4 Análise Temporal

Para verificar o comportamento dinâmico do amplificador em redes de nova geração (reconfiguráveis), comportamento este atribuído às possíveis variações da potência ou composição do sinal óptico de entrada, é realizada uma análise temporal do amplificador sob teste. Esta análise é distribuída em duas fases: na primeira, não ocorre variação da potência de entrada, mantendo-se as características durante todo o período de medição para duas formas de sinal de entrada (1 canal e 32 canais), na segunda fase, o sinal de entrada sofre alteração devido a adição e remoção de canais que o compõe. Para ambos os casos um ganho de 20 dB é configurado no amplificador.

A Fig. 5.17 ilustra os resultados obtidos para a potência óptica do canal sobrevivente quando o sinal óptico de entrada permanece constante durante o período de medição. Para cada gráfico são realizadas duas medições, em que o sinal de entrada óptico possui apenas um canal com -22,36 dBm de potência (primeiro caso) ou 32 canais ópticos distribuídos na banda C, de acordo com a grade ITU, correspondendo aos comprimentos de onda entre C23 e C54, com potência total de -7,02 dBm.

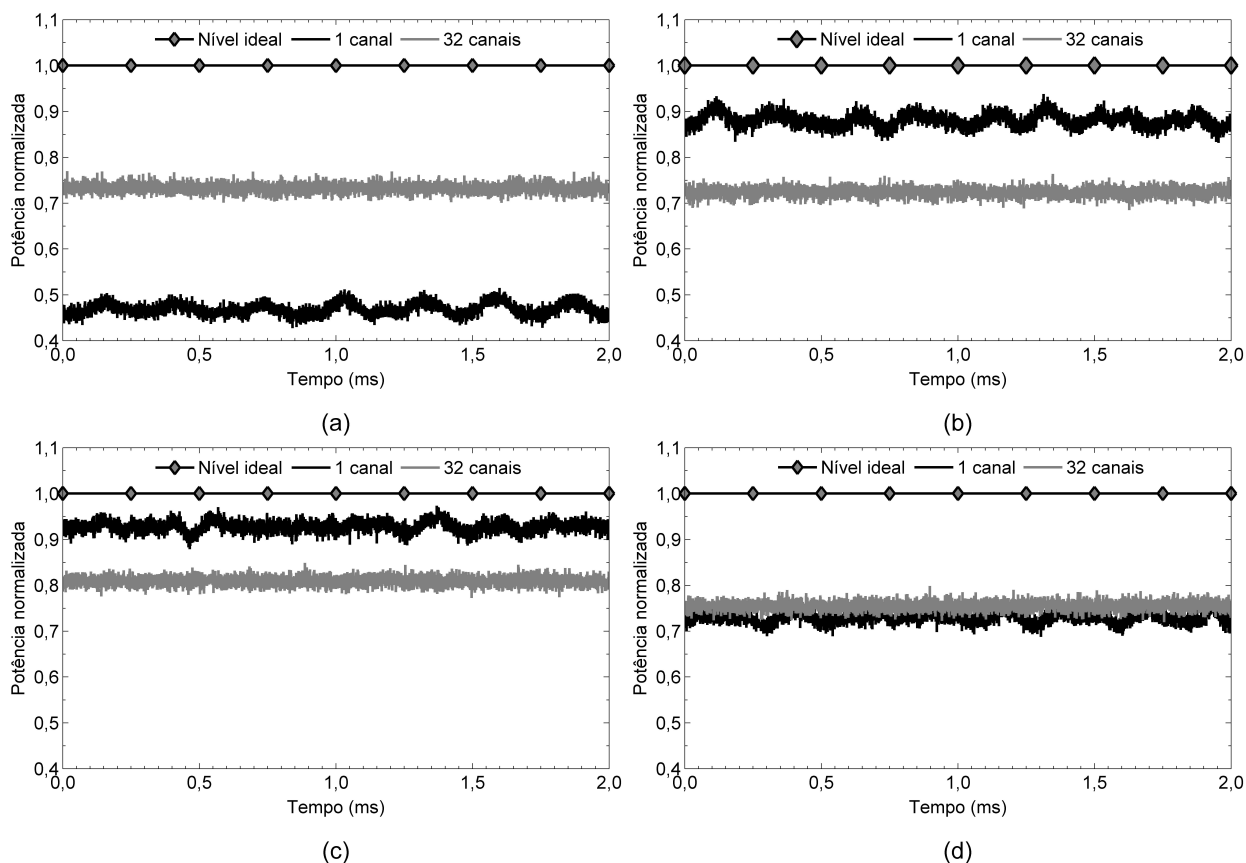


Fig. 5.17: Comparação entre os níveis do sinal óptico de saída do amplificador sob teste em operação estática (a) sem correção e (b) com correção utilizada para 1, (c) 16 e (d) 32 canais.

O gráfico ilustrado pela Fig. 5.17 (a) representa o caso em que o método de extensão não é aplicado ao amplificador sob teste. Neste gráfico são observados três curvas que representam a potência óptica observada no canal sobrevivente (1544,54 nm). A primeira curva representa o nível de potência ideal que deveria ser obtido na saída do amplificador caso não houvesse a geração de ASE. Este nível é obtido utilizando o laser sintonizável como sinal de entrada do equipamento COE, ajustando-se um nível de potência igual à potência de entrada do amplificador vezes o ganho desejado. Por exemplo, caso a potência de entrada seja -22,06 dBm e o ganho desejado 20 dB, um sinal de -2,06 dBm é utilizado na entrada do COE, obtendo-se o nível ideal. A segunda curva do gráfico representa a saída do amplificador quando um sinal óptico de entrada composto por apenas um canal (1544,54 nm) é utilizado como sinal de entrada. A terceira curva, por fim, representa o canal sobrevivente (1544,54 nm) após um sinal óptico composto por 32 canais, distribuídos na banda C, ser amplificado.

O nível de saída do canal sobrevivente, quando há apenas um canal óptico na entrada do amplificador, é menor que o nível quando utilizado um sinal óptico de entrada com 32 canais, pois a penalidade para aquela situação é maior devido ao menor nível de potência óptico quando comparado

à última situação, em que há 7,02 dBm de potência de entrada.

Os gráficos ilustrados pelas figuras 5.17 (b), (c) e (d) representam o nível do canal sobrevivente na saída do amplificador quando o método proposto de extensão da faixa dinâmica é utilizado, considerando que a caracterização é realizada com 1, 16 e 32 canais, respectivamente. O nível do canal sobrevivente, considerando o sinal de entrada composto por 32 canais para todos os casos sem e com correção de ganho, apresenta uma pequena variação em torno do nível sem correção, sempre próxima de 0,7, fato decorrente da potência total de entrada, em que a penalidade de ganho está abaixo da variação máxima (0,5 dB).

Entretanto, o sinal óptico de entrada composto por apenas um canal, cuja potência de entrada é -22,36 dBm, apresenta uma aproximação do nível ideal, pois a penalidade de ganho é compensada quando aplicado o método proposto de compensação de ASE, como mostrado nas Fig. 5.17 (b), (c) e (d).

Por fim, a Fig. 5.18 apresenta os níveis de potência do canal sobrevivente (1544,54 nm) extraído do sinal óptico na saída do amplificador sob teste, considerando a situação em que o número de canais ópticos é variado para simular as condições observadas em redes ópticas de nova geração. É realizada a adição e remoção de 31 canais de um sinal óptico de entrada composto por 32 canais ópticos equalizados, o que corresponde a uma variação de 15 dB de potência óptica. Para cada gráfico, o sinal de entrada óptico possui 32 canais ópticos, resultando em uma potência total de -7,02 dBm. Quando 31 canais são removidos, a potência óptica total cai para -22,36 dBm de potência do canal C41 (1544,54 nm) sobrevivente.

Para cada gráfico ilustrado na Fig. 5.18, há três curvas: uma primeira que representa o nível ideal do sinal, a segunda que representa o nível de potência óptica do canal sobrevivente na saída do amplificador e uma terceira que corresponde ao valor médio do sinal representado pela segunda curva. O nível ideal foi obtido de forma semelhante ao apresentado para a Fig. 5.17. Pode-se observar que o EDFA com CEG utilizado possui supressão de transientes, pois a variação de potência é controlada em menos de 200  $\mu$ s [3]. O nível médio do sinal, para o caso sem correção de ganho, é distante, Fig. 5.18 (a), caso seja comparado aos demais níveis médios das Fig. 5.18 (b), (c) e (d). O importante a ser observado é que, para todos os gráficos, o nível médio do sinal aproxima-se do nível ideal com a aplicação do método. Nestes gráficos, o método de extensão de faixa dinâmica é utilizado no amplificador sob teste. A aplicação do método de compensação de ganho não afeta a supressão de transientes, pois o tempo de supressão é semelhantes para todos os gráficos da Fig. 5.18.

O método de extensão proposto expande a faixa dinâmica do amplificador em operação estática, sem variação da potência de entrada, e em operação dinâmica, estado este presente em redes ópticas de nova geração. Esta extensão ocorre para qualquer potência de entrada, dentro da faixa de operação permitida, variação esta devido à atenuação do sinal ou alteração do número de canais ópticos que

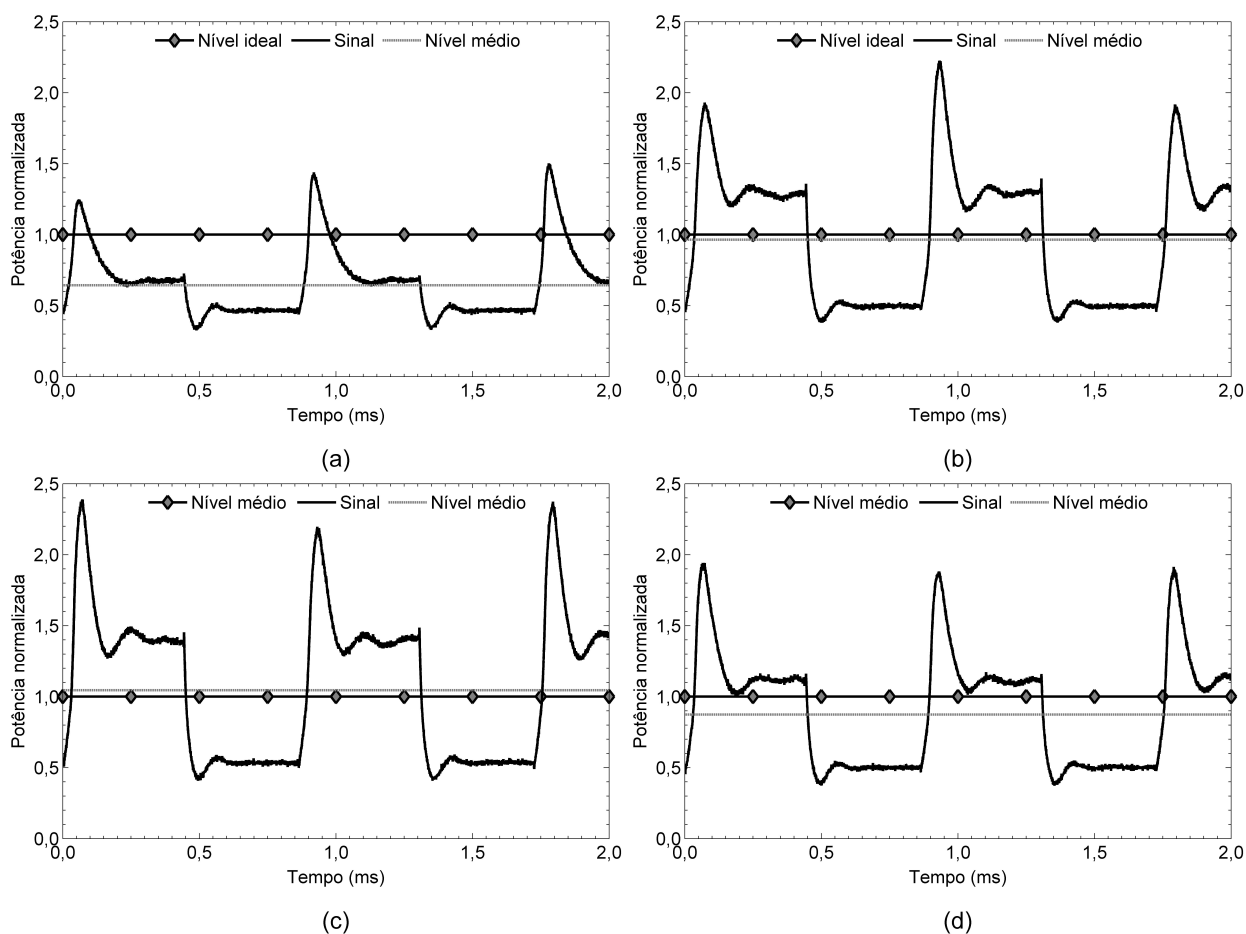


Fig. 5.18: Comparação entre os níveis do sinal óptico de saída do amplificador sob teste em operação dinâmica (a) sem correção e (b) com correção para 1, (c) 16 e (d) 32 canais.

compõem o sinal.

### 5.3.5 Topologia Modificada

Com a finalidade de ampliar os estudos relativos aos parâmetros do amplificador, potência máxima e mínima de saída, planicidade, supressão de transientes e faixa dinâmica, parâmetro este adicionado em amplificadores de redes ópticas de nova geração, é analisado, agora, um EDFA com CEG com topologia diferente daquela utilizada nas análises das seções anteriores.

O projeto óptico-eletrônico sugerido é semelhante ao ilustrado pela Fig. 4.26, entretanto apresenta um atenuador óptico variável (AOV), um fotodetector (FD3) e um acoplador (ACP3) na saída. O diagrama de blocos do projeto optoeletrônico é mostrado na Fig. 5.19. O AOV está presente entre dois acopladores ACP2 e ACP3, em que uma parcela de potência é enviada ao fotodetetores FD2 e FD3, que são responsáveis pela obtenção da atenuação sofrida pelo sinal devido o AOV, configurada

por meio de um nível de tensão controlado pelo DSP.

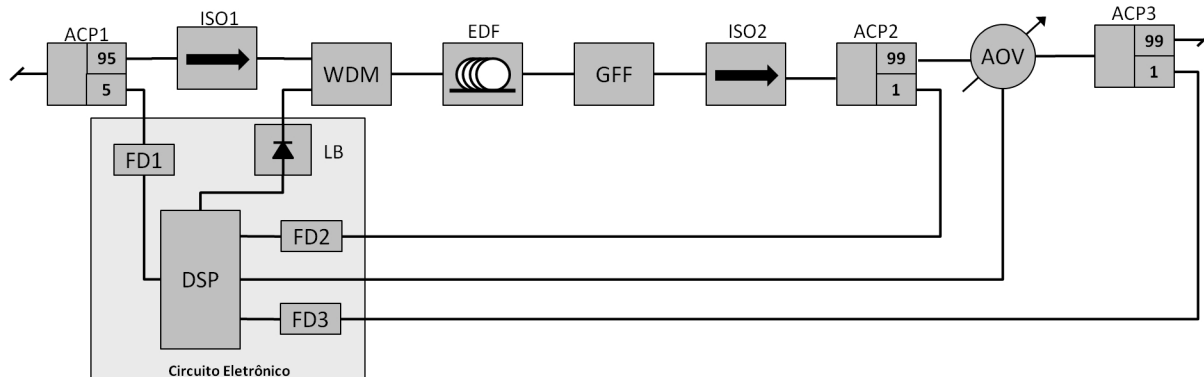


Fig. 5.19: Projeto optoeletrônico do segundo EDFA com CEG sob teste.

Neste tipo de amplificador, há duas malhas de controle, sendo a primeira responsável pelo controle do ganho interno, composta pelos fotodetectores FD1 e FD2, fibra dopada com érbio (EDF) e o laser de bombeio (LB), que é o elemento de controle. A segunda malha é composta pelos fotodetectores FD2 e FD3, em que o AOV é o elemento de controle. Dessa forma, a primeira malha realiza o controle do ganho denominado como ganho nominal, e o AOV controla a potência de saída para que ganhos menores que o ganho nominal sejam obtidos.

Considerando que o controle automático de ganho busca fixar o ganho interno do amplificador de acordo com o valor configurado para o ganho nominal, a relação entre a penalidade de ganho e potência de entrada é semelhante para todos os valores de ganho configurados para o amplificador, ou seja, o ganho calculado entre os fotodetectores FD1 e FD3. A Fig. 5.20 apresenta a relação entre a penalidade de ganho em função da potência de entrada para esta situação. Outros parâmetros, como exemplo a figura de ruído e planicidade do espectro de ganho do amplificador, são semelhantes em todos os ganhos configurados no amplificador. Este modelo de EDFA possibilita que o amplificador opere na região ótima, em que baixos níveis de figura de ruído e desigualização são observados.

Considerado apenas um dado valor de ganho de operação, a caracterização do amplificador é realizada apenas para o ganho nominal, tornando simples e rápida a obtenção dos coeficientes do polinômio que representa a penalidade de ganho em função da potência de entrada. Após realizar a caracterização do amplificador conforme ilustrada pela Fig. 5.6, a penalidade de ganho em função da potência de entrada é obtida para os ganhos de 10, 15 e 20 dB. A Fig. 5.21 ilustra o resultado após a aplicação do método de extensão da faixa dinâmica da Seção 5.2, conforme resultados apresentados na Tab. 5.5.

A consequência deste fato, ou seja, apenas um ganho de operação (ganho interno), possibilita fixar a faixa dinâmica para todos os ganhos de acordo com a faixa dinâmica de operação do ganho nominal. A topologia do EDFA utilizado nesta seção, promove um melhor alinhamento de potência



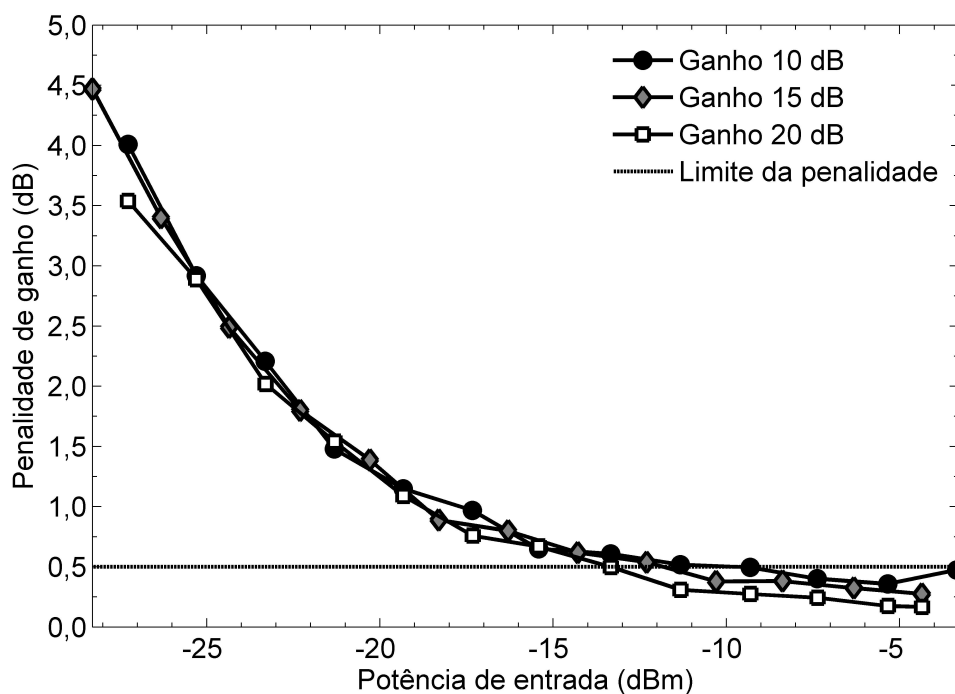


Fig. 5.20: Penalidade de ganho em função da potência óptica de entrada para a segunda topologia de EDFA analisada, considerando a aplicação do método de extensão da faixa dinâmica.

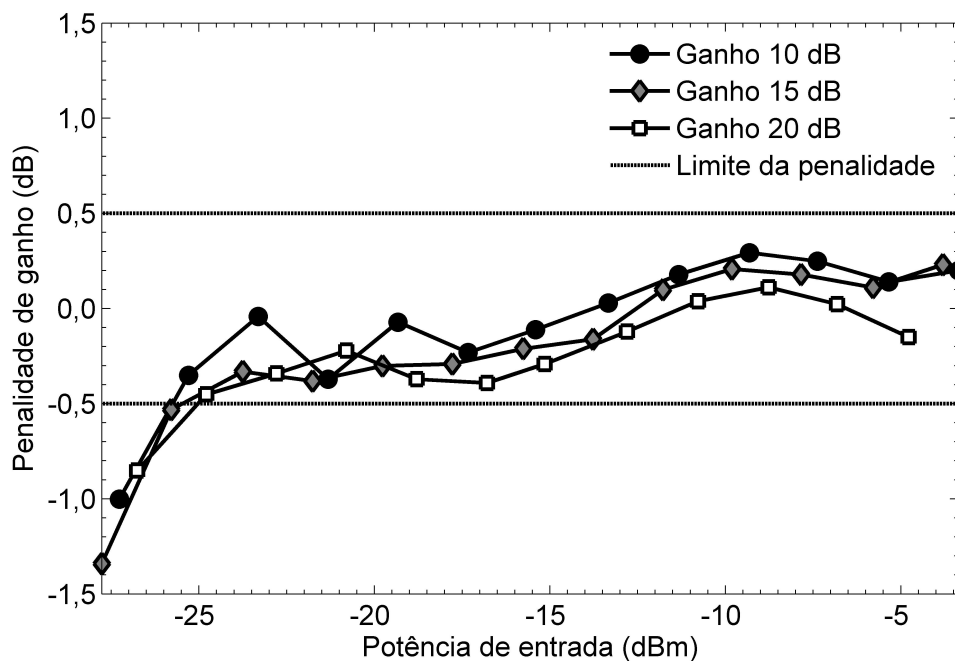


Fig. 5.21: Penalidade de ganho em função da potência óptica de entrada para a topologia alterada com método de extensão da faixa dinâmica.

Tab. 5.5: Comparação entre as faixas dinâmicas obtidas para os casos sem correção (SC) e com correção (CC) de ganho para o EDFA com CEG apresentado na Fig. 5.19.

Ganho (dB)	Faixa dinâmica SC (dB)	Faixa dinâmica CC (dB)
10	7,8	22,8
15	9,8	22,8
20	13,2	21,8

dos canais, em comparação ao que se obtém com a topologia anterior utilizada, minimizando a variação de potência dos canais em toda a banda de operação. Entretanto, o ganho de operação é limitado ao um valor menor que o ganho nominal. Neste mesmo modo, a aplicação do método de extensão de faixa dinâmica proposto é mais simples para esta topologia, visto que o controle de ganho nominal ativo, composto apenas da malha de controle de bombeio da fibra dopada com érbio, opera sempre com um único valor, com os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  de (5.5) obtidos apenas uma vez, sem a necessidade de realizar a caracterização do amplificador para todos os ganhos alvos em que o amplificador pode operar. Vale a pena ressaltar que o ganho nominal representa o ganho de operação da malha de controle que contém o laser de bombeio, enquanto o ganho alvo representa o ganho obtido entre a razão da potência do sinal de saída e do sinal óptico de entrada, influenciado pelo atenuador óptico variável.

### 5.3.6 Forma iterativa de obtenção da penalidade de ganho

Nesta seção é descrito, em forma de resultados, a utilização de (5.6) para obter a penalidade de ganho de forma iterativa, necessitando-se dois pontos obtidos experimentalmente. Para realização deste experimento, é considerado o arranjo experimental e o EDFA com CEG utilizados anteriormente, ilustrado pela Fig. 4.25 e Fig. 4.26, respectivamente. A metodologia consiste em, primeiro, obter os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$ , de (4.48). Estes coeficientes são obtidos pela interpolação dos dados que descrevem a relação entre as potências de ASE total e saída do amplificador. Como (4.48) descreve uma relação linear, apenas dois pontos são necessário. Em seguida, utilizando (5.6) e especificando o passo de iteração como o incremento da potência de entrada, representada por  $P_{in}$ , determina-se os demais valores para a penalidade de ganho. Deve-se considerar que o valor de  $G_{error}^0$  foi obtido anteriormente, de forma indireta, para determinar os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$ . Os resultados foram obtidos para ganhos de 10 e 15 dB, cujos gráficos são ilustrados na Fig. 5.22.

Conforme descrito anteriormente, as constantes  $k_1$  e  $k_2$  são obtidas por meio do ajuste linear dos dados experimentais ilustrados na Fig. 5.22(a) e Fig. 5.22(c), para 10 e 15 dB, respectivamente. Extraídas as constantes, são utilizadas (5.5) e (5.6) a nível de comparação dos resultados, obtendo-se os gráficos apresentados na Fig. 5.22(b) e Fig. 5.22(d). É possível observar que, para as duas expressões

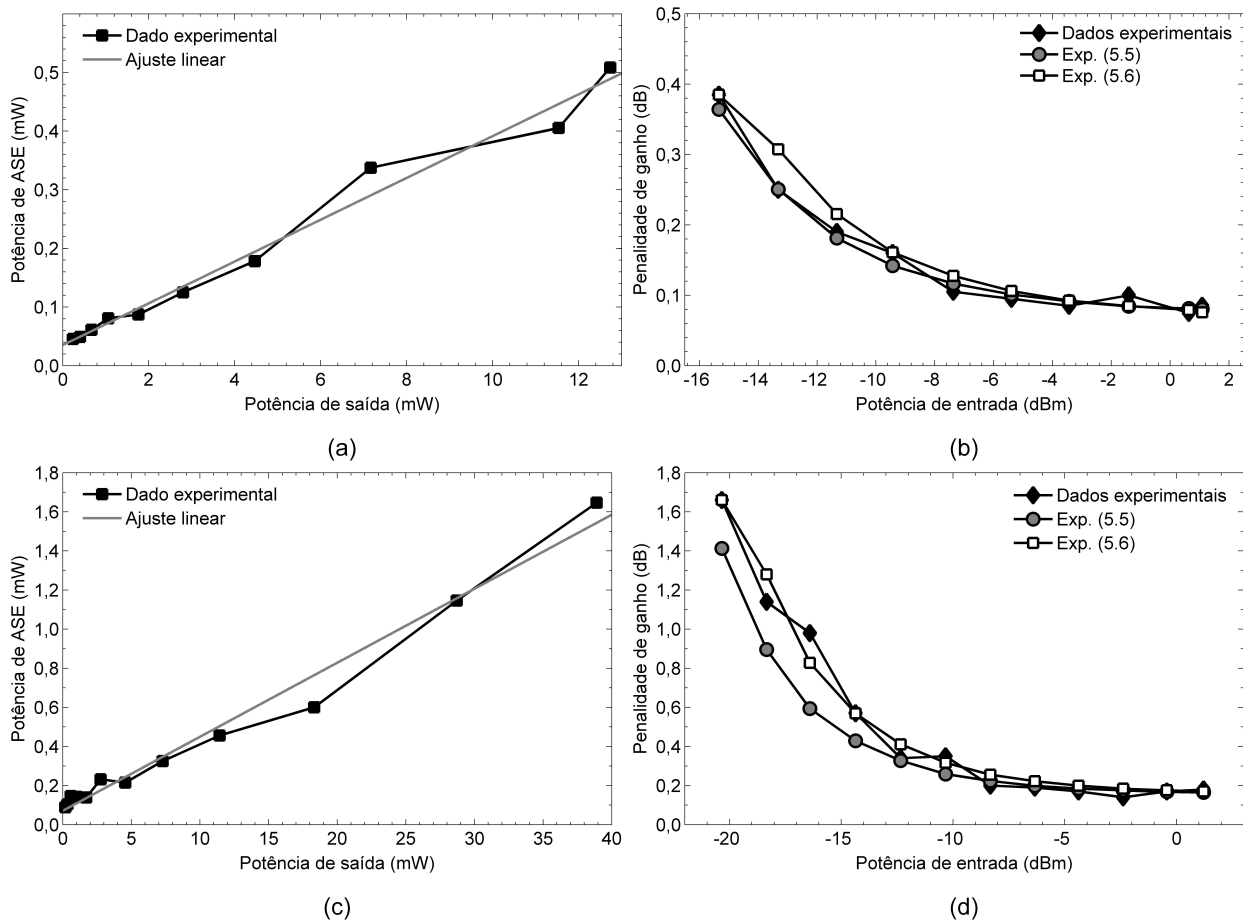


Fig. 5.22: Resultados para análise da potência de ASE em função da potência do sinal amplificado para (a) 10 dB e (c) 15 dB de ganho. Obtenção iterativa da penalidade de ganho para (b) 10 dB e (d) 15 dB de ganho, utilizando (5.5) e (5.6).

consideradas, há uma boa concordância com os dados experimentais. É importante observar que o passo de potência de entrada é 2 dBm. Conforme descrito anteriormente, como a relação entre a potência de ASE e potência do sinal de saída é linear, necessita-se apenas dois pontos medidos. Em seguida, com as constantes  $k_1$  e  $k_2$ , a penalidade de ganho para toda a faixa de potência de entrada é obtida. Desta forma, o número de medidas é reduzido de 260 para 40, considerando uma faixa de variação de ganho de 20 dB com passo de 1 dB. Deve-se observar que este modelo é limitado a (4.48), sendo que [5] realiza simplificações, devendo-se observar suas limitações.

## 5.4 Conclusões da Análise Experimental

Observou-se que a utilização de um ou mais EDFAs com CEG em uma rede de nova geração é considerado um problema caso o controle de ganho não seja exercido. A potência do sinal total é

mantida constante, muito embora o valor da potência de ASE cresça linearmente ao longo do enlace de propagação. Além deste problema, a faixa dinâmica do amplificador pode ser menor que a variação de potência óptica do sinal utilizando na entrada do amplificador, impossibilitando a utilização destes em redes ópticas reconfiguráveis, cuja variação de potência supera 15 dB.

A utilização do método de extensão da faixa dinâmica permite que o EDFA com CEG opere próximo da faixa ideal, de acordo com o projeto óptico, possibilitando sua utilização em redes ópticas de nova geração. Entretanto, a posição e o número de canais que compõem o sinal óptico de entrada alteram o nível de ASE no sinal óptico de saída. Esta relação é verificada ao realizar a análise do impacto de número de canais e análise temporal, observando que o nível de potência de ASE é diferente para cada situação. Dos dados obtidos, observou-se que, na média, a utilização de 16 canais para realizar o mapeamento do erro é necessário, obtendo-se extensão da faixa dinâmica para todos os casos.

A forma de realizar o mapeamento é dependente da topologia utilizada. Das duas topologias analisadas, a mais indicada é a topologia ilustrada pela Fig. 5.19, pois é necessário apenas obter os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  para o ganho nominal. Deve-se observar, que esta topologia deve ser utilizada somente quando não são necessários ganhos elevados. Para ganhos mais elevados, a topologia ilustrada na Fig. 4.26 deve ser utilizada. Com a finalidade de aplicar as curvas de correção em tempo real, são empregados polinômios, cujos coeficientes são obtidos pela regressão dos pontos experimentais. Devido à aritmética de ponto-fixado, limitação esta encontrada no processador de sinais, considerações sobre a precisão dos termos são necessárias, o que acarreta variação do erro para valor de potência de entrada e ganho alvo desejados.

# Capítulo 6

## Considerações Finais

Neste trabalho é apresentada, pela primeira vez, uma técnica que estende a faixa dinâmica de operação do amplificador a fibra dopada com Érbio com controle automático de ganho com supressão de transientes, tornando possível a utilização deste dispositivo em redes ópticas reconfiguráveis, em que variações de potência de entrada podem ser superiores a 15 dB. Utilizando um controlador digital de sinais responsável por interagir com os atuadores de controle presentes no amplificador (laser de bombeio e atenuador óptico variável) de topologia co-propagante com GFF, a técnica desenvolvida estima a penalidade de ganho para determinada situação, que é configurada a partir da potência de entrada e do ganho alvo ajustado para o amplificador, o que representa estimar a potência de ASE, de forma indireta, contida no sinal óptico de saída amplificado.

Uma introdução aos sistemas ópticos reconfiguráveis é realizada no Capítulo 2, sendo descrita a evolução das redes ópticas, seus componentes e dispositivos, assim como os efeitos que deterioram o sinal ao longo da propagação do sinal pelo enlace. No Capítulo 3 a teoria dos amplificadores a fibra dopada com Érbio, constituída pelos mecanismos de amplificação, topologia básica, configurações, aplicações e modelagem matemática são discutidas.

No Capítulo 4 é realizado um estudo sobre as fontes de ruído presentes no processo de amplificação e detecção do sinal, possibilitando quantificar o efeito da adição da ASE no sinal óptico amplificado. Em seguida, com a finalidade de realizar a correção em tempo real do ganho do amplificador, é observada a necessidade de adicionar um fator de ajuste ao ganho alvo especificado pelo operador, definindo-se um novo ganho alvo. Este fator adicionado ao ganho alvo é calculado de acordo com um polinômio que representa a relação entre penalidade de ganho em função da potência de entrada, cujos coeficientes são extraídos a partir de dados experimentais, durante a fase de caracterização do amplificador sob teste, conforme é apresentado no Capítulo 5. A obtenção dos coeficientes do polinômio apresenta alguns problemas, devido à aritmética de ponto-fixa que caracteriza o processador digital de sinais utilizado no projeto optoeletrônico do amplificador. A precisão dos coeficientes utilizados

durante o cálculo da penalidade de ganho em tempo real influi nos resultados da extensão da faixa dinâmica, conforme analisado, sendo necessários truncamentos ou arredondamentos dos coeficientes com a finalidade de aproximar o comportamento do polinômio de acordo com as curvas obtidas ao aplicar métodos de interpolação dos dados experimentais.

Após a obtenção dos coeficientes dos polinômios durante a fase de caracterização, uma primeira análise monocanal apresenta valores de ganhos razoáveis, chegando-se à extensão de faixa dinâmica superior a 11 dB, em que a faixa dinâmica obtida aproxima-se da faixa dinâmica ideal de operação do amplificador sob teste. Considerando que a configuração do sinal óptico de entrada (número, posição e potência dos canais) influencia o nível de ASE na saída do amplificador, é realizada a análise desta variável (configuração do sinal óptico de entrada), considerando um sinal multicanal. A configuração do sinal óptico influencia, também, os resultados obtidos durante a fase de caracterização do amplificador sob teste, verificando-se que diferentes sinais geram diferentes coeficientes. Como resultado, a curva característica de penalidade de ganho em função da potência de entrada, traduz, indiretamente, a relação entre a potência de ASE na saída do amplificador em função da potência de entrada.

Desta maneira passou-se a uma análise da utilização de sinais ópticos com diferentes cargas de canais, ou seja, compostos por 1, 16 e 32 canais para a obtenção dos coeficientes dos polinômios que representam a relação da penalidade de ganho em função da potência de entrada. Os sinais nas três diferentes configurações (1, 16 e 32 canais) foram aplicados ao amplificador sob teste com o método de extensão proposto, verificando-se que, na média, as três formas de caracterização possuem comportamento semelhante. No entanto, o resultado para a situação de 1 canal apresentou os melhores resultados, por promover a extensão de até 11 dB da faixa dinâmica, aproximando a faixa dinâmica de operação do valor ideal previsto, além de simplificar o processo de caracterização do amplificador.

É obtido um modelo que descreve o comportamento da penalidade de ganho do amplificador sob teste em função da potência de entrada e ganho alvo configurado. Este modelo considera duas constantes,  $k_1$  e  $k_2$ , obtidas durante o processo de caracterização do amplificador, descrevendo a tendência do nível da penalidade ao longo dos eixos que representa a potência de entrada e ganho alvo. É observada a tendência, para ganho fixo, do decaimento da penalidade de ganho à medida que a potência de entrada é aumentada, de acordo com os dados experimentais obtidos, assim como a pequena variação da penalidade de ganho com a variação do ganho alvo quando a potência de entrada é mantida constante.

Além disto, a topologia que utiliza bombeio co-propagante com GFF e VOA, cuja malha de controle interna atua sempre no controle do ganho nominal, apresenta-se como ótima solução para sistemas em que não são necessários ganhos elevados, visto haver a vantagem de manter um baixo nível de desigualização com apenas um estágio de calibração focado apenas no ganho nominal especificado.

A utilização do método de extensão da faixa dinâmica do amplificador com controle automático de ganho e supressão de transientes possibilita sua utilização em redes ópticas de nova geração, permitindo a manutenção do ganho ao longo do enlace de transmissão dentro de parâmetros aceitáveis, muito embora o nível de ruído cresça. Variações de potência de entrada em amplificadores ópticos acima de 15 dB são comuns em redes reconfiguráveis, sendo necessária a manutenção correta do ganho do sinal para o correto funcionamento do sistema.

## 6.1 Trabalhos Futuros

A seguir são sugeridos alguns temas para trabalhos nesta linha de pesquisa:

1. Utilização do EDFA com extensão da faixa dinâmica em um enlace óptico, com a finalidade de observar o efeito no sistema e verificar o impacto na utilização da solução com canais modulados.
2. Utilização de um GFF dinâmico em conjunto com um EDFA de topologia co-propagante com extensão da faixa dinâmica, analisando o ganho com este tipo de solução.
3. Estudo da aplicação do método de extensão da faixa dinâmica em um amplificador híbrido (EDFA + Raman), considerando a parcela de amplificação devido ao Raman como um filtro ativo utilizado para equalizar o sinal óptico de saída, assim como observar a penalidade de ganho para este tipo de configuração.
4. Verificar a utilização de um laser com bombeio PWM (*pulse width modulation*), para expandir a faixa de operação do amplificador, obtendo-se baixas potências de bombeio. Com este tipo de solução é possível obter uma faixa dinâmica de operação semelhante à faixa dos amplificadores com controle totalmente óptico.
5. Analisar o ruído adicionado pela utilização do método de extensão da faixa dinâmica, possibilitando estudos mais concretos a respeito da utilização de um EDFA com extensão da faixa dinâmica.





## Referências Bibliográficas

- [1] J. C. R. F. de Oliveira, “Projeto de EDFAs com controle automático de ganho totalmente óptico para aplicações em redes WDM,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Julho 2004.
- [2] ———, “Amplificadores ópticos com controle automático de ganho para aplicação em redes ópticas reconfiguráveis,” Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, SP, Julho 2007.
- [3] J. R. F. de Oliveira, “Controle eletrônico de ganho com supressão de transientes aplicado a EDFAs em redes Ópticas WDM,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Agosto 2008.
- [4] L. Qiao e P. J. Vella, “ASE correction for automatic signal-power control in an EDFA,” em *Optical Amplifiers and Their Applications/Coherent Optical Technologies and Applications*, 2006, p. JWB30.
- [5] ———, “ASE analysis and correction for EDFA automatic control,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 3, pp. 771–778, 2007.
- [6] M. A. Mahdi, S.-J. Sheih e F. R. M. Adikan, “Simplified ASE correction algorithm for variable gain-flattened Erbium-doped fiber amplifier,” *Opt. Express*, vol. 17, no. 12, pp. 10 069–10 075, 2009.
- [7] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 2nd ed. San Mateo, EUA: Morgan Kaufmann, 2002.
- [8] S. Bregni, “A historical perspective on telecommunications network synchronization,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 6, pp. 158–166, 1998.
- [9] C. H. M. S. Timóteo, D. A. de Araújo, E. M. N. Figueiredo e R. P. Gomes, “Introdução a redes Ópticas,” 2002, disponível: [http://carmelofilho.googlepages.com/Introduo\\_Redес\\_Opticas\\_artigo.pdf/](http://carmelofilho.googlepages.com/Introduo_Redес_Opticas_artigo.pdf/).

- [10] G. P. Agrawal, *Lightwave Technology : Telecommunication Systems*. New Jersey, EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [11] C. DeCusatis, “Optical data communication: Fundamentals and future directions,” *Opt. Eng.*, vol. 37, no. 12, pp. 3082–3099, 1998.
- [12] “Fibre channel - physical and signalling interface (FC-PH),” ANSI X3T9.3 Working Document, Revision 4.1, Agosto 1993.
- [13] C. A. Lima, “Redes ópticas WDM sem bloqueio,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Setembro 2000.
- [14] J. Hecht, “The evolution of optical amplifiers,” *Opt. Photon. News*, vol. 13, no. 8, pp. 36–39, 2002.
- [15] R. Ramaswami, “Optical fiber communication: from transmission to networking,” *IEEE Comun. Mag.*, vol. 40, no. 5, pp. 138–147, 2002.
- [16] G. Jacobsen, K. Bertilsson e Z. Xiaopin, “WDM transmission system performance: Influence of non-gaussian detected ASE noise and periodic DEMUX characteristic,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 16, pp. 1804–1812.
- [17] G. Jacobsen e P. Wildhagen, “A general and rigorous WDM receiver model targeting 10-40-Gb/s channel bit rates,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 19, no. 7, pp. 966–976, 2001.
- [18] D. Pastor, F. Mut, J. Capmany e J. Marti, “Interchannel power equalization and ASE noise rejection in multistage EDFA amplified WDM systems employing fibre gratings,” em *IEE Colloq. on Optical Fibre Gratings*, Londres, Inglaterra, 1997, pp. 14/1–14/6.
- [19] W. J. Tomlinson, “Wavelength multiplexing in multimode optical fibers,” *Appl. Opt.*, vol. 16, no. 8, pp. 2180–2194, 1977.
- [20] H. F. Mahlein, “Fiber-optic communication in the wavelength-division multiplex mode,” *Fiber and Integrated Optics*, vol. 4, no. 4, pp. 339–372, 1983.
- [21] P. C. Becker, N. A. Olsson e J. R. Simpson, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Fundamentals and Technology*. Nova Iorque, EUA: Academic Press, 1999.
- [22] A. Marincic e V. Acimovic-Raspopovic, “Evolution of WDM optical networks,” em *5th Int. Conf. on Telecommun. in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, vol. 2, Nis, Iugoslávia, 2001, pp. 473–480.

- [23] J. Berthold, A. A. M. Saleh, L. Blair e J. M. Simmons, “Optical networking: Past, present and future,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 9, pp. 1104–1118, 2008.
- [24] B. Mukherjee, “WDM optical communication networks: Progress and challenges,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, no. 10, pp. 1810–1824, 2000.
- [25] J. Kim, J. Jung, S. Kim e B. Lee, “Reconfigurable optical cross-connect using WDM MUX/DEMUX pair and tunable fibre bragg gratings,” *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 1, pp. 67–68, 2000.
- [26] Y.-K. Chen, C.-H. Chang, Y.-L. Yang, I.-Y. Kuo e T.-C. Liang, “Mach-zehnder fiber-grating-based fixed and reconfigurable multichannel optical add-drop multiplexers for DWDM networks,” *Opt. Commun.*, vol. 169, no. 1-6, pp. 245 – 262, 1999.
- [27] X. Cao, V. Anand, Y. Xiong e C. Qiao, “Performance evaluation of wavelength band switching in multi-fiber all-optical networks,” em *Proc. of INFOCOM 2003*, 2003, pp. 2251–2261.
- [28] G. C. dos Santos, F. D. dos Santos e J. C. R. F. de Oliveira, “Provisionamento automático de circuitos Ópticos via plano de controle GMPLS aplicado a uma rede Óptica reconfigurável baseada em ROADMs,” em *XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Blumenau, SC, Brasil, 2009.
- [29] C. Qiao e M. Yoo, “Optical burst switching (OBS) - a new paradigm for an optical internet,” *J. of High Speed Networks*, pp. 69 – 84, 1999.
- [30] E. W. M. Wong e M. Zukerman, “Bandwidth and buffer tradeoffs in optical packet switching,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4790 – 4798, 2006.
- [31] H.-F. Chou e J. Bowers, “Simplified optoelectronic 3R regenerator using nonlinear electro-optical transformation in an electroabsorption modulator,” *Opt. Express*, vol. 13, no. 7, pp. 2742–2746, 2005.
- [32] M. Rochette, J. L. Blows e B. J. Eggleton, “3R optical regeneration: an all-optical solution with BER improvement,” *Opt. Express*, vol. 14, no. 14, pp. 6414–6427, 2006.
- [33] International Telecommunication Union, Abril 2010, disponível: <http://www.itu.int/>.
- [34] Optical Internetworking Forum, Abril 2010, disponível: <http://www.oiforum.com/>.
- [35] O. A. Sab, “Forward error correction techniques,” em *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*. Optical Society of America, 2003, p. WN1.

- [36] A. Scavennec e O. Leclerc, “Toward high-speed 40-Gbit/s transponders,” em *Proc. of the IEEE*, vol. 94, no. 5, 2006, pp. 986–996.
- [37] F. G. Lins, “Desempenho de redes WDM com restrições sobre o número de transceptores por nó,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Fevereiro 2004.
- [38] Peter J. Winzer e Renè-Jean Essiambre, “Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4711–4728, 2006.
- [39] K. Inoue, H. Toba e K. Nosu, “Multichannel amplification utilizing an  $\text{Er}^{3+}$  doped fiber amplifier,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 368–370, 1991.
- [40] Y. Sun, A. K. Srivastava, J. Zhou e J. W. Sulhoff, “Optical fiber amplifiers for WDM optical networks,” *Bell Labs Tech. J.*, vol. 4, no. 1, pp. 187–205, 1999.
- [41] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. Nova Iorque, EUA: John Wiley & Sons, 1997.
- [42] K. Ennser, S. Taccheo, T. Rogowski e J. Shmulovich, “Efficient Erbium-doped waveguide amplifier insensitive to power fluctuations,” *Opt. Express*, vol. 14, no. 22, pp. 10 307–10 312, 2006.
- [43] H. Venghaus, A. Gladisch, B. F. Joergensen, J.-M. Jouanno, M. Kristensen, R. J. Pedersen, F. Testa, D. Trommer e J. P. Weber, “Optical add/drop multiplexers for WDM communication systems,” em *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, 1997, pp. 280–281.
- [44] A. Tzanakaki, I. Zacharopoulos e I. Tomkos, “Optical add/drop multiplexers and optical cross-connects for wavelength routed networks,” em *Proc. of 5th Int. Conf. on Transparent Optical Networks*, vol. 1, 2003, pp. 41–46 vol.1.
- [45] T. Strasser, “ROADM technologies and evolution,” em *Proc. IEEE LEOS*, 2008.
- [46] P. Roorda e B. Collings, “Evolution to colorless and directionless ROADM architectures,” em *Nat. Fiber Optic Engineers Conf. (NFOEC)*, 2008, p. NWE2.
- [47] M. Koga, Y. Hamazumi, A. Watanabe, S. Okamoto, H. Obara, K.-I. Sato, M. Okuno e S. Suzuki, “Design and performance of an optical path cross-connect system based on wavelength path concept,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 1106–1119, 1996.
- [48] S. Okamoto, M. Koga, H. Suzuki e K. Kawai, “Robust photonic transport network implementation with optical cross connect systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, no. 3, pp. 94–103, 2000.

- [49] P. A. Perrie, M. Chbat, A. Jourdan, T. Olsen, P. M. Kjeldsen, B. Landousies e D. Vercauteren, “All-optical crossconnects make it to the field,” *PennWell Lightw. Mag.*, vol. 15, no. 9, 1998.
- [50] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Nova Iorque, EUA: Academic Press, 1990.
- [51] L. Keiser, *Optic Fiber Communications*. Nova Iorque, EUA: McGraw-Hill, 1983.
- [52] C. Floridia, “Desenvolvimento e caracterização de amplificadores paramétricos e de amplificadores e lasers à fibra dopada com Túlio,” Tese de Doutorado, UFPE, Recife, PE, Maio 2003.
- [53] A. L. Schawlow e C. H. Townes, “Infrared and optical masers,” *Phys. Rev.*, vol. 112, no. 6, pp. 1940–1949, 1958.
- [54] E. Snitzer e R. Woodcock, “Yb<sup>3+</sup>Er<sup>3+</sup> glass laser,” *App. Phys. Lett.*, vol. 6, no. 3, pp. 45–46, 1965.
- [55] I. P. Kaminow e T. Li, *Optical Fiber Telecommunications IV - Components*. San Diego, EUA: Academic Press, 2002.
- [56] E. Desurvire, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. Nova Iorque, EUA: Wiley, 1994.
- [57] C. R. Giles e E. Desurvire, “Modeling Erbium-doped fiber amplifiers,” *J. Lightw. Technol.*, no. 9, pp. 271–283, 1991.
- [58] A. A. Saleh, R. M. Jopson, J. D. Evankow e J. Aspell, “Modeling of gain in Erbium-doped fiber amplifiers,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, no. 2, pp. 714–717, 1990.
- [59] Y. Sun, G. Luo, J. L. Zyskind, A. A. M. Saleh, A. K. Srivastava e J. W. Sulhoff, “Model for gain dynamics in Erbium-doped fiber amplifiers,” *Electron. Lett.*, no. 32, pp. 1490–1491, 1996.
- [60] Y. Sun, J. L. Zyskind e A. K. Srivastava, “Average inversion level, modeling, and physics of Erbium-doped fiber amplifiers,” *IEEE J. Sel. Topics. Quantum Electron.*, no. 3, pp. 991–1006, 1997.
- [61] A. Bononi e L. A. Rusch, “Doped-fiber amplifier dynamics: a system perspective,” *J. Lightw. Technol.*, no. 16, pp. 945–956, 1998.
- [62] T. Georges e E. Delevaque, “Analytic modeling of high-gain Erbium-doped fiber amplifiers,” *Opt. Lett.*, no. 17, pp. 1113–1115, 1992.
- [63] M. G. Mayer, “Rare-earth and transuranic elements,” *Phys. Rev.*, vol. 60, no. 3, pp. 184–187, 1941.

- [64] B. G. Wybourne, *Spectroscopic Properties of Rare Earths*. Nova Iorque, EUA: Wiley-Interscience, 1965.
- [65] A. A. Rieznik e H. L. Fragnito, “Analytical solution for the dynamic behavior of Erbium-doped fiber amplifiers with constant population inversion along the fiber,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 21, no. 10, pp. 1732–1739, 2004.
- [66] C. Dimopoulos, “Study of dynamic phenomena in WDM optical fiber links and networks based on EDFA,” Tese de Doutorado, Universidade de Essex, Colchester, Inglaterra, 2001.
- [67] R. Olshansky, “Noise figure for Erbium-doped optical fibre amplifiers,” *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 22, pp. 1363–1365, 1988.
- [68] D. M. Baney, P. Gallion e R. S. Tucker, “Theory and measurement techniques for the noise figure of optical amplifiers,” *Opt. Fiber Technol.*, vol. 6, no. 2, pp. 122–154, 2000.
- [69] N. A. Olsson, “Lightwave systems with optical amplifiers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 7, no. 7, pp. 1071–1082, 1989.
- [70] Y. Yamamoto e T. Mukai, “Fundamentals of optical amplifiers,” *Opt. Quantum Electron.*, vol. 21, pp. S1–S14, 1989.
- [71] L. Kazovsky, S. Benedetto e A. Willner, *Optic Fiber Communication Systems*. Boston, EUA: Artech House, 1996.
- [72] A. F. Herbster, J. C. R. F. de Oliveira, J. R. F. de Oliveira e A. C. Bordonalli, “Extensão da faixa dinâmica de EDFAs: Análise da influência da alocação aleatória de canais,” em *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Blumenau, SC, Brasil, 2009.
- [73] O. P. L. de Boczar, “Estudo de amplificadores ópticos a fibra dopada com Érbio para aplicação em sistemas WDM,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Maio 1998.
- [74] T. V. P. Coelho, “Análise experimental de topologias de amplificadores ópticos a fibra dopada com Érbio,” Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, SP, Janeiro 2007.
- [75] C. R. Giles, E. Desurvire e J. R. Simpson, “Transient gain and cross talk in Erbium-doped fiber amplifiers,” *Opt. Lett.*, vol. 14, no. 16, pp. 880–882, 1989.
- [76] S. Y. Park, H. K. Kim, G. Y. Lyu, S. M. Kang e S.-Y. Shin, “Dynamic gain and output power control in a gain-flattened Erbium-doped fiber amplifier,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 787–789, 1998.

- [77] S. Y. Park, H. K. Kim, D. H. Lee e S.-Y. Shin, “Feasibility demonstration of 10 Gbit/s/channel WDM network using dynamic gain-controlled EDFAs,” *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 5, pp. 482–484, 1998.
- [78] M. Fukutoku e M. Jinno, “Pump power reduction of optical feedback controlled EDFA using electrical feedforward control,” em *Optical Amplifiers and Their Applications*, 1998, p. AA6.
- [79] H. S. Chung, H. H. Lee, J. C. Lee, M. J. Chu e J. H. Lee, “Reduction of relaxation oscillations in optical automatic gain clamped EDFA using fast electronic feedforward,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 5, pp. 215–217, 2002.
- [80] Y. Liu e M. F. Krol, “Transient gain control in EDFA’s by dual-cavity optical automatic gain control,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 11, no. 11, pp. 1381–1383, 1999.
- [81] J. C. R. F. de Oliveira, J. B. Rosolem, R. F. da Silva e A. C. Bordonalli, “Gain controlled EDFA with extended dynamic gain range,” em *Frontiers in Optics (FIO)*, Rochester, New York, EUA, 2006, p. FWA2.
- [82] J. C. R. F. de Oliveira, A. F. Herbster, J. R. F. de Oliveira e A. C. Bordonalli, “Minimization of gain error due to spectral hole burning using HGC-EDFA with generalized dynamic gain range,” em *Frontiers in Optics (FIO)*, San Jose, CA, EUA, 2009, p. FTuC4.
- [83] A. F. Herbster, J. C. R. F. de Oliveira e A. C. Bordonalli, “Extensão da faixa dinâmica por meio da correção da ASE aplicada a EDFA’s em redes Ópticas WDM,” em *Simpósio Brasileiro de Microondas e Magnetismo*, Florianópolis, SC, Brasil, 2008.
- [84] S. Yamashita e T. Okoshi, “Performance degradation of Erbium doped fibre amplifier induced by terminal reflection,” *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 14, pp. 1323–1324, 1992.
- [85] OFS, Outubro 2009, disponível: <http://www.ofsoptics.com/>.
- [86] C.R. Giles e E. Desurvire, “Propagation of signal and noise in concatenated Erbium-doped fiber optical amplifiers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, no. 2, pp. 147–154, 1991.
- [87] C. R. Giles, C. A. Burrus, D. J. DiGiovanni, N. K. Dutta e G. Raybon, “Characterization of Erbium-doped fibers and application to modeling 980-nm and 1480-nm pumped amplifiers,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 363–365, 1991.
- [88] H. Okamura, “International standardization of optical amplifiers,” em *Optical Amplifiers and their Applications*, 1999, p. WB3.

- [89] H. A. Haus, “The proper definition of noise figure of optical amplifiers,” em *Optical Amplifiers and Their Applications*, 2000, p. OMB7.
- [90] E. Leckel, J. Sang, R. Müller, C. Ruck e C. Hentschel, “Erbium-doped fiber amplifier test system,” *Hewlett-Packard J.*, vol. 46, no. 1, 1995.
- [91] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsk e W. T. Vetterling, *Numerical Recipes in C: the art of scientific computing*. Nova Iorque, EUA: University of Cambridge, 1992.
- [92] D. Ratoff e P. N. Freeman, “Method for increasing dynamic range of Erbium doped fiber amplifiers,” U.S. Patent 2003/0128420 A1, Outubro 2002.
- [93] JTAG Technologies, Outubro 2009, disponível: <http://www.jtag.com/>.
- [94] GPIB - IEEE 488, Outubro 2009, disponível: <http://www.ni.com/gpib/>.