



**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA**

**Controle Automático Eletrônico de Ganho com Supressão de  
Transientes aplicado a EDFAs em Redes Ópticas WDM**

*Juliano Rodrigues Fernandes de Oliveira*

**Orientador:**

**Elnatan Chagas Ferreira (FEEC)**

**Composição da Banca Examinadora:**

**Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira – DEMIC/FEEC/UNICAMP – Presidente**

**Dr. João Batista Rosolem – Fundação CPqD**

**Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias – DEMIC/FEEC/UNICAMP**

**Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da  
Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para  
obtenção do grau de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA.**

**Campinas, Agosto de 2008**

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

OL4c Oliveira, Juliano Rodrigues Fernandes de  
Controle automático eletrônico de ganho com  
supressão de transientes aplicado a EDFAs em redes  
ópticas WDM / Juliano Rodrigues Fernandes de  
Oliveira. --Campinas, SP: [s.n.], 2008.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Amplificadores óticos. 2. Controle automático. 3.  
Comunicações óticas. 4. Fibras óticas. I. Ferreira,  
Elnatan Chagas. II. Universidade Estadual de Campinas.  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.  
Título.

Titulo em Inglês: Electronic automatic gain control with transient suppression  
applied over WDM optical networks

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifiers, Automatic control, Reconfigurable  
optical networks, Optical fiber

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Antonio Siqueira Dias, João Batista Rosolem

Data da defesa: 29/08/2008

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Juliano Rodrigues Fernandes de Oliveira

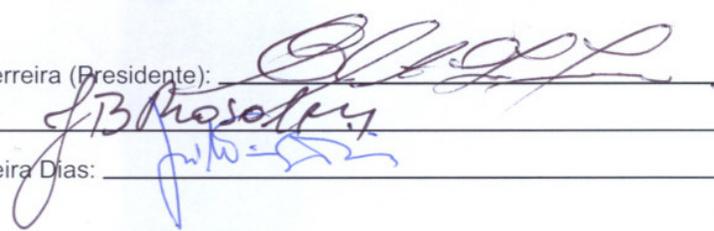
**Data da Defesa:** 29 de agosto de 2008

**Título da Tese:** "Controle Automático Eletrônico de Ganho com Supressão de Transientes Aplicado a EDFAs em Redes Ópticas WDM"

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente):

Dr. João Batista Rosolem:

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:



The image shows three handwritten signatures in blue ink, each written over a horizontal line. The first signature is for Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente). The second signature is for Dr. João Batista Rosolem. The third signature is for Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias.

## Resumo

Nos sistemas de comunicações ópticas WDM os amplificadores a fibra dopada com Érbio (EDFA) possuem um papel fundamental, habilitando a amplificação de diversos canais simultaneamente independente da taxa de transmissão. A maioria dos sistemas WDM atuais estão dispostos em uma configuração ponto-a-ponto operando com um número invariável de canais ao longo do enlace. No entanto, a nova geração de sistemas ópticos composta por elementos capazes de prover reconfiguração entre os enlaces, torna o número de canais na rede uma variável aleatória, exigindo que os demais elementos que compõem a rede, principalmente os EDFAs, se adequem aos novos requisitos advindos da reconfiguração.

Os EDFAs exibem uma dependência entre o seu ganho e o nível de sinal de entrada, induzindo alterações no ganho provido aos canais de acordo com o nível do sinal de entrada, especialmente quando saturado. Com o intuito de minimizar os efeitos da variação de potência de entrada nos EDFAs, técnicas de controle automático de ganho foram desenvolvidas, ainda para sistemas ponto-a-ponto, mantendo constante o ganho provido aos canais frente às lentas variações causadas pela degradação dos enlaces. Porém, com o advento dos OXCs e ROADMs, o grau de reconfiguração das redes tomou outra perspectiva, sendo necessário realizar sucessivas inserções e derivações de canais em períodos de tempo muito curtos. Este alto grau de reconfiguração causa variações bruscas da potência de entrada dos EDFAs em curtos intervalos de tempo, o que impossibilita a utilização da técnica de controle de ganho eletrônica desenvolvida para as redes WDM ponto-a-ponto, devido ao fato de que estes esquemas de controle não possuem tempo de controle suficiente para a supressão dos transientes dos EDFAs.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e avaliação experimental de uma técnica de controle automático de ganho eletrônico por realimentação com alto desempenho de processamento, que permite a supressão do transiente de potência sobre os canais sobreviventes durante a atuação do controlador de ganho do EDFA. A técnica de controle desenvolvida baseia-se em um controlador proporcional integral de ganho implementado

em um DSC (Controlador Digital de Sinais) com alta capacidade de processamento (utilizando aritmética de ponto fixo), junto a uma estrutura de conversão analógica digital e digital analógica de alto desempenho.

Um dos objetivos da avaliação experimental foi a investigação do tempo de controle e da supressão de transientes para os canais sobreviventes no EDFA, de modo a minimizar os efeitos transientes. Observou-se o desempenho do amplificador com a técnica de controle desenvolvida, após introdução do mesmo em uma rede óptica WDM reconfigurável de nova geração onde foram realizadas sucessivas inserções e remoções de canais simulando a operação de uma rede reconfigurável.

Foram verificados níveis de supressão de transiente e tempo de resposta de  $\pm 1$  dB e 150  $\mu$ s respectivamente, com um ciclo de leitura e atuação de 9  $\mu$ s, demonstrando que a técnica de controle de ganho desenvolvida encontra-se no estado da arte dos EDFAs, possibilitando a utilização dos mesmos nas redes ópticas WDM reconfiguráveis de nova geração.

## **Abstract**

In WDM optical communication systems erbium doped fiber amplifiers (EDFA) have an essential function, enabling amplification of simultaneous channels independently of transmit rate. The majority of current WDM systems use point to point configuration operating with a fixed number of channels over the optical link. However, the new generation optical systems are composed by elements capable to provide links reconfigurations, making the number of channels in a link, a random variable, requiring that all elements in the network, particularly the EDFAs, are suited to the new requirements imposed by reconfiguration.

The EDFAs introduce a hard dependency between gain and input power, inducing changes at gain provided to channels in accordance to input power, especially when saturated. In order to minimize the effects imposed by changes of power at EDFAs input, automatic gain control techniques were developed, still for point to point systems, keeping constant the gain provided to the channels according to slow variations caused by links degradations. But, with the advent of OXCs and ROADMs, the networks reconfiguration degree took a different perspective, being able to execute successive channels add and drop events in very short time periods. This high reconfiguration degree causes abrupt changes in short time periods on EDFAs input power, which prohibit the use of electronic automatic gain control techniques developed for point to point networks, due these control schemes do not have sufficient short time control that provides transient suppression for EDFAs.

This work presents the development and evaluation of an experimental automatic gain control technique by electronic feedback with a high-performance processing, which allows the power transient suppression on the surviving channels during the actuation of the EDFA gain controller developed. This developed control technique is based on a design of a proportional integral controller, for controlling the EDFA gain by electronic feedback, which allows transient suppression over surviving channels during the EDFA controller gain actuation. This developed control technique is based on proportional integrate gain controller implemented on a DSC (Digital Signal Controller) with high processing

performance (using fixed-point arithmetic), using too high performance digital analog converters and analog digital converters.

One of the objectives of the evaluation trial was the evaluation of settling time for automatic gain controller and amplitude of power transient suppression over the surviving channels on EDFA, optimizing the technique performance for this both parameters.

It was observed the amplifier performance with developed gain control technique, after introduction of the same in a new generation reconfigurable WDM optical network, where they were held successive channel add and drop simulating the reconfigurable network operation. It has been verifying the transient power suppression levels and settling time of +/- 1dB and 150  $\mu$ s respectively, with a read and actuate cycle of 9  $\mu$ s. This result demonstrates state of the art status of the developed automatic gain control for EDFAs, enabling the use of this technique in EDFA for new reconfigurable generation WDM networks.

Dedico este trabalho a minha família.

Ao meu pai Juarez Fernandes e meu irmão Júlio César, pelos exemplos de vida, contínuo incentivo a pesquisa científica e valorização do saber, proporcionados ao longo de toda trajetória de minha formação profissional, a minha mãe, Maria das Graças e irmã Ana Júlia pelo amor dedicado ao longo da vida a minha família, que apesar da distância, o nosso amor sempre está presente em nossas almas.

## **Agradecimentos**

Agradeço ao meu irmão Júlio César R. Fernandes de Oliveira e sua esposa Claudineide, que desde minha vinda a Campinas, não apenas me incentivou na pesquisa científica mas também me forneceu total suporte na realização deste trabalho, e esteve sempre presente nos bons e maus momentos ao longo de toda minha vida tanto em Campina Grande, como nos dias atuais em Campinas, sempre dando apoio e força para seguir em frente.

Ao meu orientador Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira, pela oportunidade dada para realização do mestrado na Universidade Estadual de Campinas.

A todo o pessoal da gerência de comunicações ópticas da Fundação CPqD, não só pelo constante apoio, como pelo ótimo ambiente de trabalho. Agradeço em especial a João Batista Rosolem, Antonio Amauri Juriollo, Alberto Paradisi, Luis Renato Monte, Roberto Arradi, Adolfo Fernandes Herbster, Vitor Vale, Vitor Bedotti, Fabio Dassan e Giovanni Curiel.

Aos meus amigos da Escola Técnica Redentorista e da Universidade Federal de Campina Grande, Patrício Fernandes, Gregório Mateus e Thiago Dantas, que me acompanharam durante a longa jornada de estudos em busca da formação como engenheiros elétricos.

Aos meus amigos de Campina Grande, Fernando Sukeyosi, Daniel Villarim, Diego Lira, Paulo Marcelo, Ricardo, Themistocles, Tiago Gois, Inoan e Helvetty, que mesmo distantes sempre me motivaram para realização deste trabalho.

Aos meus amigos da república, Davidson Barbosa, Victor Alves e Gustavo Barros, pela amizade e pelos momentos de diversão.

## Sumário

<b>Capítulo 1</b>	<b><i>Introdução</i></b> .....	<b>1</b>
<b>Capítulo 2</b>	<b><i>Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio para Redes Reconfiguráveis</i></b> .....	<b>5</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução aos EDFAs</b> .....	<b>6</b>
<b>2.2</b>	<b>Configurações</b> .....	<b>9</b>
2.2.1	<i>Elementos Básicos</i> .....	10
2.2.2	<i>Mecanismos de Amplificação</i> .....	12
2.2.3	<i>Parâmetros Fundamentais</i> .....	15
<b>2.3</b>	<b>Aplicações dos EDFAs</b> .....	<b>20</b>
2.3.1	<i>Amplificador de Potência</i> .....	21
2.3.2	<i>Pré Amplificador</i> .....	22
2.3.3	<i>Amplificador de Linha</i> .....	22
2.3.4	<i>Circuitos ópticos dos EDFAs</i> .....	23
<b>2.4</b>	<b>Modelagem da Resposta Dinâmica dos EDFAs</b> .....	<b>26</b>
<b>2.5</b>	<b>Redes Ópticas Reconfiguráveis</b> .....	<b>36</b>
2.5.1	<i>Elementos de Reconfiguração</i> .....	38
2.5.3	<i>Efeitos Dinâmicos</i> .....	41
<b>Capítulo 3</b>	<b><i>EDFAs com Controle Automático de Ganho</i></b> .....	<b>43</b>
<b>3.1</b>	<b>Técnicas de Controle Automático de Ganho</b> .....	<b>44</b>
3.1.1	<i>Controle de Ganho Totalmente Óptico</i> .....	44
3.1.2	<i>Controle de Ganho Eletrônico</i> .....	47

3.2 Requisitos necessários à Supressão de Transientes .....	57
<b>Capítulo 4 EDFA com AGC Eletrônico e Supressão de Transientes para Redes WDM Reconfiguráveis .....</b>	<b>61</b>
4.1 Especificações .....	62
4.2 Hardware Desenvolvido .....	66
4.2.1 Hardware Óptico .....	66
4.2.2 Hardware Eletrônico .....	68
4.3 Aritmética de Ponto Fixo .....	72
4.4 Firmware de Controle de Ganho.....	77
4.4.1 Configurações de Desenvolvimento de Firmware para Otimização de Desempenho .....	77
4.4.2 Controladores de Ganho com Supressão de Transientes Desenvolvidos.....	79
<b>Capítulo 5 Resultados Experimentais .....</b>	<b>91</b>
5.1 Arranjo Experimental .....	92
5.2 Análise Espectral.....	93
5.3 Análise Temporal.....	94
5.3.1 EDFA sem controle de ganho .....	95
5.3.2 Controle de ganho de EDFAs para enlaces ponto-a-ponto .....	96
5.3.3 EDFA com Técnica de Controle de Ganho com Supressão de Transientes Desenvolvida .....	98
5.4 Análise Qualitativa (Diagrama de Olho) .....	108
5.4.1 Análise do Diagrama de Olho para o EDFA Desenvolvido.....	108
<b>Capítulo 6 Conclusões, Trabalhos Futuros e Publicações .....</b>	<b>119</b>
6.1 Trabalhos Futuros .....	121

<b>6.2 Publicações Referentes à Tese .....</b>	<b>121</b>
<b><i>Referências Bibliográficas .....</i></b>	<b><i>123</i></b>
<b><i>Anexo A Arquitetura do DSC Texas Instrument C281X.....</i></b>	<b><i>129</i></b>
<b><i>Anexo B Análise de Sinais com Diagrama de Olho.....</i></b>	<b><i>141</i></b>

## Lista de Figuras

Figura 2.1 – Os três processos fundamentais que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção; (b) emissão espontânea; (c) emissão estimulada [10].....	7
Figura 2.2 – Esquema óptico básico de configuração de um EDFA [3]. .....	10
Figura 2.3 – Multiplexadores WDM. ....	11
Figura 2.4 – Isolador Óptico. ....	11
Figura 2.5 – Diagrama dos níveis de energia na fibra do érbio dopada, para dois níveis de transição (bombeio de 1480 nm) e três níveis (bombeio de 980 nm) [3]. ....	13
Figura 2.6 – Espectro de absorção e ganho de um EDFA no qual o núcleo da fibra foi dopado por érbio juntamente com germânio [10].....	15
Figura 2.7 – Curva de ganho em função da potência de entrada para um EDFA [3].....	16
Figura 2.8 – Curva de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA [3].....	17
Figura 2.9 – Curva de ganho em função da potência de saída para um EDFA [3]. ....	19
Figura 2.10 – As três possíveis aplicações dos amplificadores ópticos em sistemas de comprimento de onda de óptico. (a) amplificador de linha; (b) amplificador de potência; (c) pré-amplificador [10]. ....	21
Figura 2.11 – EDFA com bombeio contra-propagante [14].....	24
Figura 2.12 – EDFA com bombeio bidirecional [14]. ....	24
Figura 2.13 – EDFA com dois estágios e bombeios co-propagante [14].....	25
Figura 2.14 – EDFA reflexivo com reflexão de bombeio [14]. ....	26
Figura 2.15 – Diagrama de três níveis para a fibra dopada com érbio [3]. ....	27
Figura 2.16 – Comparação entre teoria e experimento para a excursão de potência do canal sobrevivente de um amplificador com dois estágios quando 1, 4 e 7 canais são retirados da entrada do amplificador [14]. ....	35
Figura 2.17 – Rede óptica reconfigurável de nova geração baseada em ROADMs .....	37

Figura 2.18 – OADM que utiliza como meio de roteamento grades de Bragg e dois circuladores. .	39
Figura 2.19 – OXC totalmente óptico. ....	40
Figura 3.1 – Método de controle automático de ganho totalmente óptico utilizando a realimentação óptica [14].....	45
Figura 3.2 – Controle de ganho eletrônico com alimentação adiante aplicado a um EDFA [14]. ....	49
Figura 3.3 – Representação esquemática do controle do enlace ( <i>link control</i> ) para proteção dos canais sobreviventes, em redes ópticas. [14]. ....	51
Figura 3.4 – AGC eletrônico com realimentação aplicado a um EDFA [14]. ....	53
Figura 3.5 – Estrutura combinada de controle automático de ganho utilizando controle com alimentação adiante ( <i>feedforward</i> ) e realimentado ( <i>feedback</i> ).....	55
Figura 3.6 – Tabela comparativa entre o controle de ganho totalmente óptico (CGTO), controle de ganho eletrônico (CGE) e o desejado para o controle de ganho eletrônico com supressão de transientes (CGE-ST). ....	57
Figura 4.1 – Exemplo de uma variação de potência de um comprimento de onda em EDFA com controle de ganho. Destacando os pontos de overshoot, undershoot, estado permanente do controle, adição de canais, e remoção de canais.....	64
Figura 4.2 – Circuito óptico do EDFA utilizado para validação da técnica experimental de controle de ganho com supressão de transientes para redes reconfiguráveis. ....	67
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do hardware eletrônico de controle de ganho do EDFA com supressão de transientes para redes reconfiguráveis.....	69
Figura 4.4 – Laço de controle por alimentação adiante. ....	81
Figura 4.5 – Laço de controle de ganho por realimentação .....	83
Figura 4.6 – Curva de reação de um processo.....	85
Figura 4.7 – Resposta transitória com taxa de decaimento de um quarto .....	86
Figura 4.8 – Esquema para obtenção do limite de estabilidade. ....	87
Figura 4.9 – Resposta do sistema marginalmente estável.....	87
Figura 4.10 – Protótipo do EDFA desenvolvido.....	89

Figura 5.1 – Arranjo experimental para teste do EDFA desenvolvido. ....	93
Figura 5.2 – Espectro de saída do EDFA com controle automático eletrônico de ganho por realimentação com 8 canais (azul) e 1 canal (vermelho) para o modo de operação $G = 20$ dB. ....	94
Figura 5.3 – Variação da potência do canal sobrevivente para o EDFA sem controle automático de ganho para os casos experimentados. ....	96
Figura 5.4 – Resposta temporal do EDFA com controle realimentado frente à inserção e remoção de 7 canais. ....	97
Figura 5.5 – Resposta temporal do EDFA com controle com alimentação adiante frente à inserção e remoção de 7 canais. ....	98
Figura 5.6 – Resposta temporal do canal sobrevivente para o EDFA com controle de ganho e supressão de transiente desenvolvido para o ganho de 18 dB, utilizando um controle realimentado, para 1 de 8, 1 de 4 e 1 de 2 canais sobreviventes, com uma frequência de chaveamento de 100 Hz. ....	100
Figura 5.7 – Tempo de controle do canal sobrevivente para o evento de remoção para 7 de 8 canais com ganho alvo de 18 dB, e seus limites permissíveis. ....	101
Figura 5.8 – Gráfico comparativo para excursão de potência no canal sobrevivente para o caso do EDFA sem controle de ganho e com controle de ganho para o ganho de 18 dB, para o pior caso experimentado (9 dB de variação da potência de entrada). ....	102
Figura 5.9 – Resposta temporal do canal sobrevivente para o EDFA com controle de ganho e supressão de transiente desenvolvido para o ganho de 20 dB, utilizando um controle realimentado, para 1 de 8, 1 de 4 e 1 de 2 canais sobreviventes, com uma frequência de chaveamento de 100 Hz. ....	103
Figura 5.10 – Tempo de controle do canal sobrevivente para o evento de remoção para 7 de 8 canais com ganho alvo de 20 dB, e seus limites permissíveis. ....	104
Figura 5.11 – Gráfico comparativo para excursão de potência no canal sobrevivente para o caso do EDFA sem controle de ganho e com controle de ganho para o ganho de 20 dB, para o pior caso experimentado (9 dB de variação da potência de entrada). ....	105

Figura 5.12 – Resposta temporal do canal sobrevivente para para o ganho de 18 dB, utilizando um controle por alimentação adiante, para 1 de 8, 1 de 4 e 1 de 2 canal sobrevivente, com uma freqüência de chaveamento de 100 Hz.....	107
Figura 5.13 – Resposta temporal do canal sobrevivente para para o ganho de 20 dB, utilizando um controle por alimentação adiante, para 1 de 8 (Vermelho), 1 de 4 (Verde) e 1 de 2 (Azul) canal sobrevivente, com uma freqüência de chaveamento de 100 Hz.....	107
Figura 5.14 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).....	110
Figura 5.15 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).....	111
Figura 5.16 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).....	112
Figura 5.17 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).....	113
Figura 5.18 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).....	114
Figura 5.19 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).....	115
Figura 5.20 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).....	116
Figura 5.21 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).....	117
Figura 5.22 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).....	117

Figura A.1 – Diagrama de blocos dos DSCs da família C281X [58].	130
Figura A.2 – Unidade central de processamento da família C281 [58].	131
Figura A.3 – Unidade de execução de operações matemáticas [58].	132
Figura A.4 – Unidade de acesso a memória de dados [58].	134
Figura A.5 – Estrutura do barramento interno do DSC família C281X [58].	135
Figura A.6 – unidade atômica de lógica aritmética da família C281X [58].	136
Figura A.7 – Pipeline de oito estágios da família de DSCs C281X [58].	137
Figura A.8 – Esquema de resposta a interrupções nos processadores da família C281X [58].	139
Figura B.1 – No topo da figura temos um diagrama de olho não distorcido de um sinal digital de banda limitada. A ilustração ligeiramente abaixo é um diagrama de olho que inclui erros de amplitude (ruído) e fase (temporização). Os vários pontos de transição provêm uma introspecção na natureza das incertezas.	142
Figura B.2 – Informações básicas contidas em um diagrama de olho. As mais importantes são o tamanho da abertura do olho (sinal-ruído durante a amostragem), mais a magnitude da amplitude e erros de temporização.	143
Figura B.3 – Diagrama de olho ideal para um sinal digital (com tempos de subidas e descidas finitos).	144
Figura B.4 – Erro de temporização: (a) Desalinhamento do tempo de subidas e descidas ( <i>jitter</i> ). (b) Com uma alta taxa de comunicação de dados, este diagrama possui menos área de abertura do olho que em (a).	145

## **Lista de Tabelas**

Tabela 4.1 – Parâmetros dos controladores para o método de curva de reação. ....	86
Tabela 4.2 – Parâmetros dos controladores para o método do limite de estabilidade.....	88

## Lista de Símbolos e Acrônimos

Símbolos	Descrição
Tbytes/s	Tera bytes por segundo ( $10^{12}$ )
$\mu\text{s}$	Micro segundo ( $10^{-6}$ )
mW	Mili Watts ( $10^{-3}$ )
nm	Nano metro ( $10^{-9}$ )
km	Kilo metro ( $10^3$ )
kHz	Kilo Hertz ( $10^3$ )
MHz	Mega Hertz ( $10^6$ )
GHz	Giga Hertz ( $10^9$ )
pA	Pico Amperes ( $10^{-12}$ )
nA	Nano Amperes ( $10^{-9}$ )
$\mu\text{A}$	Micro Amperes ( $10^{-6}$ )
mA	Mili Amperes ( $10^{-3}$ )
V	Volts
G	Ganho
$P_S$	Potência de saída
$P_E$	Potência de entrada
$P_{ASE}$	Potência de ASE
dB	Decibel
dBm	Decibel com relação a potência de 1 mW
$h$	Constante de Planck
$\nu$	Frequência óptica
$\Delta\nu$	Intervalo de frequência centrado em $\nu$
$\lambda$	Comprimento de onda
$\lambda_C$	Canal de controle
$E_i$	Nível de energia E associado ao nível $i$ .

$N_i$	População de íons no nível $N$ associado ao índice $i$
$R_{ij}$	Taxa de absorção de bombeio entre os níveis $i$ e $j$
$W_{ij}$	Taxa de emissão estimulada entre os níveis $i$ e $j$
$A_i$	Taxa de emissão espontânea do nível $i$
$A_{ij}$	Taxa de emissão espontânea do nível $ij$
$A_{ij}^R$	Taxa de emissão espontânea radiativa entre os níveis $i$ e $j$
$A_{ij}^{NR}$	Taxa de emissão espontânea não-radiativa entre os níveis $i$ e $j$
$L$	Comprimento da fibra
$\tau_0$	Tempo de fluorescência do nível metaestável
$y_i$	Constante de emissão estimulada
$\alpha_i$	Constante de absorção
$\rho$	Densidade dos íons de érbio
$S$	Área da secção transversal da fibra dopada com érbio
$Er^+$	Íon de Érbio

## Acrônimos

## Descrição

$\mu C$	Microcontrolador ( <i>Microcontroller</i> )
ADC	Conversor Analógico Digital ( <i>Analog Digital Converter</i> )
AGC	Controle Automático de Ganho ( <i>Automatic Gain Control</i> )
ASE	Emissão Espontânea Amplificada ( <i>Amplified Spontaneous Emission</i> )
BER	Taxa de erro de bit ( <i>Bit Error Rate</i> )
C.C.	Circuito de Controle
C.E.	Circuito Eletrônico
DAC	Conversor Digital Analógico ( <i>Digital Analog Converter</i> )
DSC	Controlador Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Controller</i> )

DSP	Processador digital de sinais ( <i>Digital Signal Processor</i> )
DWDM	Multiplexação por Divisão em Comprimento de Onda Densa ( <i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> )
EDFA	Amplificador à fibra dopada com érbio ( <i>Erbium doped fiber amplifier</i> )
FBG	Grades de fibra de Bragg ( <i>Fiber Bragg Gratings</i> )
FSK	Chaveamento em Frequencia Deslocada ( <i>Frequency Shift Keying</i> )
HDLC	Canal de Dados com Alto Nível de Controle ( <i>High level Data Link Control</i> )
IEEE	Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
ITU	União Internacional de Telecomunicações ( <i>International Telecommunications Union</i> )
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LED	Diodo Emissor de Luz ( <i>Light-Emitting Diode</i> )
MEMs	Sistema Mecânico Eletrônico Microscópico ( <i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i> )
MSPS	Milhões de Amostras por Segundo ( <i>Millions Samples Per Second</i> )
NF	Figura de Ruído ( <i>Noise Figure</i> )
NRZ	Sem Retorno ao Zero ( <i>Non Return to Zero</i> )
OADM	Multiplexador de Adição e Remoção Óptico

	<i>(Optical Add-Drop Multiplexer)</i>
OBS	Chaveamento de Pacotes Ópticos <i>(Optical Burst Switch)</i>
OOK	Chaveamento Liga-Desliga <i>(On Off Keying)</i>
OSA	Analisador de Espectro Óptico <i>(Optic Spectrum Analyzer)</i>
OXC	<i>Cross-Connect</i> Óptico <i>(Optical Cross-Connect)</i>
P controller	Controlador Proporcional <i>(Proportional Controller)</i>
PD	Fotodetector <i>(Photodetector)</i>
PI controller	Controlador Proporcional Integral <i>(Proportional Integral Controller)</i>
PID controller	Controlador Proporcional Integral Derivativo <i>(Proportional Integral Derivative Controller)</i>
PLC	Circuito Planar de Comprimento de Onda <i>(Planar Lightwave Circuit)</i>
PLL	Laço Fechado de Fase <i>(Phase Locked Loop)</i>
PSK	Chaveamento em Fase Deslocada <i>(Phase Shift Keying)</i>
PWM	Modulação de Comprimento de Pulso <i>(Pulse Width Modulation)</i>
QSPI	Interface Serial Periférica Enfileirada <i>(Queued Serial Peripheral Interface)</i>
RAM	Memória de Acesso Aleatório <i>(Random Access Memory)</i>
RO	Relaxação de Oscilação <i>(Relaxation Oscillation)</i>
ROADM	Multiplexador de Inserção/Remoção Óptica Reconfigurável

*(Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer)*

RZ	Retorno ao Zero (Return to Zero)
SARAM	Memória de Acesso Aleatório Singular <i>(Single Access Random Access Memory)</i>
SBS	Espalhamento Estimulado de Brillouin <i>(Stimulated Brillouin Scattering)</i>
SCI	Interface de Comunicação Serial <i>(Serial Communication Interface)</i>
SHB	<i>Spectral Hole Burning</i>
SNR <sub>E</sub>	Relação Sinal Ruído de Entrada
SNR <sub>S</sub>	Relação Sinal Ruído de Saída
SOA	Amplificador Óptico Semicondutor <i>(Semiconductor Optical Amplifier)</i>
SPI	Interface Serial Periférica <i>(Serial Peripheral Interface)</i>
UCL	Unidade de Controle do Enlace <i>(Unit Control Link)</i>
VOA	Atenuador Óptico Variável <i>(Variable Optical Attenuator)</i>
WDM	Multiplexação por Divisão em Comprimento de Onda <i>(Wavelength Division Multiplexing)</i>
WSS	Seleção de Chaveamento por Comprimento de Onda <i>(Wavelength Selectable Switches)</i>

## Capítulo 1      Introdução

O contínuo e elevado crescimento das telecomunicações, decorrente em sua maioria de aplicações que utilizam a internet para envio e recebimento de dados (e voz), elevou a demanda pelo tráfego de informação exigindo a ampliação da capacidade das redes ópticas, gerando, conseqüentemente, um grande número de novos desafios. Entre esses desafios, destaca-se o de prover uma infra-estrutura, capaz de se adequar ao crescimento deste tráfego de dados e voz. Neste contexto a tecnologia de multiplexação por comprimento de onda WDM (*Wavelength-division multiplexing*) surgiu como uma solução para o aumento da capacidade das redes ópticas, otimizando a utilização dos cabos ópticos já instalados sem a necessidade de mudanças na infra-estrutura, de forma a permitir taxas de comunicação em torno de Tbits/s. O contínuo crescimento das redes ópticas implicou na necessidade de comutação (reconfiguração) e gerenciamento dos canais ópticos nestas redes. As comutações nas redes ópticas são realizadas atualmente por circuitos eletrônicos, através da conversão óptico-elétrica seguida da comutação eletrônica dos dados para o seu destino. Porém, com o aumento do tráfego, surgiu a necessidade da realização da comutação no domínio óptico visando a obtenção da redução de custos e aumento da taxa de dados roteada nas redes de comunicação, com relação a capacidade do mesmo realizado por circuitos eletrônicos. Para viabilizar esta modificação, diversas alterações em diferentes camadas das redes ópticas foram e vem sendo alvo de pesquisas e desenvolvimentos, visando a adaptação aos requisitos exigidos por estas redes. As soluções desenvolvidas para realização das comutações nas redes totalmente ópticas foram introduzidas por equipamentos como OXC (*Optical Crossconnect*), OADM (*Optical Add/Drop Multiplexer*) e mais recentemente impulsionada pelo ROADM (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*).

Esses dispositivos, permitem de forma dinâmica, a comutação e

roteamento de comprimentos de ondas, elevando o grau de reconfigurabilidade das redes ópticas e tornando o número de comprimentos de onda ao longo dos enlaces uma variável aleatória. Assim, novos requisitos são exigidos a partir deste novo cenário, necessitando de elementos ao longo dos enlaces capazes de responder a esta reconfiguração de forma rápida e eficiente. Dentre os dispositivos a serem desenvolvidos para este novo cenário, pode-se citar, transmissores ópticos sintonizáveis, módulos de compensação de efeitos lineares, equalizadores, entre outros. Porém, entre estes, destacam-se os amplificadores ópticos, que exibem uma grande dependência entre o nível de ganho e a intensidade do sinal de entrada, parâmetro este fortemente afetado pela reconfiguração da rede.

O Amplificador a Fibra Dopada com Érbio (EDFA), tornou-se o elemento de amplificação mais utilizado em redes ópticas de telecomunicações, com o intuito de permitir a transmissão de dados a longas distâncias com alta taxa de transmissão [1]. O processo de amplificação óptica nos EDFAs, baseia-se na emissão estimulada devido à presença do elemento dopante érbio na fibra óptica, compensando os efeitos das atenuações nos sinais transmitidos. No entanto, variações de potência na entrada dos EDFAs implicam de forma direta em alterações no ganho proporcionado aos sinais amplificados. O seu uso em sistemas ou redes WDM onde o número de canais acoplados ao amplificador varia em decorrência dos elementos que inserem e removem canais no sistema como OXCs, OADMs e ROADMs, torna o ganho dependente do número de canais transmitidos ao longo do enlace, especialmente quando o amplificador opera em modo de saturação, fazendo com que esta variação de ganho no sistema óptico invariavelmente penalize o funcionamento do mesmo. Portanto, as oscilações de ganho com o nível de potência óptica na entrada do amplificador tornam-se extremamente críticas numa rede óptica onde há comutação e/ou roteamento de comprimentos de onda, uma vez que a recepção e a interpretação das mensagens em altas taxas podem ser comprometidas devido ao excesso, falta ou oscilação de potência óptica dos canais detectados por um nó [2]. No intuito de evitar variações de ganho nos EDFAs utilizados em redes totalmente ópticas, a utilização de técnicas de controle automático de ganho tornaram-se necessárias [3].

Vários trabalhos foram realizados obtendo relativo sucesso, no que se refere ao controle de ganho em EDFAs, seja de forma totalmente óptica ou através de circuitos

eletrônicos [4]-[8]. Os controles de ganho desenvolvidos nestes trabalhos garantem ganho fixo antes e após a remoção de canais (regime permanente), sendo ideal para sistemas WDM ponto-a-ponto. Porém, estas técnicas não são capazes de suprimir as grandes variações ocorridas em redes ópticas reconfiguráveis [2], penalizando a transmissão ao longo do enlace óptico. A ausência da supressão de transiente, que duram em torno de 150  $\mu$ s, é ainda mais agravada em um cenário com redes de chaveamento de pacotes óticos OBS (*Optical Burst Switch*) [9], que por realizar comunicação através de rajadas de dados, necessita de supressão da excursão de potência de entrada em tempos da ordem de dezenas de micro-segundos [2].

Este trabalho tem como proposta o desenvolvimento e a avaliação experimental de uma técnica de controle de ganho eletrônica ultra-rápida com supressão de transientes aplicada a EDFAs, visando a operação dos mesmos em redes ópticas WDM reconfiguráveis. O controle de ganho desenvolvido baseia-se na compensação dos efeitos provocados pela reconfiguração de canais na rede WDM por meio de um controlador proporcional integral digital, implementado em um conversor digital de sinais (DSC ou DSP), utilizando aritmética de ponto fixo e conversores digital/analógico e analógico/digital com alta taxa de amostragem, visando a obtenção de um ciclo de controle de alta frequência, de forma a permitir um tempo de resposta do controle automático de ganho necessário para a supressão de transientes, habilitando a operação do EDFA em redes ópticas WDM reconfiguráveis [2].

O Capítulo 2 apresenta uma introdução a teoria dos amplificadores a fibra dopada com érbio, considerando o mecanismo de amplificação, topologias básicas, configurações, aplicações e modelagem matemática da resposta dinâmica dos EDFAs, seguidos de uma introdução às redes WDM reconfiguráveis e aos fenômenos dinâmicos presentes nestas redes.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica das técnicas de controle automático de ganho utilizadas atualmente em EDFAs (controle totalmente óptico, totalmente eletrônico e controle híbrido), descrevendo os prós e contras da utilização das mesmas em EDFAs inseridos em redes reconfiguráveis. Ao final deste capítulo é descrita uma estratégia para desenvolvimento de um controle automático de ganho que execute supressão de transientes,

e atinja os requisitos necessários para utilização dos EDFAs em redes WDM reconfiguráveis.

O Capítulo 4 apresenta as fases do desenvolvimento do EDFA com a técnica de controle automático de ganho eletrônico proposto. É apresentada a configuração do circuito óptico do EDFA, o esquema eletrônico do circuito de controle, e os algoritmos de controle desenvolvidos no controlador digital de sinais, que permitem executar o controle do ganho no tempo especificado, e com supressão dos transientes de potência, permitindo sua utilização em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

O Capítulo 5 é dividido em arranjo experimental, experimentos realizados, e os resultados obtidos para o EDFA com a técnica de controle automático de ganho desenvolvida. Na análise de desempenho do EDFA, são executadas as análises temporais, espectrais e sistêmicas para a técnica de controle de ganho desenvolvida. A análise temporal consiste em verificar a supressão do transiente de potência sob o canal sobrevivente na rede óptica reconfigurável (canal remanescente antes e após o evento de reconfiguração da rede). A análise espectral complementa a análise temporal por meio da visualização do impacto da supressão de transientes em redes WDM reconfiguráveis através do analisador de espectro óptico. Por fim, a análise sistêmica mostra por meio dos diagramas de olho óptico a viabilidade da utilização do EDFA com o controle automático de ganho desenvolvido em redes WDM reconfiguráveis.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões e os planos de trabalhos futuros.

## **Capítulo 2      Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio para Redes Reconfiguráveis**

Transmissões a longas distâncias em sistemas de comunicações à fibra óptica são limitadas pelas perdas (atenuação) ao longo das fibras ópticas. Na primeira geração dos sistemas de longas distâncias as limitações das perdas eram solucionadas através do uso de repetidores optoeletrônicos, capazes de converter os sinais ópticos em corrente elétrica (processo optoeletrônico), regenerando-o, resincronizando-o e reformatando-o, antes de reconvertê-lo ao domínio óptico para retransmissão. Com o aumento das taxas de comunicação de dados e após o advento dos sistemas multiplexados em comprimento de onda (WDM), estes regeneradores foram se tornando cada vez mais complexos exibindo custos proibitivos, devido ao fato de serem limitados a um único comprimento de onda e a uma única taxa de transmissão. Estas características inviabilizaram, em termos de custo e expansão das redes, a utilização destes conversores em redes com múltiplos comprimentos de onda. Os amplificadores ópticos surgiram como uma solução alternativa, na qual diversos sinais ópticos são amplificados simultaneamente sem a necessidade de sua conversão para o domínio elétrico. Os amplificadores ópticos foram desenvolvidos durante a década de 80, em sua maioria visando sistemas de transmissão de longas distâncias, sendo utilizados em larga escala na década de 90. Ao longo da década de 90, os amplificadores ópticos se tornaram parte dos sistemas de comunicações à fibra óptica de curtas, médias e longas distâncias, ampliando significativamente os limites de capacidade e alcance dos sistemas ópticos, sendo o principal responsável pelo advento dos sistemas ópticos multicanais (WDM).

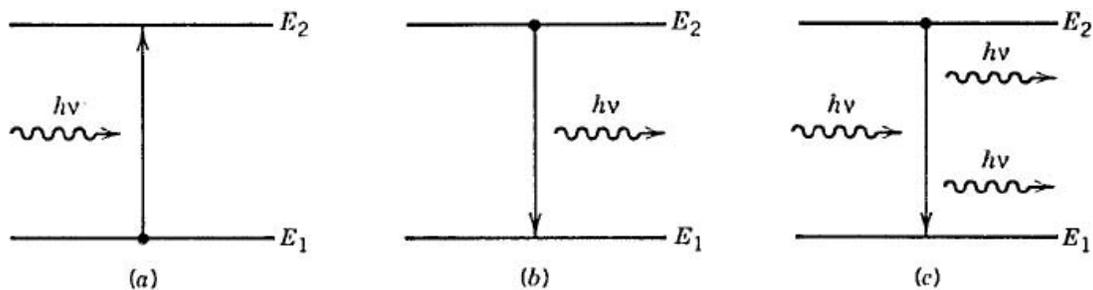
Em um EDFA, o sinal de entrada é amplificado sem necessidade de conversões eletro-óptica e opto-elétrica por comprimento de onda, reduzindo conseqüentemente a possibilidade de ocorrerem erros de conversão, além de ser transparente à taxa de transmissão, comprimento de onda e formato de modulação do sinal a ser amplificado. Em um sistema WDM, o amplificador óptico amplifica de forma transparente os comprimentos de onda em uma determinada largura de banda espectral, fato que permite a construção de sistemas WDM. A utilização de uma cadeia de amplificadores ópticos permite a expansão do alcance dos enlaces ampliando a distância entre os equipamentos fonte e destino utilizados para realização da comunicação.

Os amplificadores ópticos podem ser construídos com tecnologia semicondutora, tecnologia de guias de onda planar, com fibras e com o efeito Raman. Os tipos de amplificadores mais utilizados são os amplificadores ópticos semicondutores (SOA), os amplificadores à fibra dopada com érbio (EDFA) e os amplificadores com efeito Raman. Os SOAs podem ser fabricados a partir da tecnologia de lasers diodo semicondutores, provendo ganho na janela de 1550 nm e 1530 nm, porém este tipo de amplificador possui forte interferência entre os canais, limitando o seu uso em sistemas WDM. Os SOAs são largamente utilizados como chaves ópticas, porém também são utilizados para amplificação, para aplicação monocanal e de baixa potência. Os EDFAs são os amplificadores mais utilizados em redes WDM devido a sua alta eficiência e baixo nível de ruído. O sinal óptico passa ao longo de um comprimento curto de uma fibra dopada com Érbio excitada por um laser de bombeio em um determinado comprimento de onda, amplificando o sinal óptico sem necessidade de conversão do mesmo para o domínio elétrico.

## ***2.1 Introdução aos EDFAs***

O estudo dos EDFAs inicia-se através da compreensão de um dos principais aspectos que viabilizaram a construção dos sistemas ópticos WDM, o processo de emissão estimulada em lasers semicondutores. O processo de emissão estimulada pode ser

entendido da seguinte forma: Dado que em qualquer material, sob condições normais, o processo de absorção da luz pelo material, pode ser entendido através da Figura 2.1 (a), onde os níveis de energia  $E_1$  e  $E_2$  correspondem respectivamente ao nível estável (ou fundamental) e o nível excitado (ou metaestável) dos átomos que absorvem a luz no meio. Se a energia do fóton de luz incidente ( $h\nu$ ) com frequência  $\nu$  possui um nível energético igual à diferença de energia  $E_g$ , onde,  $E_g = E_2 - E_1$ , o fóton é absorvido, estimulando a elevação do portador do nível estável para o nível excitado. A luz incidente é atenuada como resultado de vários eventos de absorção ocorridos no meio.



**Figura 2.1 – Os três processos fundamentais que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção; (b) emissão espontânea; (c) emissão estimulada [10].**

Os átomos excitados eventualmente retornam ao seu estado estável, e emitem luz neste processo. A emissão de luz pode ocorrer através de dois processos fundamentais conhecidos como: emissão espontânea e emissão estimulada. Ambos podem ser visualizados na Figura 2.1 (b) e (c) respectivamente. No caso da emissão espontânea, fótons são emitidos em direções aleatórias sem nenhuma relação de fase e frequência entre os fótons emitidos. Na emissão estimulada, os fótons emitidos estão de acordo com as características do fóton original absorvido, mantendo fase, frequência e direção de propagação do fóton incidente, o que não ocorre na emissão espontânea. Todos os lasers, incluindo os lasers semicondutores, emitem luz através do processo de emissão estimulada. Por outro lado, os LEDs emitem luz através do processo de emissão espontânea.

Os amplificadores ópticos amplificam o feixe de luz incidente através da emissão estimulada. Porém, nos amplificadores a fibra dopada, esta emissão acontece em uma fibra dopada com elementos químicos das terras raras, que viabilizam a amplificação (faixa de comprimentos de onda) dos sinais nas janelas de transmissão de comunicações ópticas de interesse. Na verdade, um amplificador óptico a fibra dopada pode ser representado por um laser à fibra sem realimentação. Os amplificadores possuem como principal parâmetro o ganho óptico que é obtido quando é bombeado em uma frequência de absorção do elemento dopante de forma a atingir à inversão de população na fibra dopada com érbio. O ganho óptico, em geral, depende não somente da frequência (ou comprimento de onda) do sinal incidente, mas também da intensidade da luz na entrada do amplificador.

O meio ativo de amplificadores à fibra dopada com érbio (EDFAs) é constituído por alguns metros de fibra óptica. E esta fibra é dopada com um elemento químico da família das terras raras, o Érbio, na forma do íon  $\text{Er}^{3+}$ . Quando essa fibra é alimentada (bombeada) com luz em um comprimento de onda específico (980 ou 1480 nm), o érbio atua produzindo uma elevação no sinal óptico de entrada de acordo com o princípio da emissão estimulada apresentado anteriormente. Quando um íon de Érbio está em um determinado nível de energia, um fóton de luz proveniente da entrada poderá estimulá-lo a voltar ao seu estado estável, sendo a energia desprendida neste processo capaz de gerar outro fóton idêntico ao fóton incidente, determinando o processo de amplificação. Para o funcionamento deste princípio, é necessário levar os elétrons do Érbio ao estado excitado, que só ocorre através de um fornecimento de energia. Para os íons de Érbio aumentarem seu nível de energia, faz-se necessário a utilização de uma fonte de luz (diodo laser) com potência acima de 10 mW em um comprimento de onda específico (laser de bombeio). Este laser é conectado à fibra dopada com érbio de forma que os íons de érbio absorvam a luz e mudem de estado de energia, saindo do estado estável para o estado excitado, configurando o processo denominado de inversão de população. Desta forma o sinal juntamente com o bombeio são propagados no trecho de fibra dopada com érbio, onde ocorre o processo de amplificação dos sinais por emissão estimulada.

Em relação às demais formas de amplificação óptica, algumas das principais vantagens dos EDFAs são: (i) alta eficiência na transferência de potência de bombeio para o sinal a ser amplificado; (ii) amplificação transparente a taxa ou frequência de

transmissão; (iii) larga faixa dinâmica (largura de banda dos sinais WDM); (iv) figura de ruído relativamente baixa; (v) baixa dependência com a polarização. Algumas de suas desvantagens são: (i) dispositivos com dimensões relativamente grandes; (ii) emissão espontânea de luz amplificada; (iii) saturação de ganho. Apesar de o dispositivo ser alimentado por energia elétrica, a amplificação do sinal é totalmente óptica.

Nas próximas subseções são apresentadas as configurações, os elementos básicos de um EDFA, o mecanismo de amplificação, os parâmetros fundamentais e a modelagem matemática da dinâmica do EDFA.

## 2.2 Configurações

Os elementos ópticos básicos de um amplificador a fibra dopada com Érbio são listados abaixo:

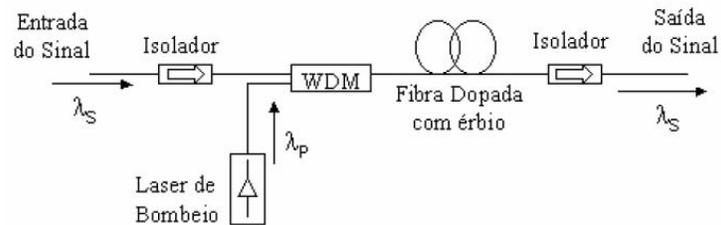
- Fibra dopada com érbio;
- Laser de bombeio;
- Acoplador WDM;
- Isoladores.

No entanto, a disposição dos elementos ópticos citados acima, o comprimento da fibra dopada com érbio e as características destes elementos ópticos, dependem da aplicação no qual o amplificador está inserido.

A fibra dopada com érbio é o meio físico que libera a energia luminosa na região de 1550 nm. Para que a fibra dopada com érbio seja capaz de prover amplificação de sinais em sua faixa de operação, os íons de érbio devem ser excitados por uma fonte de energia de luz proveniente de um “laser de bombeio”, semiconductor que opera em comprimento de onda específico e que está dentro da faixa do espectro de absorção do érbio.

Os comprimentos de onda mais utilizados para os lasers de bombeio são 980 nm e 1480 nm.

Na Figura 2.2, é ilustrado o esquema básico de configuração de um EDFA.



**Figura 2.2 – Esquema óptico básico de configuração de um EDFA [3].**

### 2.2.1 Elementos Básicos

Os dispositivos utilizados na configuração básica de um EDFA ilustrado na Figura 2.2 e suas funções exercidas no EDFA são descritos nesta seção.

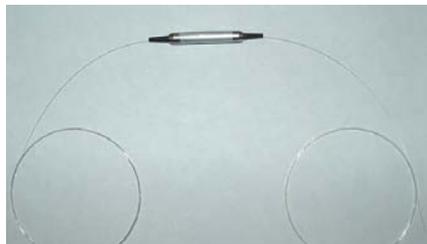
Os acopladores multiplexadores de comprimentos de onda (Acopladores WDM) são utilizados em EDFAs para unirem os sinais que se deseja amplificar a potência do laser de bombeio, simultaneamente na fibra dopada com érbio. Geralmente se trata de um dispositivo com três ou quatro portas, projetado para combinar dois comprimentos de onda específicos, injetados em suas portas de entrada e redirecionados para a(s) porta(s) de saída(s). Os acopladores WDM utilizados nos EDFAs combinam os comprimentos de onda de 980/1550 nm ou 1480/1550 nm. O que define a escolha do acoplador WDM é o comprimento de onda da fonte de bombeio utilizada. Os acopladores WDM para EDFAs necessitam de apenas duas portas como descrito anteriormente, para acoplamento dos sinais WDM com o bombeio utilizado, porém dependendo da aplicação onde utilizamos os acopladores WDM, podemos utilizar acopladores multiplexadores com mais de duas portas.

A Figura 2.3 ilustra os tipos de acopladores multiplexadores WDM com duas ou várias portas.



**Figura 2.3 – Multiplexadores WDM.**

Os isoladores ópticos são dispositivos que apresentam baixas perdas no sentido de propagação e perdas muito altas no sentido inverso, permitindo a passagem da luz em apenas um sentido de propagação do sinal (evitando reflexões dos sinais em sentidos de propagação não desejados). Os isoladores ópticos são utilizados na entrada e na saída dos EDFAs para evitar reflexões advindas dos conectores de entrada e saída do amplificador, evitando assim instabilidades no perfil de ganho do EDFA. Quanto maior o ganho do amplificador, maior a necessidade da utilização dos isoladores ópticos, pois as reflexões dos conectores e o retroespalhamento crescem com o aumento da potência na entrada e saída do EDFA. A Figura 2.4, ilustra o dispositivo isolador óptico utilizado em EDFAs.



**Figura 2.4 – Isolador Óptico.**

A fibra dopada com érbio é o elemento ativo responsável pela amplificação do sinal. O ganho proporcionado pelo amplificador, depende fortemente das características da fibra dopada com érbio que está sendo utilizada. Fatores como a concentração de érbio, perda nas conexões de entrada e saída da fibra, abertura numérica, índice de refração, entre outros, determinam o perfil de ganho dos EDFAs.

Por fim, o laser de bombeio, é responsável pela excitação dos íons de érbio de tal modo a habilitar o meio ativo de amplificação dos sinais. A fibra dopada com érbio proporciona ganho aos sinais em torno de 1550 nm. Ao longo deste capítulo entraremos em maiores detalhes sobre o espectro de amplificação da fibra dopada com érbio excitada pelo laser de bombeio.

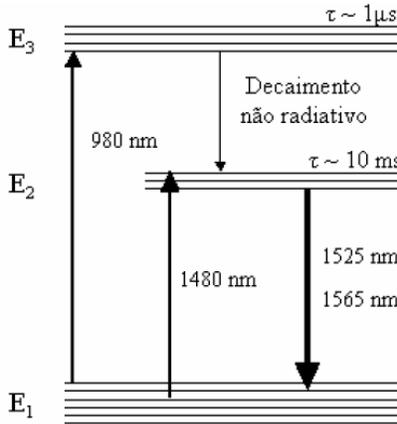
Os dispositivos apresentados podem ser arranjos de diversas formas, gerando com o seu rearranjo, ou com a adição de novos dispositivos ópticos, como os espelhos de Faraday e os circuladores ópticos, outras configurações de EDFA. Cada configuração propicia características particulares de operação, permitindo, assim a adequação do amplificador para diferentes aplicações. Exemplos de diferentes configurações serão apresentados ao longo deste capítulo.

### ***2.2.2 Mecanismos de Amplificação***

Para melhor compreensão do processo de amplificação nos amplificadores a fibra dopada com érbio, o modelo do diagrama de níveis de energia é apresentado, e ilustrado pela Figura 2.5.

Na Figura 2.5, temos as transições eletrônicas que ocorrem nos comprimentos de onda de 980 nm e 1480 nm, durante o processo de amplificação. Com o bombeio de 980 nm temos um sistema de três níveis de energia,  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_3$ , que são denominados de nível fundamental, metaestável e de bombeio respectivamente. Na ausência de bombeio ou de sinal (situação de equilíbrio), as populações de elétrons em cada nível de energia podem ser definidas como  $N_1$ ,  $N_2$  e  $N_3$ , respectivamente, onde  $N_1 > N_2$  e  $N_1 > N_3$ . Porém, na presença de bombeio, a situação de equilíbrio pode ser alterada devido à população de íons

dos níveis  $E_1$  poderem absorver os fótons de bombeio, passando para níveis de energia mais altos.



**Figura 2.5 – Diagrama dos níveis de energia na fibra do érbio dopada, para dois níveis de transição (bombeio de 1480 nm) e três níveis (bombeio de 980 nm) [3].**

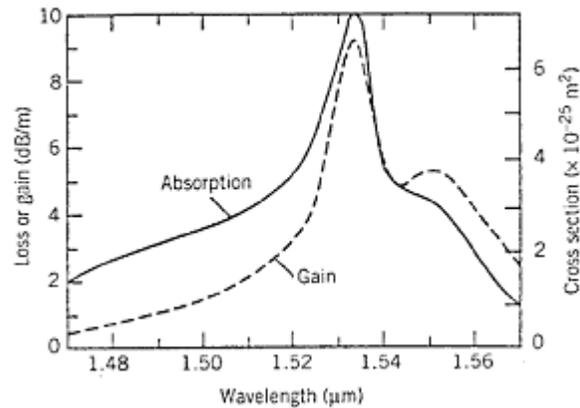
Para o bombeio operando no comprimento de onda de 980 nm, a absorção de fótons pelos portadores provoca, preferencialmente, transições do tipo de  $E_1$  para  $E_3$ . No entanto, como a tendência do sistema é a de retornar ao seu estado inicial de equilíbrio, os portadores excitados ao nível  $E_3$  tendem a perder sua energia e retornar, indiretamente ou diretamente, para o nível fundamental  $E_1$ . Apesar de decaimentos diretos ocorrerem, a maior parte dos portadores que foram excitados de  $E_1$  para  $E_3$ , decaem de forma espontânea para o nível metaestável  $E_2$ , liberando energia na forma de emissões espontâneas não-radiativas.

Como as transições do nível  $E_3$  para o nível  $E_2$  são, aproximadamente,  $10^4$  vezes mais rápidas que as transições de  $E_2$  para  $E_1$ , para potências de bombeio suficientemente altas, a população de portadores do estado fundamental pode ser significativamente reduzida, tendendo os portadores, como um todo, a se acumularem no nível metaestável  $E_2$ . Quando a população de portadores no nível metaestável ( $N_2$ ) superar a população de portadores do

nível fundamental ( $N_1$ ), está configurado o processo denominado inversão de população, que garante a obtenção da amplificação óptica.

Já a transição dominante de  $E_2$  para  $E_1$  é radiativa, ou seja, os portadores perdem energia através da emissão de fótons estimulados ou espontâneos, em comprimentos de onda em torno de 1550 nm. Deste modo, caso se acople um sinal à entrada do amplificador, este poderá estimular a emissão de fótons com o mesmo comprimento de onda, fase, direção e polarização, ao longo da fibra dopada, numa reação em cadeia, produzindo a amplificação óptica desejada. Por outro lado, fótons também podem ser emitidos por decaimentos espontâneos do nível metaestável para o nível fundamental, com comprimento de onda, fase, direção e polarização totalmente aleatórias. O problema da geração de fótons espontâneos é que estes são capazes de estimular o surgimento de outros fótons, de forma que o processo de amplificação não se limita apenas ao sinal de entrada, mais também, aos fótons aleatórios gerados pelo processo de emissão espontânea. Por este motivo, os fótons gerados por emissão espontânea são considerados “ruídos” indesejados no processo de amplificação óptica. O processo de amplificação do ruído em um EDFA dá-se o nome emissão espontânea amplificada, (ASE - Amplified Spontaneous Emission) [11], que configura uma importante fonte de ruído nos sistemas de comunicações ópticas com EDFAs.

A Figura 2.6 ilustra o espectro de absorção de potência na fibra dopada com érbio e germânio, excitado por um bombeio de 1480 nm, e o espectro de ganho (ASE) gerado pela mesma fibra (em função do comprimento de onda). Verifica-se que o perfil de ganho da ASE em função do comprimento de onda do EDFA, é irregular, e se encontra presente em toda a faixa onde o EDFA é capaz de amplificar o sinal óptico. Esta irregularidade no perfil da ASE e, conseqüentemente, do ganho do EDFA torna-se ainda mais acentuada quando o érbio é o único dopante da fibra. Com o intuito de promover uma maior uniformidade no perfil de ganho do EDFA, as fibras atuais têm utilizado outros dopantes, além do érbio e germânio, alumínio, dentre outros, que proporcionam uma melhor equalização do ganho, principalmente entre os comprimentos de onda de 1540 a 1558 nm (Banda C dos sinais WDM).



**Figura 2.6 – Espectro de absorção e ganho de um EDFA no qual o núcleo da fibra foi dopado por érbio juntamente com germânio [10].**

Para opção de bombeio de 1480 nm, o processo de amplificação pode ser representado por um sistema de dois níveis, onde se verifica que, para uma determinada potência de bombeio capaz de provocar a inversão de população ( $N_2 > N_1$ ), os portadores do nível fundamental ( $E_1$ ) são diretamente excitados ao nível metaestável ( $E_2$ ). Mais precisamente, estas transições ocorrem para os portadores dos sub-níveis de menor energia do nível  $E_1$ , que, ao absorverem os fótons de bombeio, são excitados diretamente para o sub-nível de maior energia  $E_2$ . Os portadores excitados tendem a perder energia de forma não-radiativa no interior da banda de nível  $E_2$ , resultando em uma população excitada final que permite transições em torno do comprimento de onda do sinal.

Na próxima seção, são tratados os parâmetros fundamentais para caracterização dos EDFAs. E utilizando estes parâmetros, definiremos a aplicação do EDFA em uma rede WDM.

### 2.2.3 Parâmetros Fundamentais

Para caracterização de um EDFA, existem três parâmetros fundamentais que são: Ganho, Figura de ruído e Potência de saída. Estes são valores determinantes para definição da aplicação do EDFA em uma rota de comunicações ópticas.

## Ganho

Em um EDFA, o ganho é determinado por uma série de características de operação, desde a concentração de dopantes na fibra dopada com érbio, comprimento desta fibra, as potências de entrada e de bombeio, a configuração dos componentes no circuito óptico do amplificador, entre outras características.

Na Figura 2.7, temos uma curva típica do ganho do EDFA em função da potência de entrada para um nível de potência de bombeio fixa. Analisando esta curva, podemos visualizar nitidamente que para baixos níveis de potência de entrada, o ganho pode ser considerado aproximadamente constante. Porém a partir do momento o qual o EDFA entra no estado de saturação de ganho, o mesmo reduz sensivelmente com relação ao aumento do nível de potência de entrada.

O cálculo do ganho de um EDFA é determinado na unidade decibel (dB), definido pela multiplicação por um fator de 10 pelo logaritmo da razão entre a potência do sinal de saída ( $P_s$ ) e a potência de entrada ( $P_e$ , ambas em mW) como mostra a Equação (2.1) [12]:

$$G(\text{dB}) = 10 \times \log \left( \frac{P_s(\text{mW})}{P_e(\text{mW})} \right), \quad (2.1)$$

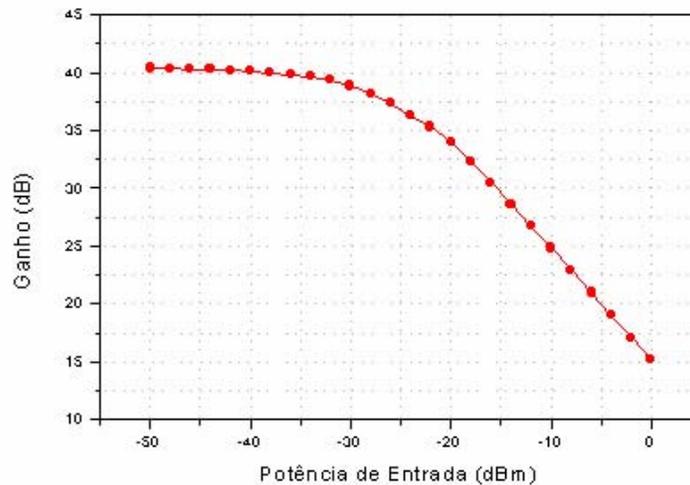


Figura 2.7 – Curva de ganho em função da potência de entrada para um EDFA [3].

Observando a Figura 2.7, notamos que para baixos níveis de potência de entrada no amplificador, o ganho é constante, esta região linear do amplificador é denominada região de ganho de pequenos sinais. De acordo com o aumento da potência de entrada o ganho começa a diminuir devido ao efeito de saturação do amplificador, sendo assim o ganho nesta região não é tomado como parâmetro que especifica o comportamento do amplificador, ou seja, quando o fabricante fornece o valor de ganho provido pelo EDFA, este ganho está relacionado com a região de pequenos sinais, devido nessa o ganho ser considerado constante (independente do valor da potência de entrada). Outro dado de caracterização importante é a curva de ganho em função do comprimento de onda do EDFA. Como observado na Figura 2.6 o amplificador responde com ganhos diferentes para cada comprimento de onda, tornando ainda mais aparente a dependência do ganho com o comprimento de onda do sinal de entrada. A Figura 2.8, apresenta a curva de ganho em função do comprimento de onda para dois níveis diferentes de potência de entrada (-35 dBm e -15 dBm), onde o primeiro se encontra na região de pequenos sinais e o segundo na região de saturação. Verificando a Figura 2.8, observa-se que, quanto mais saturado o EDFA, mais plano é o perfil de ganho para os comprimentos de onda que passam através do mesmo, já na região de pequenos sinais obtemos maior ganho, porém a planicidade do ganho é muito irregular com relação ao EDFA saturado.

As curvas de ganho em função da potência de entrada e em função do comprimento de onda, são curvas muito utilizadas para caracterização do EDFA.

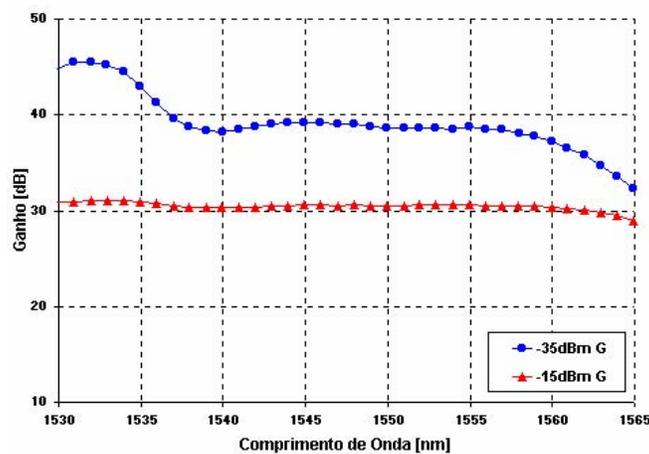


Figura 2.8 – Curva de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA [3].

### Figura de Ruído

A figura de ruído (NF – *Noise Figure*) indica numericamente, a quantidade de ruído adicionada ao sinal no sistema. Em um EDFA, a figura de ruído é a relação sinal ruído óptica do sinal (comprimento de onda) de entrada, dividido pela relação sinal ruído óptica do sinal de saída, onde o ruído principal introduzido pelo amplificador é a ASE emitida pela fibra dopada com érbio. Desta forma a figura de ruído é definida por:

$$NF = \frac{SNR_E}{SNR_S}, \quad (2.2)$$

Onde  $SNR_E$  é a relação sinal ruído na entrada e  $SNR_S$  é a relação sinal ruído na saída do EDFA. Podemos medir a figura de ruído de diversas formas. Uma forma comumente utilizada consiste na medida do nível de ASE no comprimento de onda do sinal óptico. Para isto devemos realizar a medida de ASE ligeiramente a esquerda do sinal e a direita ( $P_{ASE}$ ), resultando na relação sinal ruído de acordo com a Equação (2.3).

$$NF = 10 \times \log \left( \frac{P_{ASE}}{h\nu(G-1)\Delta\nu} \right), \quad (2.3)$$

Onde  $G$  é o ganho do EDFA,  $h$  é a constante de Planck,  $\nu$  é a frequência óptica do sinal, e  $\Delta\nu$  é a largura de banda óptica (resolução do analisador de espectro óptico) utilizada para medir a ASE.

O ruído de ASE, gerado em um EDFA pode ser um fator limitante no desempenho de um enlace de comunicações ópticas. Em alguns sistemas, o ruído de ASE pode por si próprio saturar o amplificador, resultando em problemas na amplificação dos canais, a ponto de gerar a degradação da relação sinal ruído óptica no amplificador. O valor ideal de

figura de ruído do amplificador é de 3 dB [10]. Porém, na prática, a figura de ruído situa-se em torno de 4 a 8 dB [13]. Como comentado anteriormente a inserção demasiada de ruído, deteriora o desempenho do sistema de comunicações ópticas, ou até inviabiliza a transmissão.

### Potência de Saída

A potência de saída em um EDFA é a potência amplificada, em relação à potência de entrada do EDFA. Outra definição importante é a potência de saída saturada, que correspondente à potência medida na saída após uma compressão de 3 dB em relação ao ganho de pequeno sinal do amplificador. Para obtermos a potência de saída saturada do EDFA, devemos primeiramente, medir a curva de ganho com relação à potência de saída. Partindo da curva obtida, obtemos a potência de saída saturada, através do valor da mesma quando o ganho de pequeno sinal cai 3 dB. A Figura 2.9, ilustra um exemplo de curva de ganho em função da potência de saída. Para o caso da Figura 2.9, a potência de saída saturada é de 12 dBm, enquanto a potência máxima de saída é 15 dBm.

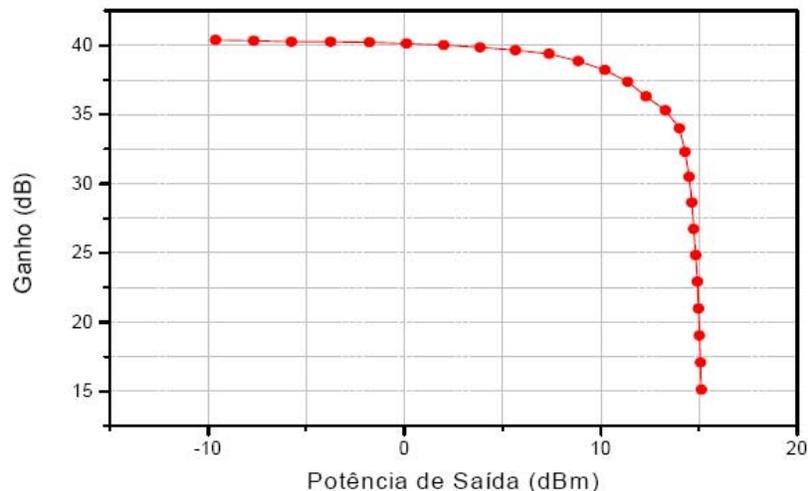


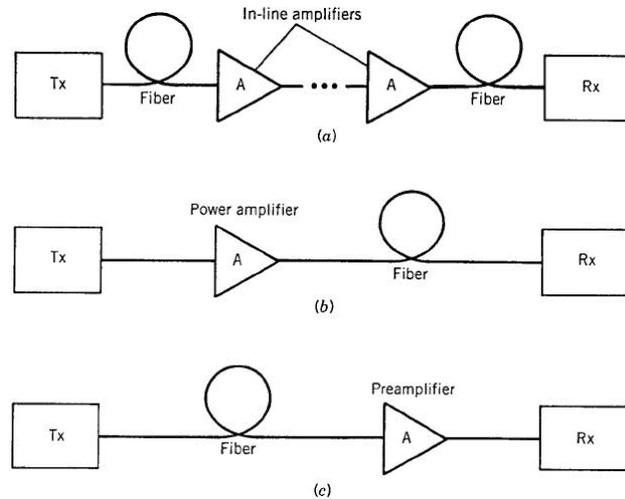
Figura 2.9 – Curva de ganho em função da potência de saída para um EDFA [3].

Na próxima seção veremos em maiores detalhes, as aplicações dos EDFAs em redes de comunicações ópticas WDM.

### 2.3 Aplicações dos EDFAs

Amplificadores ópticos podem servir para diversos propósitos no projeto de uma rede de comunicações ópticas: As três aplicações mais comuns são mostradas esquematicamente na Figura 2.10. A mais importante aplicação para sistemas de longa distância consiste no uso dos amplificadores como amplificadores de linha, os quais substituem os regeneradores eletrônicos. Muitos amplificadores ópticos podem ser cascadeados em forma de uma cadeia periódica em uma distância que o desempenho do sistema não seja limitado pelos efeitos cumulativos da dispersão da fibra, não linearidade e ruído de amplificação. O uso de amplificadores ópticos é uma particularidade atrativa dos sistemas WDM dado que todos os canais podem ser amplificados simultaneamente no domínio óptico.

Outra maneira de uso dos amplificadores é incrementar a potência transmitida colocando um amplificador imediatamente após o transmissor. Estes amplificadores são chamados amplificadores de potência, ou *power boosters*, e seu propósito principal é amplificar ao máximo a potência do sinal a ser transmitido. Um amplificador de potência pode incrementar a distância de transmissão em 100 km ou mais dependendo do ganho do amplificador e das perdas da fibra. A distância da transmissão pode ser também incrementada inserindo amplificadores imediatamente antes da recepção do sinal pelo fotodetector de entrada. Estes amplificadores são chamados de pré-amplificadores ópticos e são comumente utilizados para incrementarem a sensibilidade do receptor.



**Figura 2.10 – As três possíveis aplicações dos amplificadores ópticos em sistemas de comprimento de onda de óptico. (a) amplificador de linha; (b) amplificador de potência; (c) pré-amplificador [10].**

### 2.3.1 Amplificador de Potência

Amplificadores de potência são utilizados imediatamente após a saída dos transmissores, com a função de elevar a potência do sinal de saída, para compensar as perdas posteriores ao longo da fibra de transmissão do sistema de comunicações ópticas. Nesta configuração de amplificador, o parâmetro de maior importância é a potência de saída, devido sua operação na condição de saturação de ganho. Inicialmente, temos que quanto maior a potência do sinal a ser propagado na fibra, maior o alcance deste enlace. Porém, caso a potência seja demasiadamente alta, efeitos não lineares que causam degradação do sinal começam a surgir e conseqüentemente são adicionadas penalidades ao sistema de comunicações ópticas onde está inserido este amplificador.

Amplificadores de potência (*Boosters*), devido ao fato de trabalharem logo após o equipamento de transmissão antes do enlace de comunicações ópticas, operam com sinais de potência de entrada em torno de 0 dBm. Devido a isto, nesta condição o EDFA trabalha em regime de saturação, com ganho relativamente menor, comparado aos amplificadores de pequenos sinais. Porém, os *Boosters* possuem um baixo nível de ASE, devido a sua

potência alta de entrada induzir fortemente o ganho por emissão estimulada. Em termos comerciais, existem atualmente *Boosters* com potências de saída máxima da ordem de 36 dBm, mas os valores típicos de potência de saída destes amplificadores é da ordem de 21 dBm. A Figura 2.10 (b), ilustra a posição de um amplificador de potência em um sistema de comunicações ópticas.

### 2.3.2 Pré Amplificador

Pré-amplificadores possuem como principal característica uma baixa inserção de ruído ao sinal, sendo extremamente útil na entrada dos sistemas de comunicações antes da recepção do sinal pelos equipamentos de comunicação de dados.

Enquanto os amplificadores de potência operam no regime de saturação de ganho, os pré-amplificadores operam na região de pequenos sinais (região de ganho constante). Nos pré-amplificadores, o parâmetro principal de projeto é a figura de ruído, dado que nesta aplicação estamos interessados na amplificação de sinais de baixa potência, com alto ganho e menor influência da ASE. Como os pré-amplificadores operam na região do ganho de pequenos sinais, estes apresentam alto ganho e baixa potência de saída comparado aos amplificadores de potência. Porém o nível de ASE nos pré-amplificadores é maior que nos amplificadores de potência. Os valores de potência de entrada são da ordem de -40 dBm, e comercialmente os pré-amplificadores possuem potência de saída da ordem de 14 dBm. A Figura 2.10 (c), ilustra a posição de um pré-amplificador em um sistema de comunicações ópticas.

### 2.3.3 Amplificador de Linha

Amplificadores de linha são amplificadores onde realizamos em seu projeto um equilíbrio entre os parâmetros de figura de ruído e potência de saída, de modo a obtermos um baixo nível de figura de ruído (maiores que nos pré-amplificadores) e uma alta potência

de saída (menores que nos amplificadores de potência). A influência da ASE deve ser a mínima possível, manter a relação sinal-ruído baixa.

Como comentado anteriormente, os amplificadores de linha apresentam valores de ganho e de potência de saída intermediários entre os *booster* e pré-amplificadores, sendo valores típicos de potência do sinal de entrada de -20 dBm. A Figura 2.10 (a), ilustra a posição de um amplificador de linha em um sistema de comunicações ópticas.

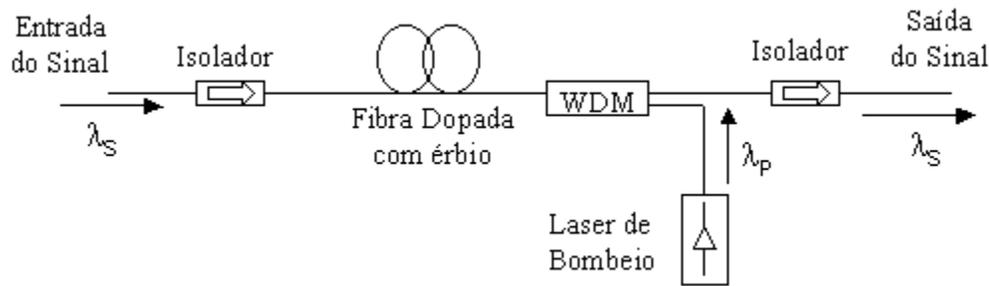
### 2.3.4 Circuitos ópticos dos EDFAs

Para conseguirmos um melhor desempenho dos amplificadores, seus circuitos ópticos podem ser alterados, tais alterações vão desde características da dopagem das fibras com érbio de forma a proporcionarem ganhos maiores e mais uniformes para os comprimentos de onda, modificações no esquema do circuito óptico (disposição dos componentes no circuito óptico dos EDFAs e inserções de novos componentes ópticos), visando a adequação do mesmo para as aplicações em redes WDM.

Dentre estas modificações do circuito ópticos dos amplificadores, uma modificação importante é a posição do laser de bombeio no circuito óptico. O bombeio posicionado de modo co-propagante, contra-propagante ou bidirecional modificam substancialmente o desempenho do comportamento do amplificador.

A Figura 2.2, ilustra a configuração básica de um EDFA, com bombeio co-propagante, devido ao sinal a ser amplificado e o sinal de bombeio, propagarem na mesma direção. Esta configuração de bombeio apresenta uma baixa figura de ruído, sendo indicada para o desenvolvimento de pré-amplificadores ou amplificadores de linha.

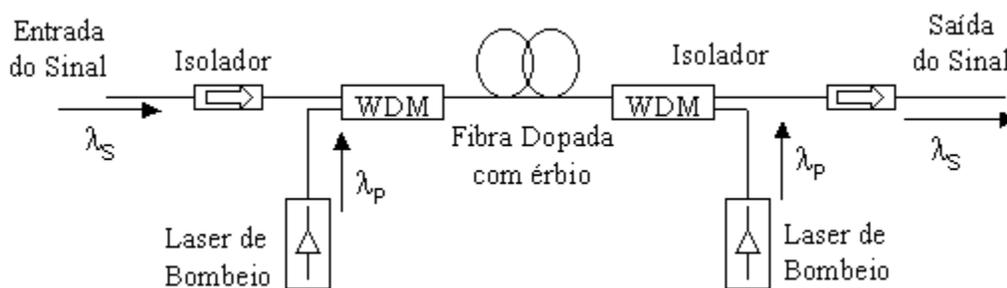
A Figura 2.11, ilustra a configuração de um EDFA com bombeio contra-propagante, devido ao sinal propagar-se no sentido inverso ao do bombeio, dessa maneira o bombeio se localiza na saída da fibra dopada com érbio. Esta configuração de bombeio apresenta uma alta potência de saída, devido uma maior concentração de bombeio na saída da fibra dopada, sendo indicada para o desenvolvimento de amplificadores de potência.



**Figura 2.11 – EDFA com bombeio contra-propagante [14].**

A Figura 2.12, ilustra a configuração de um EDFA com bombeio bidirecional, resultado da propagação do bombeio nas duas direções possíveis: co e contra-propagante.

Para o desenvolvimento de um amplificador com bombeio bidirecional, diferentemente das configurações anteriores, torna-se necessário um conjunto adicional de laser de bombeio e acoplador WDM, ou somente mais um acoplador WDM e um divisor de potência do laser de bombeio, redirecionando para dois acopladores WDM em cada extremidade da fibra. Esta configuração de bombeio apresenta alto ganho e alta potência de saída, sendo indicada para amplificadores de potência ou amplificadores de linha.



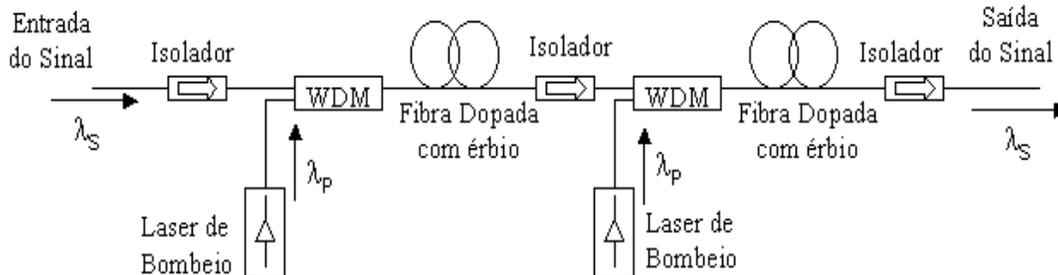
**Figura 2.12 – EDFA com bombeio bidirecional [14].**

Um amplificador ideal possui um alto ganho aliado a uma baixa figura de ruído. Porém, as configurações apresentadas acima não conseguem atingir ambas as características.

Podemos desenvolver um circuito óptico de um amplificador para se aproximar destas características, utilizando mais que um estágio de amplificação com fibra dopada com érbio, conjugando os circuitos ópticos discutidos anteriormente. Este amplificador é denominado de amplificador de múltiplos estágios.

Sua vantagem é a redução do nível de ruído entre os múltiplos estágios através do uso de filtros ou isoladores ópticos. Um filtro sintonizado na banda de comprimento de onda dos sinais de entrada, reduz o nível de ASE entre o primeiro e o segundo estágio, consequentemente o segundo estágio aplica um maior ganho aos sinais devido ao desacoplamento de parte do ruído (ASE). Da mesma forma a utilização de um acoplador óptico entre o primeiro e segundo estágio bloqueia a propagação da ASE retroespalhada do segundo estágio, evitando a redução de ganho dos sinais efetivos no primeiro estágio devido à diminuição de potência de ASE no mesmo, evitando assim sua saturação.

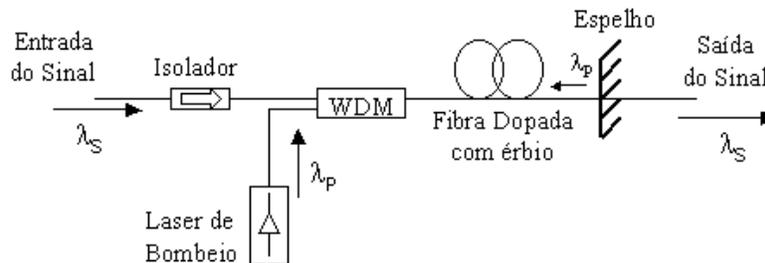
Entre as diversas formas de projeto de amplificadores de múltiplos estágios, a Figura 2.13 ilustra um amplificador de múltiplos estágios, com dois estágios e dois bombeios co-propagantes.



**Figura 2.13 – EDFA com dois estágios e bombeios co-propagante [14].**

Outras configurações de circuitos ópticos para EDFAs que utilizam o reaproveitamento do bombeio, utilizam elementos reflexivos em sua topologia, otimizando a capacidade da fibra e atingindo resultados superiores aos de outras configurações [11]. Os amplificadores reflexivos têm como característica o aumento do ganho em relação às configurações

convencionais [15]. A Figura 2.1 ilustra, o amplificador reflexivo com reflexão de bombeio.



**Figura 2.14 – EDFA reflexivo com reflexão de bombeio [14].**

## 2.4 Modelagem da Resposta Dinâmica dos EDFAs

Nesta seção, apresentamos as equações básicas para um sistema de três níveis, identificando os mecanismos que realizam a amplificação de sinais em vários comprimentos de ondas em um EDFA. Em seguida apresentamos o modelo matemático da resposta dinâmica dos EDFAs realizado em [16], onde a dependência do ganho com o tempo é considerada, e descrevemos o modelo em uma única equação diferencial ordinária para um EDFA com um número arbitrário de canais, diferentes níveis de potência e diferentes direções de propagação. Devido à dinâmica do EDFA ser descrito por uma equação diferencial ordinária, somente esta precisa ser resolvida para obtermos o comportamento dinâmico do EDFA, tornando bem mais simples que os modelos anteriores [14] que necessitavam de um conjunto de equações diferenciais parciais. Este modelo está de acordo com os dados obtidos experimentalmente e pode ser muito útil no estudo dos transientes de potência em redes ópticas com amplificadores a fibra dopada com érbio.

A Figura 2.15, ilustra o diagrama de transição de níveis em um sistema de três níveis de energia. Utilizaremos este diagrama para desenvolvermos as equações de taxa do Érbio no EDFA (para o bombeio operando em 980 nm).

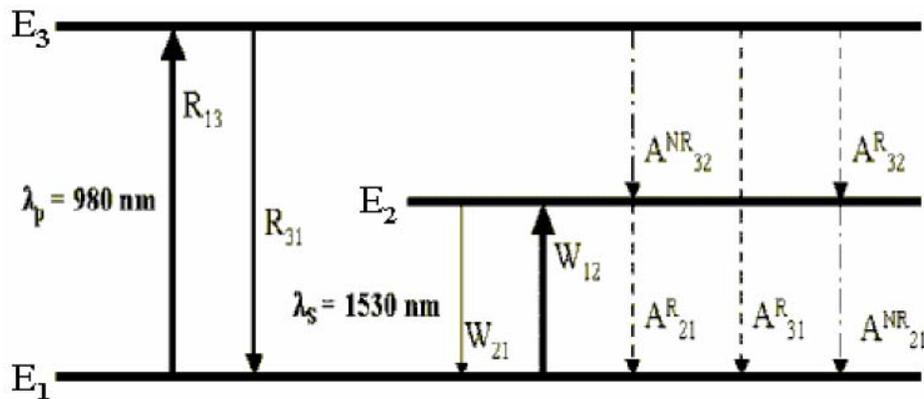


Figura 2.15 – Diagrama de três níveis para a fibra dopada com érbio [3].

Para esta análise, supomos que o núcleo da fibra se comporte como um composto de vidro de sílica dopada somente com érbio (desconsiderando os outros dopantes), com dimensões físicas consideradas invariantes ao longo de seu comprimento. Na Figura 2.15 são indicados os níveis de energia mais relevantes, as transições que levam em conta o comprimento de onda do bombeio, que ocorrem quando os portadores do nível  $E_1$  absorvem energia do bombeio e são excitadas para o nível  $E_3$  (taxa de absorção do bombeio  $R_{13}$ ), quando os portadores do nível  $E_3$  decaem estimuladamente para o nível  $E_1$  (emissão estimulada do bombeio  $R_{31}$ ), e quando o decaimento do nível  $E_3$  para o nível  $E_1$  é espontâneo (taxa de emissão espontanea radiativa do bombeio  $A_{31}^R$ ). As transições que levam em conta o comprimento de onda do sinal transmitido são identificadas pela taxa de absorção do sinal  $W_{12}$ , a taxa de emissão estimulada do sinal  $W_{21}$ , e taxa de emissão espontânea radiativa do sinal  $A_{21}^R$ . As outras transições representadas na Figura 2.15, ocorrem de forma radiativa, identificada pela taxa de emissão radiativa entre os níveis 3 e 2,  $A_{32}^R$ , e de forma não-radiativa, identificadas pela taxa de transição não radiativa entre os níveis 3 e 2,  $A_{32}^{NR}$  e entre os níveis 2 e 1,  $A_{21}^{NR}$ . Seja a população total de portadores dos íons de érbio no núcleo da fibra  $N_0$  ( $m^{-3}$ ), temos:

$$N_0 = N_1 + N_2 + N_3, \quad (2.4)$$

onde as populações de portadores no estado fundamental para cada nível são representados por  $N_1$ ,  $N_2$  e  $N_3$ , respectivamente denominados os estados de energia fundamental, metaestável e de bombeio. Caso ocorra uma excitação do sistema através do bombeio, temos a migração de portadores do nível fundamental para o nível de bombeio, como os portadores estão agora em um nível mais alto de energia, os mesmos tendem a voltar ao seu nível de origem, através do decaimento indireto (passando por níveis intermediários) ou direto, retornando ao seu nível fundamental. Existem duas possibilidades para o decaimento dos portadores, o decaimento radiativo e não radiativo. O decaimento radiativo  $A_{31}^R$ , e o decaimento não radiativo  $A_{31}^{NR}$ , das taxas de emissão espontânea no nível de bombeio são definidos por:

$$A_3^R = A_{32}^R + A_{31}^R, \quad (2.5)$$

$$A_3^{NR} = A_{32}^{NR}, \quad (2.6)$$

Para o caso do érbio, podemos considerar o nível de bombeio não radiativo como predominante, de forma que  $A_{32}^{NR} \gg A_{31}^R$ , onde  $A_{31}^R$  é aproximadamente igual a 0. Se a taxa de emissão espontânea total do nível de bombeio for definida pela soma de  $A_{31}^{NR}$  da Equação (2.6) e  $A_{31}^R$  da Equação (2.5), então:

$$A_3 \cong A_{32}^{NR} = A_{32}, \quad (2.7)$$

De maneira análoga, a taxa de emissão espontânea total no nível meta-estável é definida pela soma das taxas radiativa com a não radiativa neste nível, e dado que no nível meta-estável as emissões espontâneas são predominantemente radiativas temos que:

$$A_2 \cong A_{21}^R = A_{21}, \quad (2.8)$$

Dadas às equações descritas anteriormente, lembrando do fato que a densidade de átomos no interior do núcleo é considerada constante ao longo da fibra dopada, e que a fibra possui um perfil homogêneo, com base na Figura 2.15, obtemos as equações de taxa para os três níveis de energia que estão envolvidos no mecanismo de amplificação [17]:

$$\frac{dN_1}{dt} = -R_{13}N_1 + R_{31}N_3 + A_{21}N_2 + W_{21}N_2 - W_{12}N_1, \quad (2.9)$$

$$\frac{dN_2}{dt} = A_{32}N_3 - A_{21}N_2 + W_{12}N_1 - W_{21}N_2, \quad (2.10)$$

$$\frac{dN_3}{dt} = R_{13}N_1 - R_{31}N_3 - A_{32}N_3, \quad (2.11)$$

Na Equação 2.9, podemos observar que no eixo do tempo, os portadores do nível 1 diminuem por absorção, devido à presença do bombeio ( $R_{13}N_1$ ) e do sinal ( $W_{12}N_1$ ), em contrapartida os mesmos aumentam decorrentes dos decaimentos estimulados do bombeio ( $R_{31}N_3$ ) e do sinal ( $W_{21}N_2$ ) e com o decaimento espontâneo do nível 2 ( $A_{21}N_2$ ). Na Equação 2.10, no eixo do tempo observamos que os portadores do nível 2 aumentam 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 ( $W_{12}N_1$ ). Porém, os portadores do nível 2 diminuem, devido as emissões espontâneas do nível 2 para o nível 1 ( $A_{21}N_2$ ) e as emissões estimuladas pelo sinal ( $W_{21}N_2$ ). Finalizando a análise das equações de taxas, na Equação 2.11, no eixo do tempo observamos que os portadores do nível 3 aumentam devido a presença dos

portadores excitados pelo bombeio ( $R_{13}N_1$ ), mas decaem, 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 ( $A_{32}N_3$ ).

Para os modelos de análise do estado estacionário do EDFA, supomos que as densidades de portadores para os três níveis de energia são constantes ao longo do tempo. Assim podemos anular as variações temporárias dos portadores nas Equações 2.9 a 2.11, obtendo um sistema de três equações com três incógnitas, e realizando algumas manipulações algébricas, obtemos o comportamento estacionário da população de portadores nos respectivos níveis de energia. Contudo este modelo estacionário não descreve completamente o comportamento de um EDFA nas redes ópticas, devido a não descrição da dependência temporal da densidade de portadores em função da variação de potência do EDFA em estudo, ou seja, não conseguimos obter o comportamento da variação de potência no EDFA através do modelo de estado estacionário.

Desde o advento dos EDFAs, tivemos como objeto de intensa pesquisa suas propriedades físicas e sua modelagem [17], mas devido ao seu tempo de resposta lento com relação às taxas de transmissão dos sinais no mesmo, sua transparência à interferência de canais, e dado que as redes ópticas inicialmente implementadas possuíam uma arquitetura ponto a ponto fixas, sem inserção e remoção de canais ao longo da rota, não tínhamos variações bruscas de potências nas redes ópticas implementadas, tornando desnecessário um estudo mais aprofundado das penalidades inseridas por estes tipos de variações de potências nestas redes ópticas, pelos EDFAs inseridos na mesma. O crescimento do interesse a cerca do comportamento dinâmico da variação de potência do EDFA, se deram devido à implementação de redes ópticas WDM com elementos de reconfiguração de comprimentos de onda (que realizam inserções e remoções de comprimentos de onda ao longo da rota), que através das operações de inserções e remoções de novos comprimentos de onda na rede óptica, os efeitos dinâmicos decorrente da variação de potência na entrada do EDFA, geram a necessidade da minimização das penalidades causadas por estes efeitos dinâmicos nas redes ópticas.

Os modelos numéricos que descrevem a resposta dinâmica dos EDFAs com relação as variações de potência de entrada, são formados por um conjunto de equações diferenciais

com algumas condições de contorno [17]-[18]. Porém para o caso de sistemas com múltiplos comprimentos de onda, a quantidade destas equações diferenciais aumenta significativamente, e ainda considerando as componentes espectrais da ASE contra e co-propagantes, estas tornam a resolução do modelo extremamente longa, exigindo um grande esforço computacional, especialmente para análise de sistemas ópticos com extensa cascata de EDFAs. Baseado neste contexto, um modelo capaz de satisfazer as características das variações dinâmicas do ganho do EDFA, e predição do comportamento dos comprimentos de ondas transmitidos durante as variações de potências dos sistemas ópticos, foi desenvolvido em [16], sendo a extensão do modelo desenvolvido em [19]-[20], no qual várias expressões analíticas são utilizadas para descrição do comportamento de sinais WDM que atravessam o EDFA. O modelo desenvolvido em [16], mostra que sob um determinado conjunto de condições que são geralmente satisfeitas na prática por sistemas WDM, o complicado e vasto conjunto de equações diferenciais dos modelos numéricos existentes podem ser reduzidos a uma única equação diferencial ordinária, diminuindo significativamente o esforço computacional, e servindo como base para o estudo dos efeitos dinâmicos decorrentes das variações de potências nos EDFAs em redes ópticas.

Descrevemos abaixo em maiores detalhes o modelo desenvolvido em [16], com o objetivo de uma melhor compreensão do comportamento da variação dinâmica da potência de saída, em EDFAs decorrente dos aumentos e diminuições bruscas da potência de entrada (inserções e remoções de comprimentos de onda), para auxiliar no desenvolvimento de um método de supressão de transientes para EDFAs inseridos em redes ópticas reconfiguráveis de nova geração.

### **Derivação analítica**

Começamos o desenvolvimento do modelo, derivando a equação de taxa e fótons, assumindo que não temos nenhuma absorção do nível meta-estável; O ganho espectral é homogeneamente alargado (o ganho aplicado será igual ao longo de todo o espectro, ou seja, desconsideramos a não homogeneidade do ganho), e o amplificador não atinge a auto-saturação através de sua própria emissão espontânea amplificada (ASE). Essas condições

são satisfeitas quando o ganho é menor que 20 dB ou quando as potências de entrada são suficientemente altas, o que normalmente acontece nos sistemas WDM.

Tomando como base estas condições, a equação de taxa para fração dos átomos no nível meta-estável  $N_2(z,t)$  é

$$\frac{\partial N_2(z,t)}{\partial t} = -\frac{N_2(z,t)}{\tau} - \frac{1}{\rho S} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z}, \quad (2.12)$$

e a equação do fóton para o  $k$ -ésimo canal é

$$\frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} = \rho u_k \Gamma_k [(\sigma_k^e + \sigma_k^a) N_2(z,t) - \sigma_k^a] P_k(z,t), \quad (2.13)$$

onde  $\rho$  é a densidade dos átomos ativos no núcleo da fibra de seção transversal  $S$ , e  $\tau$  é o tempo de vida espontâneo do nível meta-estável. Existem  $N$  canais ópticos, cada um com comprimento de onda  $\lambda_k$  e potência ótica  $P_k(z,t)$  na posição  $z$  e no tempo  $t$ , com fator de confinamento  $\Gamma_k$  e seção transversal de emissão e absorção  $\sigma_k^e$  e  $\sigma_k^a$  respectivamente. As potências óticas do bombeio e sinais são expressas em unidades de números de fótons por unidade de tempo. Feixes de luz viajam ao longo do eixo  $z$  na direção de 0 para  $L$  que é o comprimento da fibra dopada com Érbio, indicado por  $u_k = +1$ , e feixes de luz trafegando no sentido inverso são indicados por  $u_k = -1$ . A fração da população no nível meta-estável  $N_2(z,t)$  e do nível fundamental  $N_1(z,t)$  satisfazem a relação,  $N_1(z,t) + N_2(z,t) = 1$ .

O nível de população meta-estável pode ser determinado a partir da Equação 2.13, e substituída na Equação 2.12, dessa forma obtemos

$$u_k \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{1}{P_k} \frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} \right) = -u_k \left( \frac{1}{P_k} \frac{\partial P_k(z,t)}{\partial z} \right) - \frac{1}{P_k S} \sum_{j=1}^N u_j \frac{\partial P_j(z,t)}{\partial z} - \alpha_k, \quad (2.14)$$

onde  $\alpha_k = \rho \Gamma_k \sigma_k^a$  é a constante de absorção e  $P_k^{IS} = S/\Gamma_k(\sigma_k^a + \sigma_k^e)$   $\tau$  é a saturação intrínseca de potência do  $k$ -ésimo canal. Depois de integrarmos no eixo  $z$  de 0 a  $L$ , temos

$$\tau \frac{d}{dt} \left( \ln \frac{P_k^{out}(t)}{P_k^{in}(t)} \right) = - \ln \frac{P_k^{out}(t)}{P_k^{in}(t)} - \frac{1}{P_k^{IS}} \sum_{j=1}^N - [P_j^{out}(t) - P_j^{in}(t)] - \alpha_k L, \quad (2.15)$$

onde  $P_k^{in}(t)$  e  $P_k^{out}(t)$  são as entradas e saídas de potência do  $k$ -ésimo canal no tempo  $t$ . Agora introduzindo o parâmetro de ganho geral  $G_k(t) = \ln[P_k^{out}(t)/P_k^{in}(t)]$  e a constante total de absorção  $A_k = \alpha_k L$ , podemos reescrever a Equação 2.15 da seguinte forma:

$$P_k^{IS} \left[ \tau \frac{dG_k(t)}{dt} + G_k(t) + A_k \right] = - \sum_{j=1}^N P_j^{in}(t) [\exp(G_j(t)) - 1], \quad (2.16)$$

que representa o conjunto de equações diferenciais ordinárias derivadas a partir do conjunto inicial de equações parciais diferenciais 2.12 e 2.13. Dado as potências de entrada  $P_k(t)$  e as condições iniciais  $G_k(0) = G_k^0$  para todos os canais  $k = 1, 2, 3, \dots, N$ , a equação 2.16 pode ser numericamente solucionada.

Este conjunto de equações ordinárias diferenciais na Equação 2.16 pode ser brevemente reduzido a uma única equação. Desde que o lado direito da Equação 2.16 seja o mesmo para todos os canais, combinamos quaisquer duas equações para canais  $k$  e  $j$  e obtemos:

$$\tau \frac{dG_{kj}(t)}{dt} + G_{kj}(t) + A_{kj} = 0, \quad (2.17)$$

onde  $G_{kj}(t) = P_k^{IS} G_k(t) - P_j^{IS} G_j(t)$  e  $A_{kj} = P_k^{IS} A_k - P_j^{IS} A_j$ . A solução para esta equação diferencial de primeira ordem é obtida,  $G_{kj}(t) = (G_{kj}^0 + A_{kj}) \exp(-t/\tau) - A_{kj}$ , onde  $G_{kj}^0 = P_k^{IS} G_k^0 - P_j^{IS} G_j^0$  é determinado pela condição inicial. Então o ganho no  $j$ -ésimo canal pode ser expresso em termos do ganho no  $k$ -ésimo canal:

$$P_j^{IS} G_j(t) = P_k^{IS} G_k(t) - (G_{kj}^0 + A_{kj}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + A_{kj}, \quad (2.18)$$

Finalmente, obtemos a equação diferencial ordinária desacoplada substituindo o termo da Equação 2.18 na Equação 2.16:

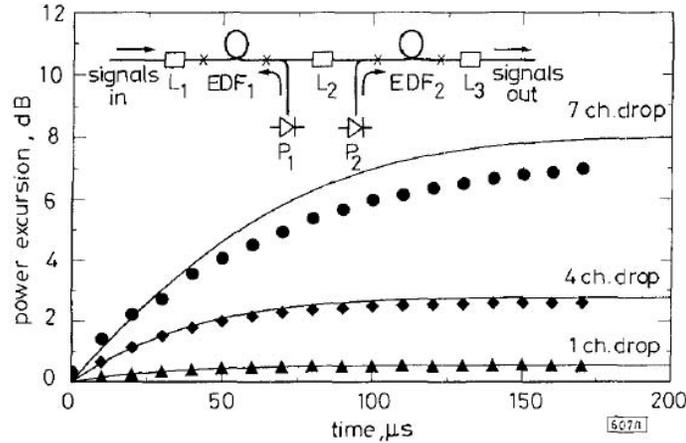
$$\tau \frac{d}{dt} P_k^{IS} G_k(t) + P_k^{IS} G_k(t) + P_k^{IS} A_k = - \sum_{j=1}^N P_j^{in}(t) \left\{ \exp \left[ \frac{P_k^{IS} G_k(t) - (G_{kj}^0 + A_{kj}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + A_{kj}}{P_j^{IS}} \right] - 1 \right\}, \quad (2.19)$$

Uma vez calculado o ganho para qualquer canal  $k$  através da equação acima, o ganho para qualquer outro canal pode ser obtido a partir da Equação 2.18. Se o EDFA está inicialmente em estado estacionário em  $t = 0$ , temos  $G_{kj}^0 + A_{kj} = 0$  nas equações 2.18 e 2.19.

### Simulação numérica

Em princípio, tanto a equação diferencial ordinária acoplada 2.16 ou a equação diferencial ordinária desacoplada 2.19 podem ser utilizadas para simular a dependência do tempo do ganho do EDFA e das potências óticas. Para sistemas WDM com vários canais, a Equação 2.19 possui uma vantagem sobre a Equação 2.16, com relação a eficiência do cálculo; cada canal adicional requer somente uma expressão adicional somada no lado direito da Equação 2.19, para equação 2.16 seria requerido uma equação adicional incrementando o tamanho do sistema de equações diferenciais ordinárias acopladas. Por conveniência, foi designado o canal de bombeio sendo  $k = 1$  que é calculado primeiro.

O modelo descrito anteriormente é utilizado para simular a excursão da potência de saída do canal sobrevivente quando um ou mais dos canais de entrada de um EDFA são retirados. A estrutura do EDFA de dois estágios simulado é ilustrado na Figura 2.16 . Um experimento descrito em [2], foi utilizado neste EDFA para realizar o estudo da excursão da potência do canal sobrevivente quando, 1, 4 e 7 canais são retirados de um total de 8 canais de entrada. Cada canal possui uma potência de -2dBm e o ganho do EDFA é de 9dB. Um laser DFB em 1552.4 nm foi utilizado para simular o canal sobrevivente e um laser de 1557.9 nm para simular a queda dos canais. O coeficiente de absorção  $\alpha_k$  e a potência de saturação intrínseca  $h\nu P_k^{IS}$  para o bombeio de 980 nm para os dois sinais de entrada são 0.257, 0.145 e 0.125m, e 0.440, 0.197 e 0.214mW, respectivamente. Pode ser visto na Figura 2.16 [14] que os resultados das simulações estão de acordo com os dados experimentais sem nenhum ajuste dos mesmos. Com exceção de uma diferença de 0.9 dB para o caso da retirada de 7 canais de entrada. Esta discrepância tende a aumentar devido ao estado de absorção do bombeio excitado em altas potências de bombeio.



**Figura 2.16 – Comparação entre teoria e experimento para a excursão de potência do canal sobrevivente de um amplificador com dois estágios quando 1, 4 e 7 canais são retirados da entrada do amplificador [14].**

## 2.5 Redes Ópticas Reconfiguráveis

Nesta seção discute-se os aspectos teóricos das redes ópticas reconfiguráveis, descrevendo os elementos utilizados nas mesmas, para proverem a reconfiguração dos comprimentos de ondas, e os efeitos dinâmicos causados pela reconfiguração de canais ópticos na rede óptica reconfigurável. No fim desta seção é ilustrado um exemplo de uma rede óptica reconfigurável de nova geração.

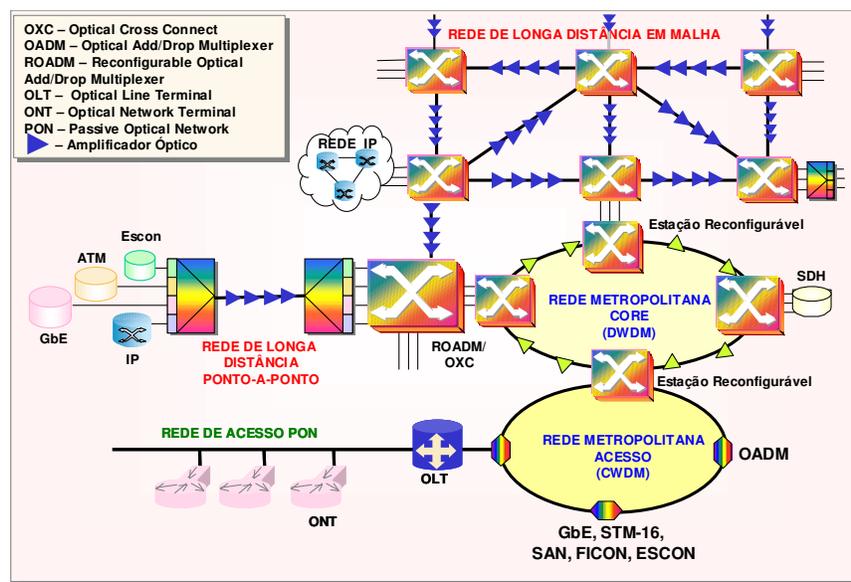
Redes ópticas com roteamento de comprimento de onda (canais ópticos) proporcionam aos sistemas de comunicações uma melhor utilização de sua capacidade de transmissão, otimizando a utilização das fibras ópticas disponíveis nos backbones. Neste tipo de rede, o provisionamento, proteção e restauração de caminhos ópticos são processos dinâmicos e automáticos. Estas funções são realizadas através de elementos capazes de promover a inserção e remoção de sinais em determinados pontos da rede, proporcionando um elevado grau de reconfigurabilidade da mesma [21].

Na implementação de uma rede óptica com multiplexação de comprimentos de onda (redes WDM), o provisionamento e reconfiguração das rotas que a compõem, representam uma necessidade fundamental. Principalmente, no âmbito das redes metropolitanas, onde os serviços de transporte de alta capacidade voltados para as grandes áreas de negócios, exibem altos custos, que em sua maior parte devem-se à configuração manual da rede, normalmente realizada através de OADMs fixos. Assim, faz-se necessário o provisionamento de comprimentos de onda em anéis DWDM metropolitanos e nos backbones de acesso, a custos bem menores que os oferecidos com a tecnologia atualmente disponível.

Os ROADMs, se apresentaram como um dos principais elementos para reconfiguração remota e automática na camada óptica, elevando significativamente o nível de configurabilidade das redes ópticas, as posicionando como redes ópticas de nova geração ou redes ópticas ágeis. A configurabilidade trazida pelos ROADMs torna necessária a adequação do dispositivos de amplificação óptica, os EDFAs, pois em redes reconfiguráveis o nível de potência de entrada ao logo da rede varia de acordo com a reconfiguração da mesma, além da necessidade mais crítica de outros dispositivos como

equalizadores de potência, bloqueadores de comprimento de onda, *transponders* sintonizáveis, entre outros.

A Figura 2.17, ilustra um exemplo de uma rede óptica reconfigurável que utiliza o elemento ROADM dentro de um sistema óptico, composto por redes de acesso, rede metropolitana em anel e redes de longa distância em malha. Como se pode verificar a reconfiguração proporcionada pelas redes ópticas reconfiguráveis, não contemplam apenas tecnologias associadas às redes de nova geração, sendo abrangente também às redes ponto-a-ponto, que de forma transparente podem ser adicionadas às estas redes de nova geração, caracterizando os elementos de reconfiguração totalmente óptico, como uma tecnologia capaz de agregar o tráfego legado (*alien wavelengths*) de forma eficiente.



**Figura 2.17 – Rede óptica reconfigurável de nova geração baseada em ROADMs**

Nesse contexto, o termo “Redes ópticas reconfiguráveis” define uma rede DWDM reconfigurável dinamicamente projetada para suportar aplicações avançadas na camada óptica (comprimento de onda) com uma significativa redução de custos. A natureza da reconfiguração dinâmica da rede oferece vantagens de custo e competitividade únicas. Possibilitando aos provedores de serviços de comunicações um uso mais eficiente, com maior escalabilidade da capacidade da rede, através do rápido e fácil mecanismo do

provisionamento, e a possibilidade de modificação da topologia da rede através de simples comandos no sistema de gerenciamento remoto da mesma, contra os demasiados esforços demandados para execução de uma reconfiguração em uma rede WDM não reconfigurável.

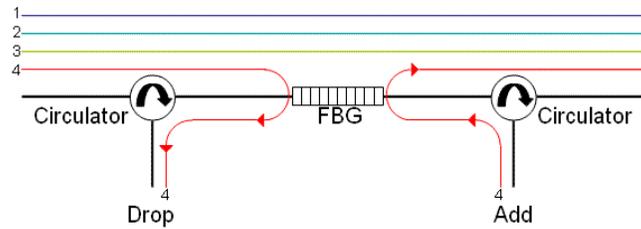
### 2.5.1 Elementos de Reconfiguração

Nesta subseção citamos os elementos que provêm reconfiguração na camada óptica das redes WDM reconfiguráveis. Entre estes elementos podemos destacar o elemento de configuração de roteamentos de comprimentos de onda fixos, os OADMs, e os elementos de configuração de roteamentos de comprimentos de ondas dinâmicos, os OXCs e ROADMs. Ao longo desta seção, descrevemos em maiores detalhes, as características de cada um destes elementos de reconfiguração de rotas ópticas.

#### OADM (*Optical Add/Drop Module*)

Um módulo óptico de inserção/remoção (OADM), é um dispositivo utilizado em redes ópticas WDM para multiplexar e/ou rotear comprimentos de onda, inserindo ou removendo um determinado comprimento de onda na fibra óptica do sistema WDM. Os termos adição e remoção se referem à capacidade do equipamento de adicionar/remover um ou mais comprimentos de onda em um sinal WDM existente, roteando estes sinais para um outro caminho de rede. Um OADM pode ser considerado como um tipo de *cross-connect* óptico fixo.

Um OADM tradicional consiste em três estágios: um demultiplexador óptico, um multiplexador óptico, e entre eles um meio de reconfiguração do caminho, para adições e remoções de sinais ópticos. A Figura 2.18, ilustra um OADM onde o meio de roteamento consiste em uma grade de Bragg e dois circuladores.



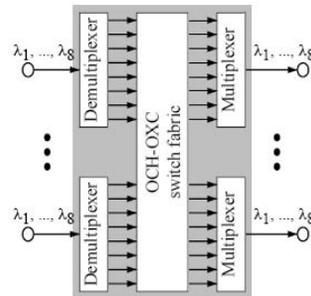
**Figura 2.18 – OADM que utiliza como meio de roteamento grades de Bragg e dois circuladores.**

### **OXC (*Optical Cross Connect*)**

Existem duas maneiras de desenvolver um *cross connect* óptico. Uma delas através da conversão de todos os sinais ópticos após passagem pelo demultiplexador para o domínio elétrico, daí os sinais eletrônicos são roteados (através de um switch elétrico) e convertidos novamente para o domínio óptico através de lasers modulados, finalmente retornando ao domínio óptico, devidamente roteados. Porém este tipo de implementação possui um fator limitante devido aos circuitos eletrônicos possuírem uma largura de banda bem reduzida com relação à largura de banda da fibra, e mesmo que seja possível conseguir uma eletrônica com a mesma largura de banda dos canais ópticos, o OXC eletrônico não é transparente aos protocolos de rede utilizados. Uma grande vantagem do OXC eletrônico é que os sinais ópticos são regenerados e deixam o nó livres de perdas por atenuação e dispersão. Um OXC eletrônico é chamado de OXC opaco.

Outro tipo de OXC desenvolvido é o OXC totalmente óptico ou OXC transparente. Neste OXC, os sinais são demultiplexados, passados por um módulo de chaveamento de canais ópticos, e após o chaveamento os sinais são multiplexados através de um multiplexador para fibra de saída da rede óptica. As características positivas do OXC totalmente óptico é sua transparência a taxa de transmissão e ao protocolo de rede do canal. Sua desvantagem está na queda da qualidade do sinal (atenuação), do mesmo que passa através do OXC totalmente óptico, onde o nível de atenuação do sinal é proporcional a quantidade de canais que o OXC pode rotear, e com a tecnologia de desenvolvimento dos módulos de chaveamento óptico atuais, OXCs para sistemas superiores a oito canais são

impraticáveis [14] devido as perdas adicionadas pelo módulo óptico de chaveamento ao sinal. A Figura 2.19 ilustra o esquema de um OXC totalmente óptico.



**Figura 2.19 – OXC totalmente óptico.**

### **ROADM (*Reconfigurable Optical Add/Drop Module*)**

Os ROADMs representam um avanço tecnológico aos sistemas ópticos baseados em SONET/SDH, e não um substituidor destas tecnologias. Utilizando ROADMs o método de organização do SONET/SDH é modificado, ou seja, em apenas um par de fibras torna-se possível, de forma transparente, a utilização de 32 ou 40 canais entre quaisquer pontos de acesso do anel, sem pré-definição de canais ou qualquer reconfiguração manual.

Os ROADMs além da funcionalidade de reconfiguração, provêm de forma integrada aos módulos de inserção e remoção que os compõem, funções de equalização automática por comprimento de onda, e monitoração por canal do sinal multiplexado, capazes de suportarem uma série de alarmes que facilitam o gerenciamento da rede óptica, além de proporcionar a elaboração de esquemas de proteção na camada óptica.

As diferentes tecnologias utilizadas na fabricação dos ROADMs (PLC – *Planar Lightwave Circuit*, WSS – *Wavelength Selectable Switch*, entre outras) possibilitam flexibilidade, tornando possível a utilização dos ROADMs nas mais diversas configurações de uma rede óptica. Topologias como rede em anel, em barramento ou uma rede em malha, são suportadas pelos ROADMs sem a necessidade de conversão óptica-elétrica-óptica.

A tecnologia necessária para implementação de ROADMs baseia-se em componentes discretos conhecidos como atenuadores ópticos variáveis, *splitters*, chaves ópticas, multiplexadores e demultiplexadores, já existentes no mercado há um tempo razoável. No entanto, existe uma grande dificuldade de integração destes componentes em um produto compacto. Porém, após poucos anos, a tecnologia de fabricação evoluiu significativamente, sendo o problema de compactação e produção em escala melhorada significativamente através do avanço de tecnologias como a PLC [22] e WSS [23]. Nos ROADMs baseados em PLC uma placa (*wafer*) de silício, todos os componentes ópticos necessários são integrados e interligados, tornando possível uma manufatura confiável e em grande escala. Outras tecnologias, como as que se baseiam em MEMs (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) e bloqueadores de comprimento de onda (*Wavelength Blockers*), encontram sérias barreiras relacionadas a confiabilidade e processo de manufatura, porém continuam em contínua evolução.

Uma das grandes vantagens obtidas através dos ROADMs sobre os OXCs totalmente ópticos surgiu, devido ao processo de integração dos componentes do ROADM não inserirem uma perda por atenuação tão grande quanto as inseridas pelos OXCs ópticos, de forma que os ROADMs permitem redes ópticas reconfiguráveis de 32 ou 40 canais contra OXCs que permitem redes WDM de no máximo 8 canais.

### 2.5.3 Efeitos Dinâmicos

Dentre os principais efeitos dinâmicos que ocorrem no EDFA trabalhando em uma rede óptica reconfigurável, o principal, e que nesta tese trabalhamos para reduzi-lo, ocorre durante o evento de reconfiguração de canais na rede óptica. Fato que com o advento dos ROADMs se torna muito mais freqüente que nas redes anteriores que não possuíam elementos de reconfiguração controlados remotamente.

Caso o evento de reconfiguração dos canais execute a adição ou remoção de novos canais na rede óptica, ocorre uma variação de potência ao longo de todas as entradas dos

---

EDFAs constituintes da cadeia de amplificadores ópticos deste enlace, gerando uma variação de potência nos canais presentes após o evento de reconfiguração.

Caso o evento seja uma adição de canais, o mesmo faz com que a saída do EDFA reduza o ganho transmitido aos canais sobreviventes, de modo que ao final da propagação destes sinais na rede, resulte em um nível de potência por canal inferior ao limiar de detecção do receptor do equipamento terminal de comunicação, e conseqüentemente resulte na perda do sinal transmitido.

Caso o evento seja uma remoção de canais, o mesmo faz com que saída do EDFA eleve o ganho transmitido aos canais sobreviventes, de modo que ao final da propagação destes sinais na rede, resulte em um nível de potência dos canais muito alto, acima do nível permitido a ser recepcionado no equipamento terminal, resultando em uma deterioração na taxa de erros.

Com o advento dos EDFAs com controle de ganho (maiores detalhes no Capítulo 3) este efeito dinâmico da variação de potência nas redes ópticas reconfiguráveis passa de um efeito permanente para um efeito transitório, ou seja, acontece somente durante o intervalo de tempo no qual o controle de ganho não consegue atuar efetivamente no EDFA. Como nos EDFAs com controle de ganho desenvolvidos atualmente o aspecto do tempo de controle de ganho não é levado em conta, existe um intervalo de tempo no qual a deterioração do sinal existe, e que ocorre a cada evento de reconfiguração de canais executado na rede óptica reconfigurável. Como em redes com ROADMs estes eventos acontecem com frequência, se torna necessário o desenvolvimento de um EDFA com controle automático de ganho, que controle o ganho de forma suficientemente rápida, de modo a executar a supressão do transiente de potência, eliminando a possibilidade de deterioração do sinal também durante o tempo transiente do evento de reconfiguração dos canais (maiores detalhes no Capítulo 4).

## Capítulo 3      EDFAs com Controle Automático de Ganho

Devido à forte dependência existente entre ganho e a potência de entrada nos EDFAs, especialmente quando estes trabalham no estado saturado, métodos de controle automático de ganho têm sido empregados, no intuito de eliminar este vínculo [3]. Estes métodos de controle automático de ganho, têm por objetivo minimizar os efeitos causados pelas mudanças aleatórias na potência de entrada dos amplificadores que ocorrem devido à introdução de dispositivos que inserem ou removem canais (*OADMs*), e de dispositivos que alteram o caminho óptico do sinal (*OXC*s e *ROADMs*) em redes com roteamento de canais ópticos.

Como comentado no capítulo anterior, a variação da potência de entrada em um EDFA sem controle automático de ganho, implica em uma redistribuição da amplificação provida aos canais que passam pelo mesmo. No caso da adição de canais nas redes ópticas (aumento da potência de entrada), a amplificação provida anteriormente é redistribuída para todos os canais presentes, reduzindo o ganho por canal dos canais já presente antes do evento de adição, conseqüentemente causando penalidades. No caso da remoção de canais (redução da potência de entrada), a amplificação provida anteriormente é redistribuída para os canais sobreviventes, aumentando o ganho por canal, podendo, estes ultrapassarem o limiar de saturação do fotodetector de recepção, resultando na deterioração do sinal.

Dessa maneira, o ganho dos EDFAs utilizados em sistemas ópticos devem ser estabilizados quando possível, de modo a evitar a presença de grandes flutuações de potência causadas por falha ou reconfiguração da rede. Com este intuito, técnicas de

controle automático de ganho para EDFAs têm sido propostas e demonstradas. Nas seções seguintes, estas técnicas serão descritas. Dado que em grande parte, os controles atuais se preocupam com o controle de ganho para o regime permanente, desconsiderando os efeitos transientes, causados pela atuação do controle de ganho, uma estratégia de controle para supressão destes transientes de potência (habilitando a recepção do sinal mesmo durante o transiente de potência), será proposta.

### ***3.1 Técnicas de Controle Automático de Ganho***

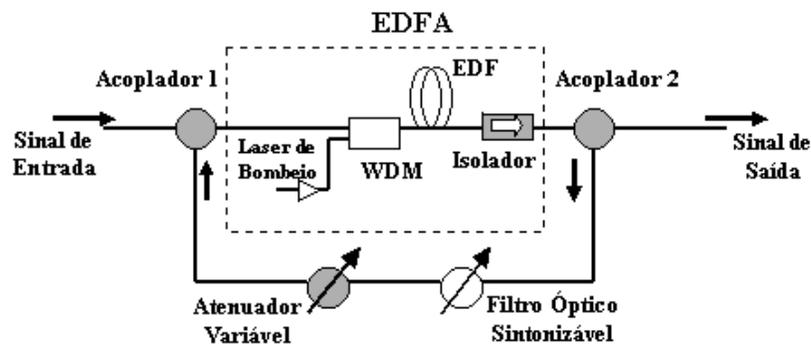
As técnicas de controle de ganho utilizadas atualmente em EDFAs, são brevemente descritas nesta seção. Serão abordadas as técnicas mais utilizadas, tais como a técnica de controle de ganho totalmente óptica, que utiliza somente componentes ópticos para obtenção de um canal de controle, para realização do controle do ganho dos canais sobreviventes na entrada do EDFA. As técnicas de controle de ganho eletrônicas, que se dividem nas técnicas de controle de ganho por realimentação (que executa a leitura das potências de entrada e saída, atuando sobre o laser de bombeio para controle do ganho), técnicas de controle por alimentação adiante (executa atuação no laser de bombeio de acordo com uma curva de caracterização do bombeio versus potência de entrada), e técnicas de controle combinado (que utiliza as duas técnicas eletrônicas anteriores para obtenção de uma melhor resposta no controle de ganho do EDFA).

#### ***3.1.1 Controle de Ganho Totalmente Óptico***

O controle automático de ganho totalmente óptico é uma das técnicas de controle automático de ganho mais estudada, estas compõem uma solução eficiente para a redução das variações de ganho e transientes de potência causados por EDFAs em redes ópticas reconfiguráveis [24]-[27]. De acordo com a literatura, existem dois modos de controle

automático de ganho totalmente óptico. Em ambas, o EDFA é utilizado como meio ativo para a formação de um laser (canal de controle) em um comprimento de onda localizado na banda de amplificação do EDFA. As técnicas diferem apenas em termos dos componentes ópticos utilizados para a formação do sinal de realimentação. A seguir, estes métodos são brevemente descritos.

O primeiro método, consiste em uma realimentação óptica implementada em anel (*loop*), que permite a formação de um canal (laser) de controle óptico, conforme ilustrado na Figura 3.1 [25], [28]–[31].



**Figura 3.1 – Método de controle automático de ganho totalmente óptico utilizando a realimentação óptica [14].**

Esta técnica de controle se baseia em uma realimentação óptica, onde uma parte do sinal de saída do EDFA passa por um filtro óptico sintonizável e um atenuador variável, sendo novamente acoplada a entrada do amplificador. Desta forma, o sinal acoplado, juntamente com os canais transmitidos, são novamente amplificados e amostrados pelo acoplador 2 para um novo ciclo de realimentação. Após vários ciclos, o sinal realimentado (canal de controle) adquire potência suficiente para suplantar as perdas e começar a competir com os canais transmitidos pelo ganho do EDFA. Para um determinado nível de atenuação da realimentação óptica, o canal de controle se torna dominante em termos de potência óptica e, devido à saturação do amplificador, passa a absorver as variações de ganho provocadas pelas variações da potência óptica na entrada do EDFA, mantendo praticamente invariável o ganho dos demais canais presentes no amplificador. O comprimento de onda do canal de

controle é feito através do filtro óptico sintonizável, a partir do ruído de emissão espontânea amplificada (ASE - *amplified spontaneous emission*) do EDFA.

Se a potência na entrada do EDFA é alterada, o ganho do amplificador irá variar se o amplificador estiver operando no estado de saturação. Portanto, de acordo com a oscilação da 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 remanescentes transmitidos (canais sobreviventes). O ganho proporcionado pelo EDFA ao canal de controle é o parâmetro responsável pela formação do mesmo, que corrige as perdas na malha de realimentação, inclusive aquela introduzida pelo atenuador variável. 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. Resumindo, concluímos 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, diminuindo a potência do canal de controle que é realimentada ao 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. Consequentemente, 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, aumentando potência do canal de controle que é realimentada ao amplificador. Sob esta condição, o próprio canal de controle passa a consumir grande parte dos portadores excitados, reduzindo a oferta para os demais canais a serem amplificados. Como resultado, o ganho por canal é reduzido, compensando o aumento inicial provocado pela redução no número de canais.

O outro método de controle de ganho totalmente óptico, também descrito na literatura, possui o mesmo princípio de funcionamento, no entanto, o laser de controle é obtido através da utilização de grades de Bragg (FBG - *fiber Bragg gratings*) na entrada e na saída do EDFA, [32]-[35].

Com a utilização de estruturas totalmente ópticas para controle automático de ganho, verificamos alguns fenômenos indesejados que introduzem imperfeições no processo de controle, inibindo o funcionamento ideal do EDFA controlado. Os principais fatores limitantes são os fenômenos de *spectral hole burning* (SHB) e das oscilações de relaxação (RO). Estes fenômenos são responsáveis pela diferença entre os valores de ganho dos canais sobreviventes antes e depois de variações de potência na entrada do EDFA e pelos transientes de potência que ocorrem durante o intervalo de restabelecimento dos valores de ganho após as variações da potência de entrada [26]-[27].

Analisando a atuação destes dois efeitos, podemos chegar à conclusão de que quanto mais próximo o comprimento de onda de controle estiver dos canais transmitidos, maior a influência das oscilações de relaxação e menor a influência do SHB, e vice-versa, ou seja, quanto mais próximo for o canal de controle dos canais transmitidos, maiores os picos de erro transitório de controle superior (*undershoot*) e inferior (*overshoot*), porém menor é o erro do controle ganho. Dessa maneira, torna-se impossível escolher um comprimento de onda para o canal de controle, de forma a anular a influência de ambos os efeitos simultaneamente.

Porém é importante ressaltar que o controle totalmente óptico possui curtos tempos de transientes (em torno de no máximo 100  $\mu$ s), mas em contrapartida possui uma faixa de controle limitada para níveis de sinal de entrada altos, por necessitar de uma alta potência de ASE para a criação do canal de controle, tornando impossível o desenvolvimento de amplificadores de potência com controle automático de ganho totalmente óptico.

### 3.1.2 Controle de Ganho Eletrônico

Uma alternativa aos métodos de controle óptico para EDFAs apresentados anteriormente, se tratam das técnicas de controle automático de ganho executadas eletronicamente, essas, baseadas no ajuste da potência do laser de bombeio, para a estabilização do ganho de amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio. Algumas publicações [41]-[46], apresentam casos de sucesso na implementação deste tipo de

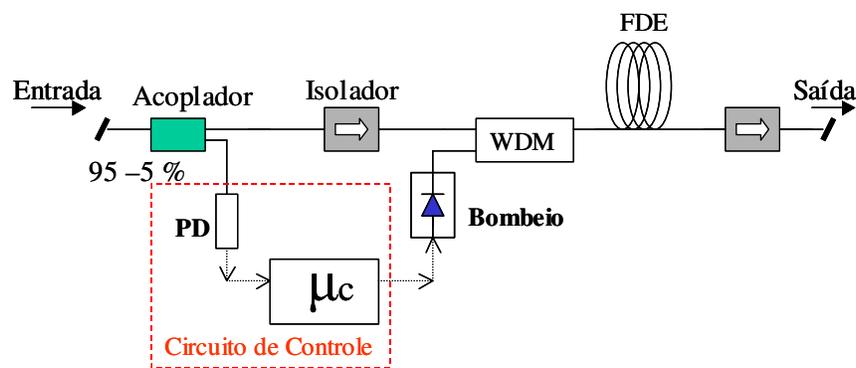
controle em EDFAs. Este tipo de controle, basicamente realiza o ajuste do bombeio do EDFA de forma eletrônica, utilizando estruturas de controle por alimentação adiante, realimentação ou uma combinação de ambos. As próximas subseções descrevem estas técnicas de controle, e baseado nas qualidades de cada controle apresentado, elaboramos uma estratégia de controle de ganho com supressão de transientes para ser desenvolvida experimentalmente.

### **Controle de Ganho com Alimentação Adiante**

O controle eletrônico com alimentação adiante tem como objetivo a manutenção do ganho do EDFA através da atuação no laser de bombeio. A manutenção do ganho é realizada após a aquisição e processamento da amostra da potência óptica de entrada, realizando a atuação sobre a potência do laser de bombeio do EDFA, com base apenas na informação da potência de entrada. Para isto torna-se necessária a realização de uma caracterização prévia do EDFA (realizada experimentalmente), para obtenção de uma curva de ajuste que relaciona o valor da potência de entrada do EDFA, com o valor da potência de bombeio necessária, para prover o ganho desejado para o controle desenvolvido. Desta forma, a variação da potência óptica ocasionada pela adição ou remoção de canais promovida por OXCs, OADMs e ROADMs é detectada, e utilizada como parâmetro do circuito de controle, que trabalha de forma a buscar na curva de ajuste o valor do bombeio necessário para prover o ganho desejado ao sinal de entrada do EDFA, seguida da aplicação da mesma ao laser de bombeio. Através desta técnica de controle, surgiram as primeiras tentativas de controle de ganho eletrônico aplicadas a EDFAs [36]-[37].

Quando utilizado um esquema de controle digital [36]-[37], para desenvolvimento desta técnica de controle, foi anteriormente verificado que uma curva de ajuste da potência de bombeio versus potência de entrada deve ser experimentalmente definida para cada valor de ganho desejado. Esta curva geralmente é aproximada por uma equação polinomial. A precisão do controle é definida de acordo com a quantidade de pontos experimentais para obtenção desta curva de ajuste, e a ordem da equação polinomial para o ajuste requerido. A curva de ajuste obtida é utilizada como referência na concepção do código de controle, que

geralmente vai embutido em um microprocessador/microcontrolador. Já para o controle analógico, podemos desenvolver o mesmo, através de uma relação linear entre as potências de entrada e saída [38], e utilizarmos amplificadores eletrônicos inversores para obtenção do controle de ganho desejado. O controle analógico proporciona um baixo tempo de resposta, normalmente, na ordem de centenas de microssegundos enquanto o controle digital é limitado pelo tempo de processamento do microprocessador/microcontrolador utilizado, normalmente exibindo tempos de resposta na casa de unidades de milissegundos. No entanto, no controle digital, o ganho desejado pode ser modificado facilmente via uma interface de gerência, adequando o EDFA às mudanças do estado da rede. Já com o controle analógico, uma modificação deste parâmetro requer o desenvolvimento de um novo *hardware* de controle.



**Figura 3.2 – Controle de ganho eletrônico com alimentação adiante aplicado a um EDFA [14].**

A Figura 3.2 ilustra um exemplo do circuito óptico e eletrônico de um EDFA com controle de ganho eletrônico por alimentação adiante (digital). O circuito de controle consegue realizar a medida da potência de entrada através de um fotodetector (PD) conectado na saída do acoplador que retira 5% da potência óptica de entrada do EDFA. Daí o circuito de controle é responsável pela medição do nível de potência de entrada, pelo cálculo da potência de bombeio necessária para manter o mesmo ganho na saída, e pela atuação no nível da potência de bombeio. Estes procedimentos são realizados pelo

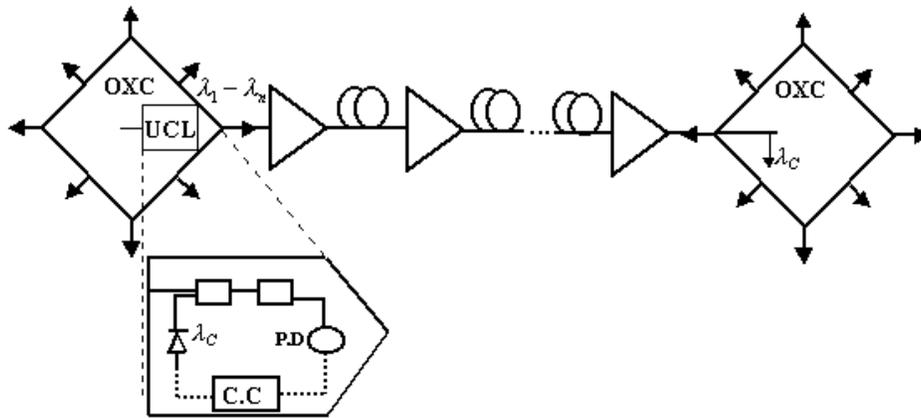
dispositivo de processamento (microprocessador/microcontrolador,  $\mu_c$ ). Após o controle do bombeio, a nova potência de bombeio é acoplada à fibra através de um acoplador (WDM), que soma o bombeio do EDFA e os sinais transmitidos, enviando-os para amplificação na fibra dopada com érbio com o ganho desejado.

Além da variação da potência de entrada, existem outras técnicas eletrônicas de controle com alimentação adiante, como exemplo, citamos a técnica que utiliza a monitoração de potência em um canal de supervisão inserido no enlace da rede [4],[8],[38]-[39]. Nesta técnica, um canal de controle ( $\lambda_c$ ) é adicionado à entrada do primeiro amplificador óptico do enlace, sendo este mesmo canal retirado antes do próximo nó da rede (neste caso, o acoplador da Figura 3.2 é substituído por um acoplador seletivo em comprimento de onda) e adicionado novamente com um nível de potência necessário para manter a mesma potência de entrada total do amplificador anterior, assim por diante em cada amplificador do enlace óptico. Este ajuste, quando realizado no primeiro EDFA do enlace, faz com que todos os amplificadores da cascata mantenham constantes suas potências de entrada até a chegada do sinal aos próximos nós da rede. Esta técnica de controle com alimentação adiante, onde o ajuste do ganho é realizado através da manutenção da potência de entrada via ajuste do laser de controle, é conhecida como *link control* (controle de enlace) [4],[8],[38]-[39].

A Figura 3.3 mostra o diagrama experimental de uma estrutura de controle automático de ganho para uma cascata de EDFAs (*link control*) [4]. Na Figura 3.3, OXC representa o *cross-connect óptico* (que pode ser também um OADM ou um ROADM), UCL a unidade de controle de ganho do enlace, PD o fotodetector, C.C. o circuito de controle para o canal de controle e  $\lambda_c$  o próprio canal de controle.

Neste tipo de controle, a potência de entrada só poderá ser modificada uma vez entre dois nós sucessivos. Assim, para obtenção do controle do ganho, a potência do sinal de entrada do primeiro amplificador do enlace é medida, processada pelo circuito de controle (C.C), que realiza o ajuste do laser do canal de controle, que é reinserido para manutenção de um ganho constante. Se, no nó, os canais tiveram suas rotas alteradas, a potência de entrada do primeiro amplificador do enlace diminuirá (em caso de remoção), ocasionando a atuação do controle no sentido de aumentar a corrente do laser de controle e compensar a

potência de entrada de maneira a deixá-la constante; em caso de adição, o processo inverso ocorrerá, ou seja, reduzindo a corrente do laser de controle. Em [39], foi demonstrado que quando apenas um EDFA do enlace possui controle de ganho, uma maior eficiência é obtida controlando o ganho do primeiro EDFA do enlace.



**Figura 3.3 – Representação esquemática do controle do enlace (*link control*) para proteção dos canais sobreviventes, em redes ópticas. [14].**

É mostrado em [40] que através desta técnica de controle, regulando o bombeio proporcionalmente as variações na potência de entrada para EDFAs com fibras de alta dopagem, pequenas excursões transientes (*overshoots e undershoots*) e menores faixas de excursão do bombeio são obtidas, relacionados aos EDFAs baseados em fibras de baixa dopagem.

As técnicas de controle de ganho de EDFAs com alimentação adiante constituem um mecanismo eficaz na correção do ganho. No entanto, uma faixa dinâmica de controle muito limitada é obtida com esta técnica. A faixa dinâmica que pode ser definida como a margem de variação da potência de entrada do EDFA para a qual a manutenção do ganho desejado é alcançada. Quanto maior a faixa dinâmica, uma maior quantidade de canais pode ser adicionada ou removida na rede óptica, sem que o ganho do EDFA seja alterado. No caso de EDFAs com ganho controlado através de técnica de alimentação adiante, a faixa dinâmica é limitada pela capacidade de variação na potência de saída proporcionada pela

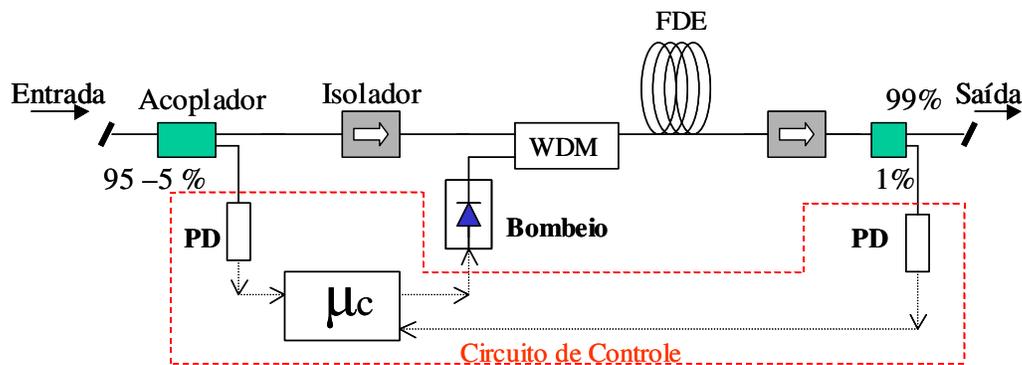
excursão de potência do laser de bombeio. Para a primeira técnica de controle automático de ganho apresentada, dependendo do projeto do EDFA, a faixa dinâmica proporcionada não supera os 9 dB, o que possibilita, no máximo, a inserção e retirada de 8 canais. No caso do controle de enlace (*link control*), a faixa dinâmica é ainda mais reduzida, pois o impacto do laser de supervisão, na potência total é significativo apenas para baixos níveis de potência de entrada por canal ( $< -20$  dBm).

### Controle de Ganho por Realimentação

O controle eletrônico realimentado é apresentado como uma alternativa que não exige parâmetros experimentais (curvas de ajuste de bombeio) para obtenção do controle automático de ganho. Este controle de ganho é obtido através manutenção do ganho do EDFA via monitoração da potência de saída, e da potência de entrada, calculando então o ganho real do amplificador, e através da comparação com o ganho desejado, realiza-se o ajuste da corrente de bombeio capaz de mantê-lo constante [41]-[44]. Sua grande diferença com relação ao controle com alimentação adiante, é que para realização do mesmo, a monitoração da potência de entrada é somente um dos parâmetros necessários para o controle do ganho; de forma que, nenhuma atuação no bombeio é realizada com base somente nesta monitoração, tornando-se necessária para realização do controle de ganho, o valor da potência de saída, para o cálculo do ganho do EDFA a ser utilizado no ajuste do bombeio de forma a conseguir o ganho pedido. Devido a esta característica do controle realimentado, diversas estratégias de controle digital podem ser desenvolvidas utilizando o mesmo, porém, neste tipo de controle, o tipo de controlador definido para realização do controle de ganho, representa um papel fundamental no desempenho do esquema de controle. Desta forma, o projeto do controlador torna-se o fator mais importante para a eficácia do controle de ganho realimentado. Entre os controladores desenvolvidos para controle de ganho em EDFAs por realimentação, temos controladores proporcionais integrais [43], proporcionais integrais derivativos [6], além de controladores não lineares [45]-[46] devido à natureza não linear do ganho provido pela fibra dopada com érbio. Estes

controladores são utilizados no intuito de reduzir o impacto dos transientes e aumentar a eficiência do controle aplicado a EDFAs.

A Figura 3.4 ilustra o circuito óptico e eletrônico básico para obtenção de um controle de ganho eletrônico realimentado digital de um EDFA. Neste circuito uma parcela do sinal de entrada é retirada através de um acoplador de entrada (95-5%), convertida em corrente elétrica no fotodetector de entrada (PD), e enviada ao microprocessador/microcontrolador ( $\mu c$ ). De forma similar, o mesmo é realizado através da retirada pelo acoplador de saída (99-1%), de uma amostra do sinal de saída, que é convertida em corrente elétrica no fotodetector de saída (PD) e enviada ao microprocessador/microcontrolador. Com estas informações processadas, o ganho é calculado, e o controlador informa o novo valor da potência de bombeio para correção do ganho. Este processo é executado de forma recursiva, até garantir a manutenção do ganho desejado. Temos variações no método de controle de ganho eletrônico de EDFAs com realimentação, porém, basicamente estas derivam da idéia básica da realimentação apresentada na Figura 3.4.



**Figura 3.4 – AGC eletrônico com realimentação aplicado a um EDFA [14].**

Atualmente o controle de ganho realimentado é a técnica de controle de ganho eletrônica mais utilizada de acordo com as publicações mais recentes na área de controle automático de ganho para EDFAs. Em [48], a técnica de controle por realimentação é comparada em termos de eficiência em EDFAs baseados em lasers de bombeio de 980 nm e 1480 nm. Nesta comparação é verificado que caso o EDFA possua um bombeio provido

por um laser de 980 nm, uma maior variação de ganho é obtida; além do que, a variação ocorre mais rapidamente para este comprimento de onda de bombeio. Tempos de resposta da ordem de 12 ms (1480 nm) e 15 ms (980 nm) foram obtidos em [49], utilizando-se o controle realimentado digital, para uma variação de 16 dB na potência de entrada do EDFA (39 canais removidos/adicionados em um sistema óptico com capacidade para 40 canais).

Levando em conta os requisitos das redes ópticas reconfiguráveis, as técnicas de controle de ganho para EDFAs devem ser ajustadas para compensar os efeitos das remoções/adições nestes tipos de redes de nova geração. Nos últimos anos, vários trabalhos estudaram, e continuam estudando novas técnicas de controle de ganho realimentado para supressão dos transientes de potência com tempo de controle ultra-rápido [44]-[47] (tempo de controle na casa das dezenas de micro-segundos), ou em situações mais extremas de variações de potência, geradas pelas redes de chaveamento de pacotes ópticos (*optical burst switch networks*). Para este último tipo de rede mencionado, em [44]-[47] é verificado que, é necessário a utilização de um controlador com tempo de resposta na casa das unidades de micro-segundo, tempo suficiente menor que o tempo de relaxação de um EDFA, para obtenção de uma eficiência considerável na supressão de transientes de potência em redes com padrões de tráfego em rajadas.

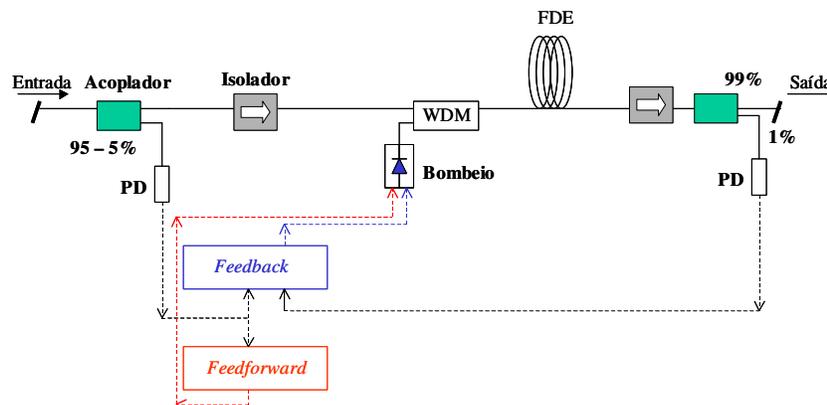
Existem outras técnicas de controle de ganho realimentado que utilizam canais de teste, como a apresentada em [42], que executa um controle combinado do laser de bombeio junto a um laser de teste (*probe laser*) para manter o ganho constante no EDFA. Porém técnicas de controle com laser de teste não são aconselhadas, devido a o laser de teste ocupar um comprimento de onda que de sinal reduzindo a capacidade de transmissão de dados no sistema óptico.

### **Controle de Ganho Combinado (controle por realimentação e alimentação adiante)**

Visando uma melhora do desempenho das técnicas de controle automático de ganho eletrônico para EDFAs, uma combinação das técnicas eletrônicas apresentadas

anteriormente (controle por alimentação adiante junto ao controle por realimentação) apresentam sensíveis melhoras no controle de ganho em EDFAs [6],[49]-[50]. Esta técnica se baseia em um pré ajuste do ganho através do controle por realimentação adiante, seguido de um ajuste fino do ganho realizado pelo controle por realimentação. A Figura 3.5 ilustra o circuito óptico e eletrônico básico necessário para realização deste controle combinado.

Podemos verificar através da Figura 3.5, que uma parcela do sinal de entrada é retirada por um acoplador 95-5%, convertida para corrente elétrica através de um fotodetector (PD) e enviada às unidades de controle. Após processamento da potência de entrada, o controle por alimentação adiante atua sobre o nível da potência de bombeio, enquanto que o controle realimentado só atua sobre o mesmo, após o recebimento da potência do sinal de saída, este extraído através de um acoplador 99-1%.



**Figura 3.5 – Estrutura combinada de controle automático de ganho utilizando controle com alimentação adiante (*feedforward*) e realimentado (*feedback*).**

Em [49], uma comparação entre o controle realimentado e o controle combinado é apresentada, demonstrando que, uma redução no tempo de resposta dos EDFAs de 15 ms (controle realimentado) para um tempo inferior a 1 ms é obtida utilizando o controle combinado, para os dois comprimentos de onda de bombeio utilizados, frente à inserção e retirada de 39 canais em um sistema com 40 canais.

Em [50], além da análise da dinâmica dos bombeios, o projeto de um controle combinado, com tempo de resposta de  $0,3 \mu\text{s}$  baseado em um bombeio de  $1480 \text{ nm}$ , é demonstrado, utilizando uma linha de atraso óptica de  $2 \text{ ms}$  baseada em fibra óptica padrão, antes da entrada do EDFA. Esta linha de atraso tem o intuito de proporcionar a atuação no bombeio com o atraso necessário para a anulação da variação de ganho do EDFA. Suprimindo de forma drástica os transientes de potência.

O projeto de controladores digitais, utilizados tanto no controle com alimentação adiante como no controle realimentado, são discutidos em [6], onde o controle dos EDFAs é analisado do ponto de vista da teoria dos sistemas de controle. Definido o EDFA como uma planta dinâmica, composta por duas entradas e uma saída: A entrada de controle é determinada pela potência óptica do laser de bombeio; o sinal de entrada é representado por um vetor  $N$ -dimensional, composto pelas potências ópticas dos canais transmitidos, e a saída óptica representa o sinal amplificado pelo EDFA. O sistema é descrito por uma representação de espaço de estados multi-variável e não-linear. Podemos perceber que através desta representação, a potência de saída por canal depende diretamente da potência de entrada por canal e do nível médio de inversão de população (determinado pela potência de bombeio do EDFA). Assim é mostrado que os efeitos da saturação cruzada, de acordo com a mudança abrupta da quantidade de canais de entrada, estão relacionados com a variação temporal do nível médio da inversão de população da fibra dopada com érbio. Em [6], é verificado que, devido ao ganho total do EDFA ser representado pela média ponderada dos coeficientes de ganho de cada canal, controlando-se o ganho total, de modo a mantê-lo constante, pode-se garantir que cada canal na saída permanecerá com potência constante. No modelo apresentado em [6], onde a potência de entrada é a perturbação ao sistema e a potência de bombeio é a entrada de controle, as constantes do espaço de estados são obtidas, e proporcionam o ajuste da potência de bombeio para mudanças abruptas da potência de entrada. Utilizando uma formulação matemática relativamente simples e baseando-se em uma configuração de EDFA composta de um primeiro estágio com controle por alimentação adiante, seguido de um atenuador óptico variável e um segundo estágio com um controle combinado, são definidos os controladores utilizados e analisados os resultados das simulações obtidas. Este trabalho apresenta uma abordagem didática e

eficiente para a construção de controladores, que pode ser aplicada a qualquer tipo de controle eletrônico a ser desenvolvido.

Na Figura 3.6 é ilustrada uma tabela comparando os controles de ganho totalmente óptico, eletrônico (para redes ponto-a-ponto) e o desejado para um EDFA com controle de ganho eletrônico com supressão de transientes para redes reconfiguráveis.

	CGTO	CGE	CGE-ST
<b>Faixa Dinâmica</b>	P e L	P ou L ou B	P ou L ou B
<b>Tempo de Resposta</b>	++	-	++
<b>Figura de Ruído</b>	-	+	+
<b>Transiente</b>	++	-	++

**Figura 3.6 – Tabela comparativa entre o controle de ganho totalmente óptico (CGTO), controle de ganho eletrônico (CGE) e o desejado para o controle de ganho eletrônico com supressão de transientes (CGE-ST).**

Na próxima seção apresentamos a estratégia adotada para o desenvolvimento experimental de um controle eletrônico de ganho para EDFAs, com o intuito de garantir um controle ultra-rápido de ganho para EDFAs a serem utilizados como elementos de amplificação nas redes reconfiguráveis de nova geração.

### ***3.2 Requisitos necessários à Supressão de Transientes***

De acordo com a teoria dos amplificadores ópticos a fibra dopada com érbio apresentada no Capítulo 2, e visto que os amplificadores experimentais com controle de

ganho eletrônico desenvolvidos atualmente (apresentados nas seções anteriores), não são adequados a operarem em redes reconfiguráveis, devido a seus altos tempos do ciclo de controle de ganho (leitura, processamento, e atuação), que caracterizam uma não realização da supressão de transientes de potência para estes amplificadores. Neste trabalho, definimos uma estratégia de controle de ganho a ser desenvolvida e aplicada experimentalmente em EDFAs para realização da supressão de transientes, através de um rápido ciclo de controle de ganho que permita sua utilização em redes reconfiguráveis. Para isto, primeiramente especificamos os valores limites, dos limites transitórios de erro de controle superior/inferior (*undershoot/overshoot*) no canal sobrevivente na rede óptica, e máximo tempo de acomodação (*Settling Time*), necessários para realizar com sucesso o desenvolvimento deste controle de ganho proposto, de forma que o controle desenvolvido permita a operação do EDFA em redes ópticas reconfiguráveis.

A seguir são listados os valores destes parâmetros, tomando como base os EDFAs experimentais estudados, os controles de ganho desenvolvidos nos tópicos anteriores e os valores limites de acordo com os estudos realizados e apresentados no Capítulo 2, para permitir que o EDFA desenvolvido possa trabalhar em redes reconfiguráveis (parâmetros válidos para redes reconfiguráveis onde realizamos adição/remoção de 7 de 8 canais com o mesmo nível de potência):

i) Variações máximas de potência no canal sobrevivente (*Undershoot/Overshoot*):

- EDFA para sistemas ponto-a-ponto: +/- 7 dB no canal sobrevivente ou seja, +/- 9 dB na potência total (nenhuma supressão de transiente de potência);

- Valor limite para operação em redes reconfiguráveis: +/- 1 dB [2] no canal sobrevivente.

ii) Tempo de estabilização do controle (*Settling Time*):

- EDFA para sistemas ponto-a-ponto: 1ms (Controle combinado), 12 ms (controle *feedforward*) a 15 ms (controle *feedback*);

- Valor limite para operação em redes reconfiguráveis: dezenas de micro segundos, de acordo com o nível de inversão de população na fibra dopada com érbio (50  $\mu$ s a 250  $\mu$ s, tipicamente) [2]. Com tempo de execução do laço de controle da ordem de 20  $\mu$ s.

Com o intuito do desenvolvimento de um EDFA com controle de ganho para atingir os parâmetros especificados acima, determinamos que entre as técnicas de controle de ganho apresentadas nas subseções anteriores deste Capítulo, adotaremos as técnicas de controle de ganho eletrônico do EDFA por realimentação, ou por alimentação adiante. Para atingirmos os parâmetros especificados, torna-se necessário à utilização de um circuito de controle eletrônico com alta capacidade de processamento, para execução do algoritmo de controle proporcional integral escolhido para o controle realimentado. Para o controle com realimentação adiante é necessário um rápido cálculo do nível de bombeio em função da potência de entrada, através da equação polinomial da curva de ajuste experimental, onde devido ao tempo de estabilização de controle limite, devemos atingir um tempo de processamento do algoritmo de controle inferior ao limite mínimo de algumas dezenas de microsegundos determinado em [2]. A unidade de processamento que nos permite a execução de um rápido processamento para este caso, se trata de um controlador digital de sinais (DSC) de ponto fixo, que devido sua arquitetura dedicada, provê uma alta capacidade de processamento de cálculos matemáticos, e nos permite atingir o baixo tempo de processamento necessário para esta aplicação.

Para a unidade de processamento escolhida, o algoritmo de controle de ganho executa operações utilizando a representação de ponto fixo (aritmética de ponto fixo), o que nos proporciona a realização de cálculos de ponto flutuante, através de uma representação em ponto fixo, e como os DSCs de ponto fixo foram desenvolvidos para executarem de forma mais otimizada cálculos com números inteiros, a utilização desta representação apresenta um enorme ganho na capacidade de cálculo, na execução dos algoritmos de controle.

Além da unidade de processamento, necessitamos para obtenção de um ciclo rápido de controle, conversores analógicos digitais e digitais analógicos com alta taxa de amostragem

das medidas e baixo tempo de atuação respectivamente. Através destes, obtemos as medidas que alimentam o nosso algoritmo de controle. Após determinação destes importantes componentes do nosso sistema de controle, podemos obter um rápido ciclo de leitura, processamento e atuação para seguirmos o desenvolvimento do controle de ganho eletrônico para o EDFA.

No próximo Capítulo, veremos em maiores detalhes o projeto do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes desenvolvido. As fases de especificação, hardware óptico e eletrônico, firmware, os ciclos de leitura/processamento/atuação conseguidos, os algoritmos de controle proporcional integral do ganho (controle por realimentação) e a obtenção e utilização da equação polinomial de ajuste do ganho (controle por alimentação adiante), são abordados.

## **Capítulo 4      EDFA    com    AGC    Eletrônico    e** **Supressão de Transientes para Redes** **WDM Reconfiguráveis**

Como descrito no Capítulo anterior, com o advento dos OXCs e ROADMs, surgiram as redes WDM reconfiguráveis de nova geração. Redes onde os sucessivos eventos de inserções e remoções de canais causam variações bruscas da potência de entrada do EDFA em curtos intervalos de tempos, sendo estas variações repassadas aos canais amplificados pelo EDFA (especialmente quando este opera em modo saturado), consequentemente causando penalidades aos canais neste tipo de rede. Desta forma, as técnicas de controle automático eletrônico de ganho desenvolvidas para EDFAs em redes WDM ponto-a-ponto, não se aplicam, devido os esquemas de controle de ganho não possuírem capacidade de processamento suficientes, gerando uma variação de potência por um determinado intervalo de tempo (transiente de potência), que inviabiliza a operação do EDFA com controle de ganho para redes ponto-a-ponto nas redes reconfiguráveis. Devido este problema reportado, propomos neste trabalho, o desenvolvimento de uma técnica de controle automático de ganho eletrônico, com supressão de transientes para EDFAs, de forma a reduzir o impacto dos transientes de potências nas redes WDM reconfiguráveis de nova geração.

Neste Capítulo é descrito em maiores detalhes o projeto do hardware eletrônico desenvolvido para o EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes para redes reconfiguráveis. São definidas as especificações para variação de potência sobre os canais sobreviventes, tempo de controle de ganho, faixa de medição dos circuitos condicionadores de sinais para as potências de entrada e saída do EDFA, e as estruturas de controle de ganho necessárias para adequar o EDFA a operar nas redes reconfiguráveis de nova geração.

Partindo de um EDFA cujo projeto óptico é conhecido, foram definidas as estruturas de controle de ganho do EDFA a serem desenvolvidas, e os componentes eletrônicos que permitirão o cumprimento dos requisitos descritos. Entre estes requisitos, destaca-se à premissa de tempo do ciclo de leitura, processamento e atuação que os componentes do hardware eletrônico devem em conjunto possuir, para que seja possível a execução do controle de ganho do EDFA desenvolvido no tempo necessário para as redes reconfiguráveis de nova geração. Posteriormente são descritos os algoritmos do controlador proporcional integral (controle realimentado), e a equação polinomial obtida experimentalmente (controle por alimentação adiante) para os controles de ganho desenvolvidos para o EDFA. Tanto os algoritmos quanto as equações, são implementados no firmware de controle embarcado no controlador digital de sinais, que representa a principal unidade de processamento da técnica de controle de ganho desenvolvida.

Finalizando o processo de desenvolvimento da técnica de controle automático de ganho, é descrita a aritmética de ponto fixo utilizada no controle de ganho do EDFA. São ilustrados o esquema elétrico desenvolvido e os fluxogramas dos firmwares que descrevem os algoritmos de processamento e os métodos de controle de ganho das técnicas desenvolvidas.

#### ***4.1 Especificações***

Na seção 3.2 foram apresentados os requisitos necessários para a supressão de transiente de EDFAs que operem no cenário das redes reconfiguráveis. Estes requisitos foram tomados como base para a estratégia de supressão de transientes adotada neste trabalho, incluindo as premissas de tempo a serem atingidas pelo conjunto *hardware* e *firmware* para os controles de ganho desenvolvidos. Porém, buscando uma maior abrangência da especificação dos parâmetros que afetam a definição do *hardware* eletrônico do amplificador a ser desenvolvido, fazem-se necessárias as definições da faixa de medida óptica dos circuitos de condicionamento eletrônico das potências de entrada, saída e caso necessário, as medidas dos estágios intermediários. Para complementação das especificações, a faixa

dinâmica de controle óptica do EDFA é analisada, para conhecimento dos limites ópticos do EDFA proporcionados pela técnica de controle desenvolvida.

Inicialmente, são descritos os parâmetros relativos às variações das potências ópticas nos canais sobreviventes durante o transiente de potência, ocorrido após um evento de remoção/adição de canais, que são os parâmetros *overshoot* e *undershoot* respectivamente. A Figura 4.1, ilustra graficamente uma ação de remoção e adição de canais para visualizarmos melhor os parâmetros *overshoot* e *undershoot*. O parâmetro *overshoot* é descrito como a máxima variação positiva de potência, durante o estado transiente do controle de ganho do EDFA (que tem seu início no ato da remoção/adição de canais, e seu fim determinado pelo estado permanente do controle de ganho do EDFA) para os canais sobreviventes, com relação ao nível de potência do estado permanente. O parâmetro *undershoot* é descrito como a máxima variação negativa de potência, sobre os mesmos canais sobreviventes, durante o estado transiente do controle de ganho do EDFA, com relação ao nível de potência do estado permanente. O sinal analisado, ilustrado pela Figura 4.1, é adquirido através da fotodetecção da potência de um canal sobrevivente na saída do EDFA sendo, o sinal elétrico resultante desta conversão visualizado em um osciloscópio, representando a análise da potência de saída do comprimento de onda sobrevivente em uma rede reconfigurável de acordo com o tempo decorrido.

Em [2], é relatado que para um EDFA operar em redes reconfiguráveis, devemos ter um *overshoot/undershoot* máximo de +/- 1dB para um evento de adição ou remoção de canais de 9 dB na potência de entrada, desta forma, mesmo durante o período transiente do controle de ganho do EDFA não serão inseridas penalidades aos canais amplificados. Para obtenção deste nível de supressão de transiente, o circuito de controle deve atuar sobre o bombeio em um tempo de aproximadamente 20  $\mu$ s [2]. Desta forma, o valor +/- 1 dB é adotado como a especificação de *undershoot/overshoot* para o EDFA a ser desenvolvido. A comprovação da obtenção desta especificação pela técnica de controle desenvolvida será realizada, experimentalmente, através da adição/remoção de 7 de 8 canais equalizados (queda de 9 dB na potência de entrada).

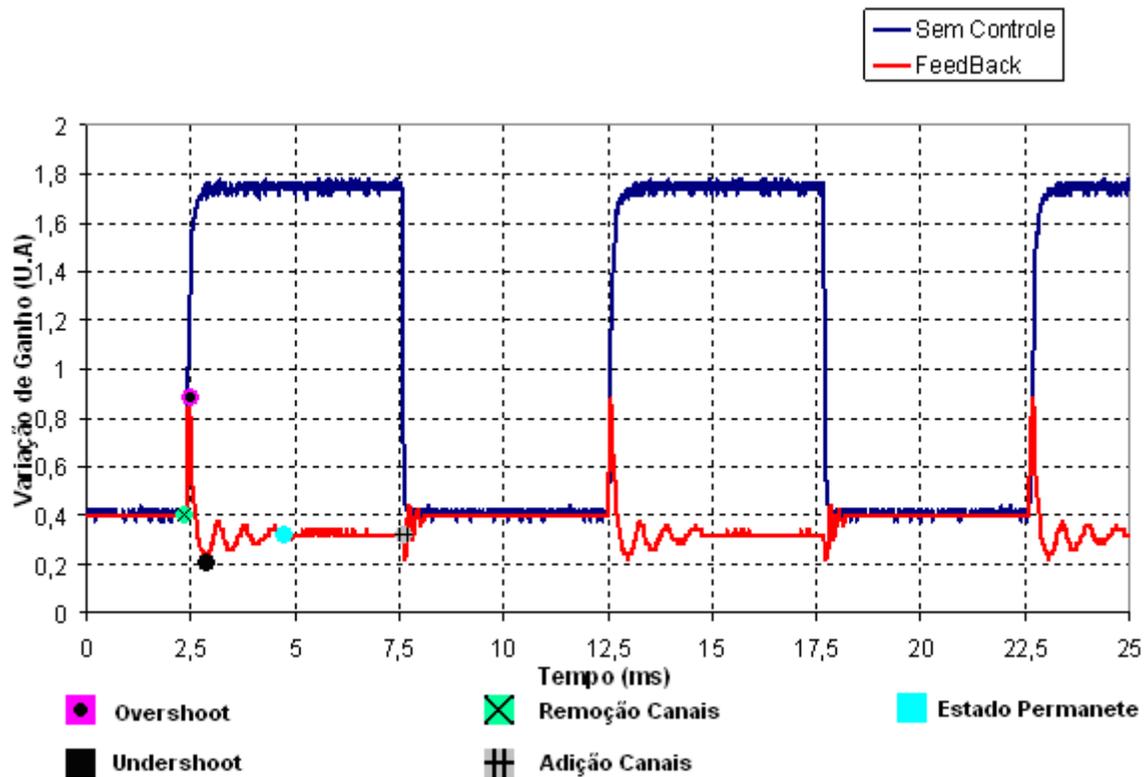


Figura 4.1 – Exemplo de uma variação de potência de um comprimento de onda em EDFA com controle de ganho. Destacando os pontos de overshoot, undershoot, estado permanente do controle, adição de canais, e remoção de canais.

O parâmetro *settling time* é definido como o tempo de controle que o controlador de ganho leva para realizar a estabilização do ganho dos canais sobreviventes no EDFA, ou seja, o tempo necessário para realizar o controle de ganho quando o EDFA é submetido a um evento de adição ou remoção de canais em sua entrada. A Figura 4.1 ilustra o *settling time*, onde o mesmo é determinado pelo tempo entre o ponto de remoção de canais e o ponto do estado permanente do controle de ganho. Em [2], é dado que este tempo de controle para um evento de remoção/adição de canais de 9 dB na entrada do EDFA, deve ser da ordem do tempo de vida dos elétrons no nível metaestável da fibra dopada com érbio, tempo este que, dependendo do nível de dopagem da fibra, do seu comprimento, e da potência do laser de bombeio, pode variar de 50  $\mu$ s a 200  $\mu$ s. Porém, para atingirmos este tempo de controle, o controlador desenvolvido deve atuar sobre o nível de bombeio em um tempo de aproximadamente 20  $\mu$ s. Para o circuito óptico desenvolvido para o EDFA

utilizado, o tempo de vida dos elétrons no nível metaestável é da ordem de 150  $\mu$ s (tempo de resposta do érbio para o circuito óptico do EDFA desenvolvido). Assim, se torna necessário o desenvolvimento de um circuito de controle de ganho eletrônico, no qual o ciclo de atuação do controle de ganho seja igual ou inferior a 20  $\mu$ s seja da ordem de dezenas de microsegundos.

Para o desenvolvimento de amplificadores a fibra dopada com érbio para redes reconfiguráveis de nova geração, faz-se necessário a medição de potência de entrada em uma faixa de valores, compreendidos entre -40 dBm à 10 dBm óptico (faixa de potência dos sinais em uma rede óptica WDM). Como os circuitos de condicionamento de sinais atuais utilizam amplificadores transimpedância, estes possuem uma característica de fornecerem no máximo uma faixa dinâmica de medição de 20 dB óptica [51]. Desta forma, torna-se necessário a realização de um estudo em busca de um novo esquema de medição que estenda esta faixa de leitura para aproximadamente 50 dB óptico. Ao longo deste Capítulo, serão abordados os detalhes para obtenção desta faixa de medição através do uso de amplificadores logarítmicos.

Um parâmetro importante a ser ressaltado com relação ao projeto óptico do EDFA desenvolvido, é a faixa dinâmica de controle de ganho do EDFA, que é determinada pela máxima variação da potência de entrada na qual o controle de ganho do mesmo continua sendo realizado com um erro de potência inferior +/- 0,5 dB [14] sobre o ganho por canal para o EDFA com controle automático de ganho. Um sistema óptico de nova geração pode alocar no máximo 80 comprimentos de onda com 0,4 nm de espaçamento entre canais (grade ITU 50 GHz), na banda C. Em um caso mais crítico em sistemas WDM, teremos 80 canais equalizados, na entrada de um EDFA. A máxima variação de potência definida para uma queda de 79 dos 80 canais presentes, requer uma faixa dinâmica de controle do EDFA de aproximadamente 19 dB. Para alcançarmos esta faixa dinâmica deveremos utilizar lasers de bombeio de alta potência junto com técnicas de compensação do ruído espontâneo amplificado no fotodetector de saída do EDFA [52].

Nos experimentos realizados para demonstração da técnica de controle automático de ganho desenvolvida, a qual é independente do circuito óptico no qual o controle de ganho eletrônico atua, é utilizado um EDFA com dois estágios, onde o primeiro estágio é

constituído de um laser de bombeio de 120 mW (co-propagante) com comprimento de onda 980 nm, e um segundo estágio com outro laser de 120 mW (contra-propagante) com comprimento de onda de 1480 nm. A técnica de controle automático de ganho eletrônico com supressão de transientes demonstrada para este circuito óptico se aplica, para qualquer circuito óptico desenvolvido, apenas com modificações dos parâmetros de controle proporcional e integral obtidos após a sintonia do mesmo (no caso do controle realimentado), ou a modificação dos coeficientes da equação polinomial de potência de entrada versus potência de bombeio (para cada ganho definido, no caso do controle por alimentação adiante).

Em seguida, descrevemos com maiores detalhes o hardware do EDFA desenvolvido, os componentes ópticos e eletrônicos utilizados para cumprir os parâmetros especificados, além dos algoritmos de controle de ganho desenvolvidos e os aspectos de otimização de processamento na unidade de controle digital de sinais (DSC).

## ***4.2 Hardware Desenvolvido***

Nesta seção, o hardware óptico e eletrônico desenvolvidos para o EDFA com supressão de transientes serão descritos. Nas seções seguintes, serão ilustrados através de diagrama de blocos o hardware desenvolvido, e os componentes utilizados no desenvolvimento do mesmo para o EDFA. Inicialmente serão descritos os componentes utilizados no circuito óptico do EDFA, e posteriormente serão abordados bloco a bloco, as características dos componentes eletrônicos especificados, em termos do tempo de resposta e precisão, para cumprir as metas impostas na seção de especificação da técnica de controle de ganho desenvolvida.

### ***4.2.1 Hardware Óptico***

A Figura 4.2 ilustra o circuito óptico do EDFA utilizado para o desenvolvimento da técnica de controle automático de ganho com supressão de transientes para redes reconfiguráveis de nova geração.

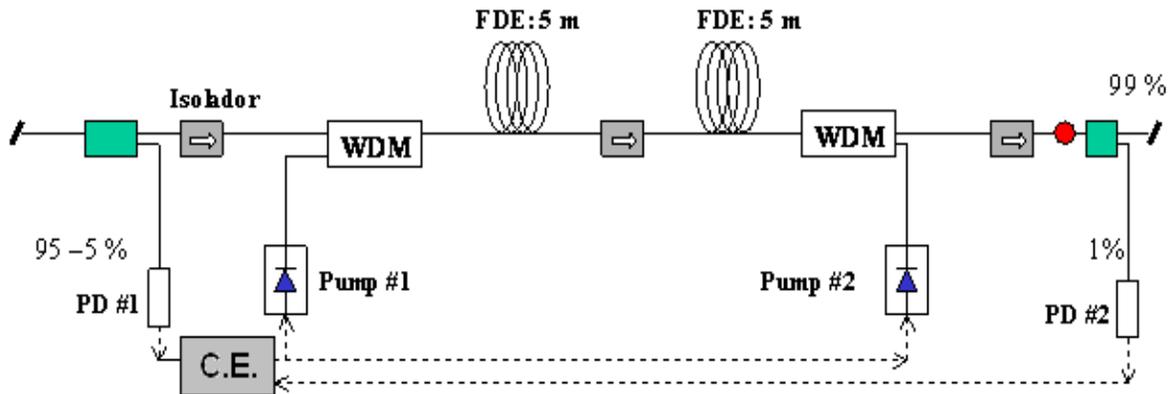


Figura 4.2 – Circuito óptico do EDFA utilizado para validação da técnica experimental de controle de ganho com supressão de transientes para redes reconfiguráveis.

No circuito óptico ilustrado na Figura 4.2, a potência de entrada é dividida através da utilização de um *splitter* óptico, direcionando 5% da potência para o circuito eletrônico que realiza o condicionamento e conversão da mesma em uma tensão elétrica. Esta tensão é mensurada, e utilizada como uma das entradas de dados no algoritmo de controle de ganho (potência de entrada), sendo o restante do sinal óptico (95%), direcionado a entrada, passando pelo primeiro isolador óptico, para que durante o processo de amplificação o sinal retroespalhado não seja refletido para entrada, afetando a precisão da medida da mesma pelo circuito eletrônico. Após o sinal de entrada passar através do primeiro isolador óptico, o mesmo é inserido na porta de 1550 nm do acoplador óptico WDM, combinado com a potência de bombeio co-propagante inserida na porta de 980 nm. A saída dos sinais combinada é enviada para a fibra dopada com érbio onde ocorre o efeito da amplificação do sinal, no primeiro estágio de amplificação do EDFA. A saída do sinal amplificado do primeiro estágio passa através de um segundo isolador óptico para que o sinal retroespalhado proveniente do segundo estágio não reduza o ganho dos canais no primeiro estágio.

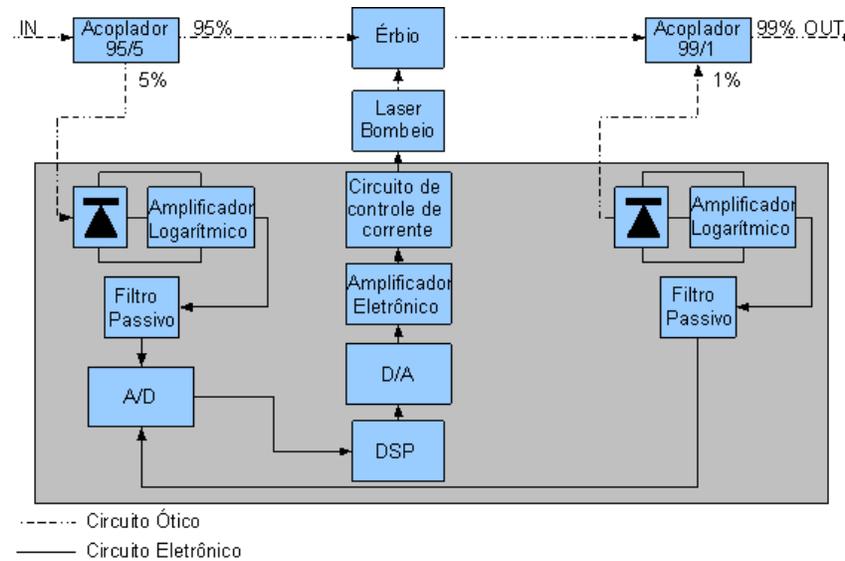
Após o sinal amplificado no primeiro estágio passar através do segundo isolador óptico, o mesmo é encaminhado para o segundo estágio da fibra dopada com érbio, onde é realizado novamente outro processo de amplificação do sinal, porém desta vez com o bombeio em sentido de propagação contrário ao sinal (contra-propagante). Por fim o sinal amplificado pelo primeiro e segundo estágios passam por mais um isolador óptico, evitando que o sinal retroespalhado nas emendas até a saída retorne ao segundo estágio, e em seguida passam por um *splitter* na saída do amplificador. Neste *splitter*, 1% do sinal amplificado é direcionado para o circuito eletrônico que realiza o condicionamento e conversão da potência de saída do sinal óptico para uma tensão elétrica. Esta tensão é mensurada e utilizada como entrada do algoritmo de controle de ganho (potência de saída). Assim, o controle de ganho é realizado com base nas monitorações das potências de entrada e saída, atuando no nível das potências de bombeio do EDFA.

#### **4.2.2 Hardware Eletrônico**

Nesta seção será descrito detalhadamente o hardware eletrônico desenvolvido para realizarmos o controle automático de ganho com supressão de transientes do EDFA. A descrição é iniciada através do diagrama de blocos do hardware eletrônico, descrevendo os componentes utilizados, para que possamos atingir as métricas de tempo especificadas anteriormente. Após descrição dos componentes do hardware eletrônico para realização do controle automático de ganho do EDFA, é descrita a unidade de processamento digital de sinais utilizada, os algoritmos de controle de ganho, e a utilização da aritmética de ponto fixo para redução do tempo de processamento do algoritmo de controle ganho embarcado.

## Esquema Elétrico

A Figura 4.3, ilustra o diagrama de blocos detalhado do hardware eletrônico desenvolvido para realização do controle automático de ganho do EDFA.



**Figura 4.3 – Diagrama de blocos do hardware eletrônico de controle de ganho do EDFA com supressão de transientes para redes reconfiguráveis.**

Para realização das medidas das potências de entrada e saída do EDFA, foram utilizados amplificadores logarítmicos no lugar dos amplificadores de transimpedância, com o intuito de aumentar a faixa de medida óptica de 20 dB para até 80 dB. O amplificador logarítmico utilizado, é otimizado para medição de potência de sinal de baixa frequência de fotodiodos para fibra óptica. Entre suas principais características, está a de prover uma faixa de medida de até 80 dB óptico (para uma corrente no fotodiodo variando de 100 pA – 100 mA), com passo de 0,1 dB (para uma corrente no fotodiodo variando de 1 nA – 1 mA), largura de banda de saída de 10 MHz (valor máximo da variação de frequência do sinal de entrada), e 15 V/ $\mu$ s de *slew rate* (valor máximo de variação da tensão de saída em função do tempo), com medida estável mesmo com variação da temperatura, o que o torna ideal para medição de potências totais de entrada e de saída em sistemas baseados em fibras ópticas. Como o

fotodetector utilizado possui uma potência de saturação de aproximadamente 0 dBm, ou seja, 1 mW, com responsividade 0,95 A/W tem-se uma corrente de saturação de 0,95 mA. Desta forma, o amplificador logaritmo proporciona uma faixa de medida de aproximadamente 60 dB óptico ( $10 * (\text{LOG}_{10} 0,95 \text{ mW}) - 10 * (\text{LOG}_{10} 1 \text{ nW}) \approx 60 \text{ dB}$ ), suficiente para qualquer configuração de EDFA desenvolvida (amplificador de potência, pré amplificador ou amplificador de linha). Para reduzirmos a quantidade de ruídos de alta frequência na potência medida, utilizamos um filtro passa baixa passivo de primeira ordem, com frequência de corte de 1MHz (frequência de corte escolhida devido ao período necessário para realização de uma medida ser aproximadamente um microsegundo).

Após conversão do sinal óptico para o domínio elétrico e filtragem dos ruídos de alta frequência, o sinal elétrico segue para um conversor analógico digital, que realiza a conversão baseada na técnica das sucessivas aproximações, com resolução de 12 bits, taxa de atualização de 1 MSPS (milhões de amostras por segundo, ou seja, um período de atualização de medidas de 1  $\mu\text{s}$ ), tensão de alimentação de 2,7 – 5,25 Volts, oito canais, interface de comunicação de SPI/QSPI/MICROWIRE compatível com DSP, com clock máximo de 20 MHz. Como o ADC escolhido possui uma taxa de atualização do sinal de 1  $\mu\text{s}$ , e o tempo de transferência da informação através da interface de comunicação corresponde a 16 períodos (1 período por bit) por canal medido, um tempo de 800 ns é necessário para obtermos uma medida. Assim, como o tempo de aquisição do ADC é menor que o tempo de atualização, o maior tempo será tomado como o tempo de aquisição, ou seja 1 $\mu\text{s}$ . Para o conversor analógico digital é utilizada uma tensão de alimentação de 3,3 Volts e uma tensão de referência de 2,5 Volts.

Após conversão dos sinais elétricos correspondentes às potências de entrada e saída do EDFA convertidos do domínio analógico para o domínio digital, o núcleo de processamento do controle automático de ganho do EDFA, composto pelo controlador digital de sinais (maiores detalhes na próxima seção), utiliza estes sinais como a fonte de entrada de informação a ser provida ao controlador de ganho implementado. Para o controle realimentado, é utilizado um controlador proporcional integral baseado em ambas monitorações, já para o controle com realimentação adiante, somente o sinal da potência de entrada e tomado como informação de entrada do controlador, que realiza o cálculo do

ajuste necessário do laser de bombeio para realização do controle de ganho do EDFA, e aplica este novo valor da potência ao laser de bombeio via conversor digital analógico.

O conversor digital analógico utiliza interface de comunicação SPI/QSPI/MICROWIRE compatível com DSP, com clock máximo de 50 MHz, taxa de atualização de 2,47MSPS, onde a conversão é realizada através de uma malha invertida R-2R, para dois canais com resolução de 12 bits, tensão de alimentação de 2,7 – 5,25 Volts, e *settling time* de 80 ns. O controlador digital de sinais utilizado, possui um clock da interface SPI de 20 MHz (50 ns por bit), determinando o tempo mínimo de conversão, como o tempo do período do clock para envio de 16 bits (4 bits de palavra de controle concatenado com 12 bits com a informação a ser enviada ao DAC), ou seja, 800 ns. Como este tempo é superior ao tempo de atualização do DAC (aproximadamente 405  $\mu$ s, de acordo com a folha de dados do dispositivo), o mesmo é tomado como o tempo de conversão para um canal do DAC escolhido. Para o conversor digital analógico utilizamos tensão de alimentação de 3,3 Volts e tensão de referência de 2,5 Volts.

Depois de aplicado o valor de ajuste do laser de bombeio ao conversor digital analógico, uma fonte de corrente controlada por tensão é utilizada para realizar a conversão da tensão provida pelo DAC em corrente para o laser de bombeio do EDFA. Desta forma, finalizamos a descrição do circuito eletrônico de controle de ganho desenvolvido. A seguir, o controlador digital de sinais utilizado, junto à aritmética de ponto fixo utilizada para obtenção de aumento na performance do controle de ganho são descritas através de fluxogramas, e é apresentado o firmware dos controles de ganho para o EDFA.

### **Unidade de Processamento (DSC)**

A unidade controladora digital de sinais pode ser definida como uma composição híbrida entre um microcontrolador e um processador digital de sinais (DSP). Como nos microcontroladores, os DSCs possuem uma resposta rápida as interrupções, fornecimento de periféricos orientado a circuitos de controle, tais como *PWMs* e *Watchdog timer* [58], além de serem programados em linguagem C, ou em linguagem nativa assembly. E como no DSP, o DSC incorpora as características presentes na maioria dos processadores digitais

de sinais, tais como a estrutura de multiplicação e acumulação em ciclo único, unidade de deslocamento/inversão de dados, e amplos acumuladores. O termo DSC foi adotado para descrever este processador híbrido, por empresas como: Texas Instrument, Microchip e Freescale. Algumas empresas como Infineon e Renesas, se referem ao DSC como um processador digital de sinais.

Os DSCs são utilizados em uma grande gama de aplicações, a maioria delas são aplicações de sistemas de controle, conversão de energia e processamento de sensores. Para o projeto dos controles de ganho do EDFA desenvolvido, utilizamos um DSC da família C281X da Texas Instruments.

O Anexo A, aborda a arquitetura do DSC utilizado no desenvolvimento do EDFA proposto, DSC este, que provê a capacidade de processamento necessária para a realização do controle de ganho com supressão de transientes para amplificadores a fibra dopada com érbio.

A próxima seção descreve a aritmética de ponto fixo utilizada para incrementar o processamento das operações matemáticas relativas ao controle de ganho realizadas no DSC.

### ***4.3 Aritmética de Ponto Fixo***

Esta seção descreve brevemente as diferenças entre as representações de ponto fixo e ponto flutuante. Para a aritmética de ponto fixo descrevem-se sua representação aritmética, métodos de realização de cálculos aritméticos, e as vantagens obtidas na utilização da mesma no processador de ponto fixo utilizado no desenvolvimento do controle de ganho para o EDFA proposto.

A representação em ponto flutuante permite a descrição de números reais com uma grande precisão. Esta representação descreve um número fracionário através da segmentação dos bits do mesmo para representação de sua parte inteira e seu expoente. Podemos através desta representação, por exemplo, descrever o número 123000 como  $(1,23; 5)$  e o número -

0,00000321 como  $(-3,21; -6)$ . Desde 1985 o IEEE aprovou o padrão binário da representação de ponto flutuante (IEEE 754 [53]), que hoje em dia se tornou o padrão mais utilizado por muitas unidades centrais de processamento e unidades de ponto flutuante. Para uma rápida execução de cálculos em ponto flutuante, as unidades centrais de processamento necessitam de uma unidade de co-processamento de ponto flutuante, fato que aumenta bastante o custo do processador, além de seu consumo de energia.

Porém para circuitos com eletrônica embarcada, os parâmetros de custo e consumo de energia são os que devem ser reduzidos de forma mais rigorosa. Visando este campo dos sistemas eletrônicos embarcados, surgiram os processadores de ponto fixo, que por não possuir a unidade co-processadora de ponto flutuante tem seu custo e consumo bastante reduzido. Nestes dispositivos a execução de operações em ponto flutuante pode ser implementada, porém a mesma demanda um tempo de processamento muito grande por parte do processador. Então de forma a tornar possível a utilização de dispositivos que possuem processamento de ponto fixo, para realização de cálculos de ponto flutuante em uma velocidade equiparável ou superior a dos processadores que possuem unidade de ponto flutuante, surgiu a representação binária de ponto fixo.

Em [54] e [55], através da implementação de algoritmos para aritmética de ponto fixo em processadores que suportam somente aritmética de números inteiros, obtém-se um acréscimo significativo na velocidade de execução dos cálculos matemáticos de números fracionários. Este aumento ocorre devido ao suporte da matemática inteira inerente destes dispositivos, reduzirem drasticamente a complexidade da realização de operações de multiplicação e divisão de números inteiros. Porém, este ganho de velocidade de cálculo é geralmente compensado negativamente pela perda de precisão.

O formato de representação de números em ponto fixo é descrito como uma segmentação de bits em uma parte inteira e uma parte fracionária, representado por  $Q[QI].[QF]$ , onde  $QI$  representa a quantidade de bits para representação do valor inteiro, e  $QF$  representa a quantidade de bits para representação do valor fracionário. Diferentemente da representação de ponto flutuante, na representação de ponto fixo o expoente é fixado previamente, variam somente o valor da parte fracionária e da parte inteira.

O número de bits inteiros (QI) somados ao número de bits fracionários (QF), retornam o número total de bits utilizado para representação do valor, ou seja, a soma QI+QF é conhecida como o comprimento da palavra, que depende do comprimento suportado pelo processador utilizado. Comprimentos de palavras típicos são 8, 16 e 32 bits, os quais muitos microcontroladores e processadores digitais de sinal baseiam a construção de suas unidades de processamento.

Por exemplo: um número Q14.18 é descrito por um valor de 32 bits com 14 bits inteiros e 18 bits fracionários. Para variáveis inteiras com sinal, a representação do sinal é inclusa na precisão da parte inteira, que tem seu valor absoluto reduzido em um bit de precisão.

Para uma palavra com N-bits, quando a mesma é interpretada como um número sem sinal, o subespaço de valores P do mesmo é descrito por [55]:

$$P = \{p/2^b \mid 0 \leq p \leq 2^N - 1, p \in \mathbb{Z}\} \quad (4.1)$$

Onde P contém  $2^N$  elementos. A representação é denotada por Qa.b, onde  $a = N - b$ .

Na representação Qa.b, o n-ésimo bit, contando da direita para esquerda começando do bit 0, possui peso descrito por  $2^n/2^b = 2^{n-b}$ . Devemos notar que quando  $n = b$  o peso é exatamente 1. De forma similar a notação em base decimal, o ponto binário está localizado entre este bit e o bit a direita do mesmo. Isto é algumas vezes referenciado como um ponto binário implícito. A representação Qa.b possui então “a” bits inteiros e “b” bits fracionários.

O valor particular de um número x de comprimento de N bits na representação Qa.b é dado pela expressão [55]:

$$x = (1/2^b) \sum_{n=0}^{N-1} 2^n x_n \quad (4.2)$$

Por exemplo, para um número de 8 bits representado em Q6.2, possui a seguinte forma:

$$b_3b_4b_3b_2b_1b_0b_{-1}b_{-2} \quad (4.3)$$

onde o bit  $b^k$  possui peso  $2^k$ . Notamos que dado  $b = 2$  o ponto binário permanece a direita do segundo bit (contado a partir de zero), e dessa maneira esta representação possui 6 bits inteiros e 2 bits fracionários.

Esta representação possui uma variação que vai de 0 a  $2^6 - 2^2 = 64 - 1/4 = 63 \frac{3}{4}$ . Utilizando esta representação, o valor 0x8A (1000.1010b) representa:

$$\left(\frac{1}{2^2}\right)(2^7 + 2^3 + 2^1) = 34,5 \quad (4.4)$$

A mesma palavra binária de N-bits pode ser interpretada como um número com sinal em representação de complemento de dois. O subespaço de valores P do mesmo é descrito por:

$$P = \{p / 2^b \mid -2^{N-1} \leq p \leq 2^{N-1} - 1, p \in \mathbb{Z}\} \quad (4.5)$$

Dado que o subespaço P possui  $2^N$  elementos, descrevemos a representação por Qa.b, onde  $a = N - b - 1$ .

O valor particular de um número x de comprimento de N bits na representação Qa.b com sinal com complemento de dois, é dado pela expressão:

$$x = \left(\frac{1}{2^b}\right) \left[ -2^{N-1} x_{N-1} + \sum_{n=0}^{N-2} 2^n x_n \right] \quad (4.6)$$

onde  $x_n$  representa o n-ésimo bit de  $x$ . O intervalo de variação da representação com sinal de  $Qa.b$  é descrito por:

$$-2^{N-1-b} \leq x \leq +2^{N-1-b} - 1/2^b \quad (4.7)$$

Podemos notar que o número de bits no termo da magnitude é reduzido em 1, devido a representação do número fracionário com sinal em complemento de dois, desta forma, o bit mais significativo do número representa o sinal do mesmo, reduzindo o limite de variação do número representado de  $N$  para  $N-1$ . Como exemplo, o intervalo de variação de um número fracionário em ponto fixo com sinal (representação de complemento de dois),  $Q13.2$ , implica que temos  $13+2+1 = 16$  bits para o tamanho da palavra, e o intervalo de variação começa de  $-2^{13} = -8192$  até  $+2^{13} - 1/4 = 8191,75$ .

As operações de adição e subtração são realizadas da mesma forma que para números inteiros, dado que os números a serem adicionados (representados em  $Qa.b$ ) possuam o mesmo coeficiente “a” e “b”. As operações de multiplicação e divisão envolvem um algoritmo um pouco mais elaborado que não será descrito nesta seção. Tanto para as operações de adição e subtração, como para as operações de multiplicação e divisão, realizadas com a aritmética de ponto fixo, seus resultados devem ser analisados para verificação de *underflow* e *overflow* das mesmas.

Para utilização da representação e aritmética de ponto fixo para o DSC utilizado no desenvolvimento do EDFA proposto, utilizamos a biblioteca IQmath [56], onde a Texas Instruments desenvolveu todos os algoritmos necessários para representação e aritmética de ponto fixo a ser utilizada nos processadores da família C28xx.

A utilização da aritmética de ponto fixo reduziu os tempos de cálculo dos valores de ajuste do laser de bombeio pelos controladores em 10 vezes. Tempos de cálculo do valor do laser de bombeio para o controle com alimentação adiante e realimentado, reduziram da ordem de  $30 \mu s$  (utilizando ponto flutuante) para aproximadamente  $3 \mu s$  (utilizando aritmética de ponto fixo, via biblioteca IQmath).

## ***4.4 Firmware de Controle de Ganho***

Nesta serão descritos os firmwares de controle de ganho com supressão de transientes para redes reconfiguráveis desenvolvidos para o EDFA proposto. Iniciando pela descrição das configurações do DSC adotadas no desenvolvimento dos firmwares visando, a otimização do desempenho da CPU e dos periféricos utilizados no firmware desenvolvido, seguido pela descrição dos controladores por alimentação adiante e realimentação implementados para realização do controle de ganho proposto, e junto aos fluxogramas que descrevem o comportamento dos firmwares de controle de ganho desenvolvidos no DSC. O método de sintonia do controlador proporcional integral (PI) elaborado para o controle realimentado de ganho do EDFA é descrito nesta seção. Por fim, descreve-se o procedimento de integração dos componentes eletrônicos e ópticos na mecânica do EDFA, e os resultados esperados.

### ***4.4.1 Configurações de Desenvolvimento de Firmware para Otimização de Desempenho***

Em busca de um melhor desempenho na execução dos firmwares de controle de ganho desenvolvidos no DSC, foram definidas as configurações necessárias para os módulos periféricos do DSC, de forma que possamos obter o máximo desempenho em termos de execução do código de controle dos firmwares desenvolvidos. As configurações definidas são listadas em seguida:

- Configuração máxima do relógio para os periféricos de alta velocidade do DSC, 150 MHz. Esta definição implica em um ciclo de 6,67 ns para cada instrução executada diretamente da memória SARAM (Single Access RAM), onde deverão residir às funções de controle de ganho a serem executadas, e um ciclo de aproximadamente 10 ns para cada instrução executada da memória Flash,

onde deverão residir as funções de configuração e comunicação com a gerência para o firmware desenvolvido.

- Configuração do relógio máximo para os periféricos de baixa velocidade do DSC (SPI, SCI, etc), ou seja, 20 MHz. Esta definição em especial, implica em um período de transferência de bit na interface SPI (interface de comunicação com os ADCs e DACs) de 50 ns, conseqüentemente para transferência de um dado de 16 bits pela interface SPI, totaliza um tempo de 800 ns. Para o conversor digital analógico este tempo é tomado como o tempo de aquisição de uma amostra devido ao mesmo possuir uma taxa de atualização abaixo da taxa de transferência do dado ao longo da interface SPI, já o conversor analógico digital possui uma taxa de atualização de 1  $\mu$ s, sendo esta a taxa tomada como a taxa de aquisição de uma amostra.
- Configuração da aquisição de dados dos periféricos ADCs, DACs e SCI por interrupção. Esta definição faz com que durante o intervalo de aquisições de dados, possamos executar paralelamente outra parte do algoritmo de controle (cálculos para tratamento das amostras adquiridas e cálculos de ajuste do controlador). Desta forma devemos organizar o firmware para que, durante a aquisição de um valor do ADC, DAC ou SCI, o valor adquirido anteriormente seja paralelamente tratado, assim por diante, reduzindo o tempo de execução do laço de controle do firmware desenvolvido.
- Implementação do protocolo HDLC (High level Data Link Control) na interface SCI (*Serial Communication Interface*), visando à troca de dados robusta entre o DSC e a gerência.
- Implementação do algoritmo de cópia da função de controle de ganho da memória Flash para memória SARAM, durante a inicialização do firmware do EDFA, visando, no estado depois da inicialização do firmware do EDFA, que a função de controle de ganho possa ser executada com o maior desempenho possível, direto da memória SARAM, enquanto o desempenho de execução do mesmo para uma instrução na memória Flash é aproximadamente 33% menor que o desempenho de execução na SARAM.

#### **4.4.2 Controladores de Ganho com Supressão de Transientes Desenvolvidos**

Nesta seção são apresentados os controladores de ganho desenvolvidos nos firmwares do DSC. Primeiramente tratam-se as particularidades para o desenvolvimento do controlador por alimentação adiante, seguido da descrição das particularidades para o desenvolvimento do controlador proporcional integral por realimentação.

##### **Controlador de Ganho com Supressão de Transientes por Alimentação Adiante**

Como descrito na seção de controle de ganho eletrônico no Capítulo 2, o controlador por alimentação adiante é construído baseado em uma curva de caracterização prévia, onde através de uma faixa de valores experimentais (para cada valor da potência de entrada, obtemos o valor do canal do DAC necessário, para o EDFA prover o ganho desejado), obtemos uma equação polinomial (valor do canal do DAC em função da potência de entrada), que descreve a palavra digital que deve ser aplicada ao canal do conversor digital analógico, para manutenção do ganho desejado. Cada valor de ganho desejado é descrito por uma nova equação polinomial. Para realizarmos o controle de ganho por alimentação adiante no DSC, precisamos embarcar no controlador de ganho, as equações polinomiais para os ganhos desejados, que são selecionadas para realizar o controle de ganho de acordo com o valor de ganho enviado para o DSC pela gerência. Em função do valor lido da potência total de entrada, através da equação polinomial é calculado o valor a ser aplicado no DAC para realizar o controle de ganho desejado. Quanto menor a ordem da equação polinomial, mais rápido o controle de ganho será executado, porém menos preciso será o controle. Quanto maior a ordem da equação polinomial, melhor a precisão do controle, porém mais lento o mesmo será executado. Devido a utilização da aritmética de ponto fixo, possuímos mais um fator que devemos nos preocupar para que o controlador execute devidamente sua ação de controle de ganho, o cuidado necessário está em torno do controle de *overflow* e *underflow* do cálculo realizado na equação polinomial. Para isto, o problema

foi solucionado utilizando parâmetros de saturação do valor da equação polinomial, caso ocorra *underflow* ou *overflow* respectivamente no resultado da equação polinomial de controle de ganho utilizada. Analisando experimentalmente a relação entre precisão do controle de ganho e a velocidade do mesmo, obtem-se que um polinômio de sexto grau atende às especificações citadas no Capítulo 3. Para obtenção de um menor tempo de atraso no cálculo realizado pela equação polinomial de sexta ordem, ilustrada pela equação 4.8, utilizou-se um método de cálculo reduzido ilustrado pela equação 4.9, economizando o tempo da execução de 20 operações de multiplicação desnecessárias para realização do cálculo necessário, no caso da equação polinomial de sexta ordem.

Para o controlador de ganho por alimentação adiante, ilustrado através do fluxograma da Figura 4.4, inicialmente configura-se os periféricos do DSC, o ADC para adquirir somente a potência de entrada, e o DAC para atuação no laser de bombeio. Após realizadas as configurações dos periféricos, o firmware de controle de ganho entra em loop infinito, para realização do controle de ganho. Neste loop infinito, realiza-se a aquisição da potência de entrada, tratamento do dado adquirido, que alimenta a entrada do controlador, onde calcula-se o valor de ajuste do laser de bombeio, enviando este valor ao DAC, desta forma ajustando o novo valor do bombeio do EDFA para realização do controle de ganho.

$$y = a * x^6 + b * x^5 + c * x^4 + d * x^3 + e * x^2 + f * x + g \quad (4.8)$$

$$y = ((((((a * x + b) * x + c) * x + d) * x + e) * x + f) * x + g) \quad (4.9)$$

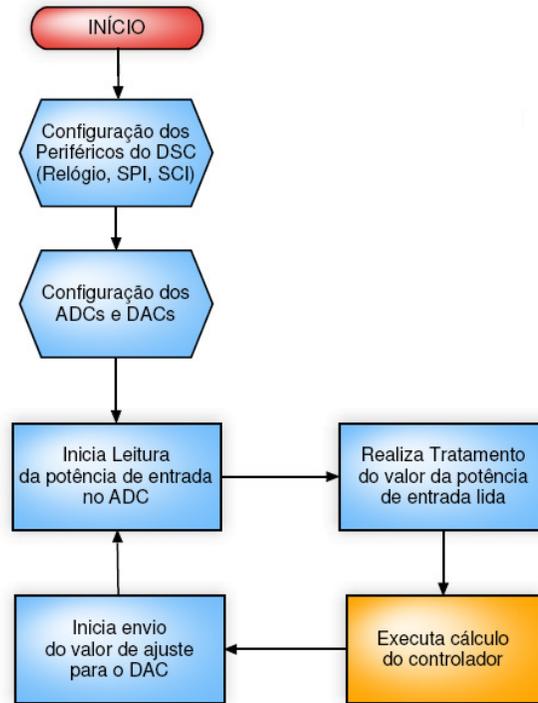


Figura 4.4 – Laço de controle por alimentação adiante.

### Controlador de Ganho Realimentado PI com Supressão de Transientes

A equação 4.10, ilustra a representação do sinal de controle para o controlador proporcional integral no tempo contínuo.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.10)$$

onde  $u(t)$  representa o sinal de controle do controlador,  $e(t)$  representa o erro do controlador, e  $K_p$  e  $K_i$  representam as constantes proporcional e integral respectivamente (parâmetros de sintonia do controlador).

O controle proporcional integral de ganho realimentado com supressão de transientes, utiliza como fonte de dados de entrada os valores da potência de entrada total (dBm) e potência de saída total (dBm), para se obter o valor do ganho medido. Através da comparação entre o ganho medido e o ganho desejado, obtém-se a variável de erro para a amostra adquirida  $e(n)$ , que corresponde no tempo contínuo ao parâmetro de entrada do controlador  $e(t)$  ilustrado na equação 4.10. Definidos os parâmetros de sintonia proporcional e integral do controlador, realiza-se a integração numérica através do método elementar de Euler, ilustrado nas equações 4.11a e 4.11b [59]:

$$\frac{d(y(t))}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{y(n) - y(n-1)}{t(n) - t(n-1)} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{y(n) - y(n-1)}{h} = K_i e(n) \quad (4.11a)$$

$$y(n) = y(n-1) + K_i e(n)h \quad (4.11b)$$

onde  $y(n-1)$  é o valor anterior do erro de controle,  $e(n)$  é a amostra atual do erro de controle,  $h$  é o passo de integração, e  $y(n)$  é a integral do erro atual. A equação 4.12 ilustra a correspondência entre o valor de controle no tempo contínuo e o valor de controle no tempo discreto. Após realizada o cálculo da parte integral do controle de ganho (equação 4.11b), o mesmo é somado a parte proporcional do controle de ganho  $K_p e(n)$ , desta forma obtém-se o valor de controle a ser enviado ao canal do conversor digital analógico onde está conectado o laser de bombeio do EDFA.

$$K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \Rightarrow K_p e(n) + (y(n-1) + K_i e(n)h) \quad (4.12)$$

Para o controlador por realimentação, precisamos configurar o ADC para adquirir as duas potências disponíveis (entrada e saída) para calcularmos o ganho, e através da diferença entre este e o ganho especificado obtem-se a variável de entrada de erro  $e(n)$ . A Figura 4.5, ilustra o fluxograma do controle automático de ganho desenvolvido no DSC,

para o controle automático de ganho por realimentação utilizando controle proporcional integral.

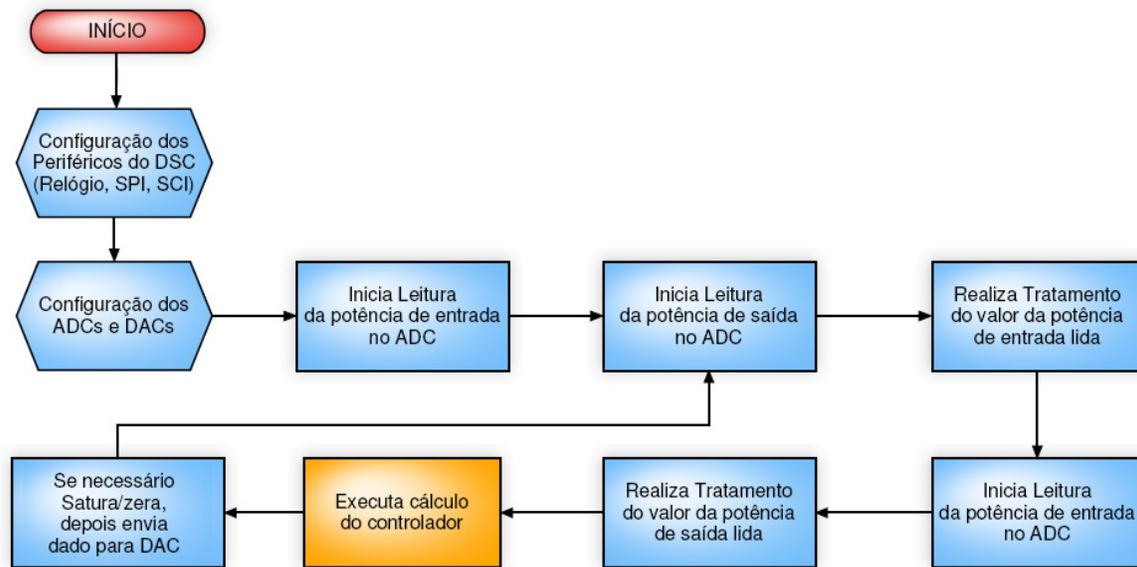


Figura 4.5 – Laço de controle de ganho por realimentação

Para o controlador de ganho proporcional integral por realimentação, ilustrado através do fluxograma da Figura 4.5, inicialmente configura-se os periféricos do DSC, o ADC para adquirir a potência de entrada e de saída, e o DAC para atuação no laser de bombeio. Após realizadas as configurações dos periféricos, iniciamos a aquisição da potência de entrada, antes do firmware entrar no loop infinito de controle de ganho. Neste loop infinito, realiza-se a aquisição da potência de entrada (e inicia-se a aquisição da potência de saída), trata-se o dado da potência de entrada adquirido, realiza-se a aquisição da potência de saída (e inicia-se a aquisição da potência de entrada para o próximo laço de controle de ganho), e trata-se o dado da potência de saída. Os dados da potência de entrada e de saída adquiridos e tratados, alimentam a entrada do controlador proporcional integral, onde calcula-se o valor de ajuste do laser de bombeio (realizando o procedimento de saturação do dado em caso de *overflow* ou *underflow*) de acordo com o erro proporcional e integral com relação ao ganho alvo, e envia o mesmo ao DAC, ajustando o novo valor do bombeio do EDFA. Para realizarmos o controle do ganho mais rapidamente, torna-se necessário a execução da

sintonia das constantes proporcional e integral do controlador PI desenvolvido. A próxima seção aborda os métodos de sintonia dos parâmetros utilizados, na sintonia do controlador PI desenvolvido.

#### **4.4.3 Método de Sintonia do Controlador PI Desenvolvido**

Devido ao EDFA no âmbito de sistemas de controle se comportar como um sistema não linear de múltiplas entradas, sua modelagem completa envolve muitos parâmetros de projeto, sendo bastante complexa de ser elaborada. Então para o caso do controle realimentado com controlador proporcional integral, ao invés de se modelar o amplificador a fibra dopada com érbio para realizar a sintonia do controlador, decidiu-se utilizar o método de sintonia experimental de Ziegler-Nichols [57], no qual não se torna necessário o conhecimento da planta do sistema a ser controlado para sintonia do controlador. Com a utilização deste método, a sintonia do controlador projetado através do método de Ziegler-Nichols não é o mais otimizado relacionado ao projeto de um controlador partindo do sistema modelado, desta forma, mostramos uma prova de conceito do desenvolvimento do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes. Estudos futuros poderão ser realizados para a obtenção da modelagem completa do EDFA, com a utilização de métodos de sintonia mais apurados, ou controladores mais adequados para controles de sistemas não lineares.

Ziegler e Nichols apresentaram dois métodos para sintonia de controladores, o método da Curva de Reação e o método do Limite de Estabilidade. No projeto do controlador PI, utilizamos o método do Limite de Estabilidade, entretanto, apresentamos a seguir estes dois métodos de sintonia de controladores.

#### **Método da Curva de Reação**

J. G. Ziegler e N. B. Nichols observaram que, as respostas ao degrau de um grande número de processos apresentam uma curva de reação ilustrada pela Figura 4.6. A forma de

“S” da curva é uma característica de muitos sistemas de ordem elevada, no qual a função de transferência pode ser aproximada por:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-t_d s}}{\tau s + 1} \quad (4.13)$$

ou seja, um sistema de primeira ordem com um tempo de atraso  $t_d$ . As constantes da equação 4.13 podem ser determinadas pela resposta ao degrau unitário do processo em estudo. Se uma reta tangente for traçada na parte linear da curva da Figura 4.6, então a inclinação da reta é  $R = K/\tau$ , e a interseção da linha tangente com o eixo do tempo representa o tempo de atraso  $L = t_d$ .

Neste método, a escolha dos parâmetros do controlador é baseada na taxa de decaimento de aproximadamente 0,25. Isto significa que o decaimento do transitório dominante será de um quarto do seu valor, depois de um período de oscilação, como apresentado na Figura 4.7.

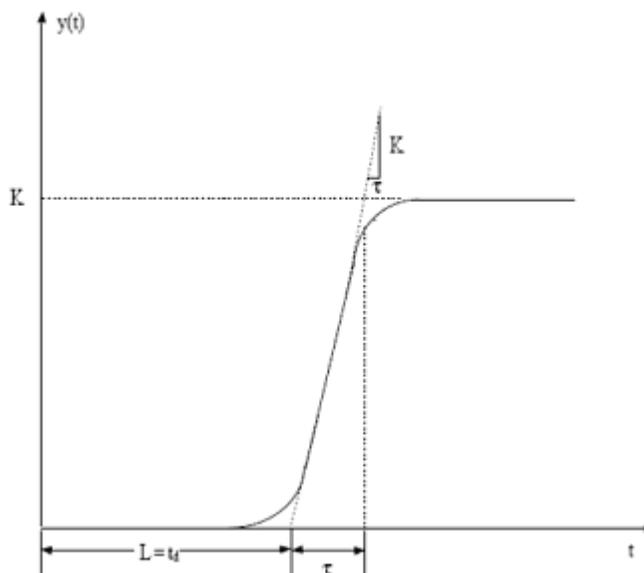


Figura 4.6 – Curva de reação de um processo

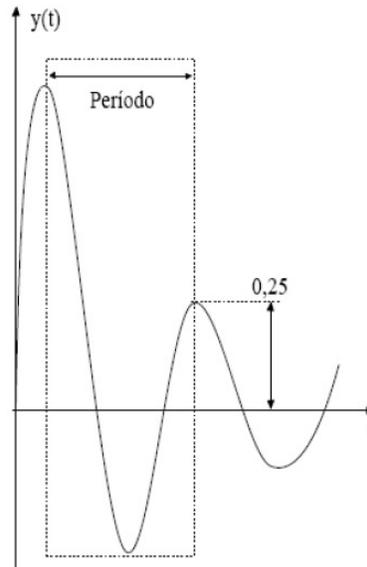


Figura 4.7 – Resposta transitória com taxa de decaimento de um quarto

Este um quarto de amortecimento, representa um fator de amortecimento de  $\zeta = 0,21$ , que segundo Ziegler e Nichols é um bom compromisso entre a resposta rápida e estabilidade marginal adequada. Após simularem vários sistemas, ajustaram os parâmetros do controlador de acordo com a Tabela 4.1. Vale salientar que os parametros propostos são valores iniciais, cabendo ao projetista, a realização de um ajuste fino dos mesmos, para obter um controle mais eficiente.

Tipo de controlador	Ganhos adequados
Proporcional (P)	$K_p = 1/RL$
Proporcional-Integral (PI)	$K_p = 0,9/RL, T_i = 1/K_i = L/0,3$
Proporcional-Integral-Derivativo (PID)	$K_p = 0,9/RL, T_i = 1/K_i = 2L, T_d = 1/K_d = 0,5L$

Tabela 4.1 – Parâmetros dos controladores para o método de curva de reação.

## Método do Limite de Estabilidade

Neste método o critério para ajustar os parâmetros é realizado observando o limite de estabilidade do sistema. Usando apenas um controlador proporcional, onde o esquema pode ser observado na Figura 4.8, incrementa-se o ganho do controlador até que a oscilação contínua do sistema seja obtida. Isto é, até que o sistema se torne marginalmente estável, como ilustrado pela Figura 4.9.

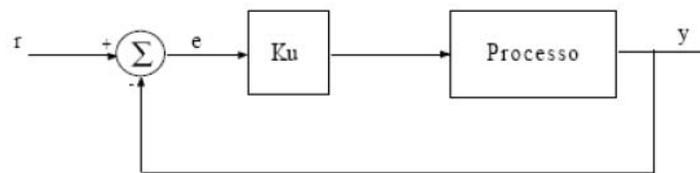


Figura 4.8 – Esquema para obtenção do limite de estabilidade.

O ganho  $K_u$  é o ganho ajustado para obtenção da oscilação contínua, e o período de oscilação  $P_u$  é determinado como ilustra a Figura 4.9. O período deve ser medido quando a amplitude da oscilação é pequena. Os ganhos dos controladores são obtidos de acordo com a Tabela 4.2.

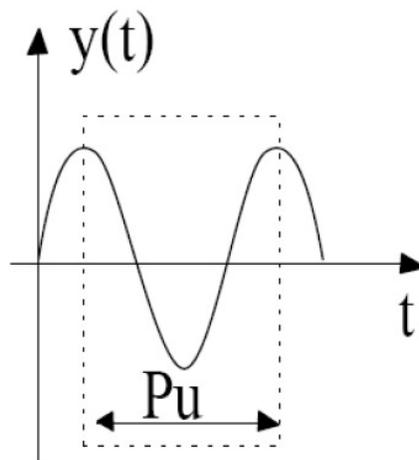


Figura 4.9 – Resposta do sistema marginalmente estável.

Tipo de controlador	Ganhos adequados
Proporcional (P)	$K_p = 0,5 K_u$
Proporcional-Integral (PI)	$K_p = 0,45 K_u, T_i = 1/K_i = P_u/1,2$
Proporcional-Integral-Derivativo (PID)	$K_p = 0,6 K_u, T_i = 1/K_i = 0,5 P_u, T_d = 1/K_d = 0,125 P_u$

**Tabela 4.2 – Parâmetros dos controladores para o método do limite de estabilidade**

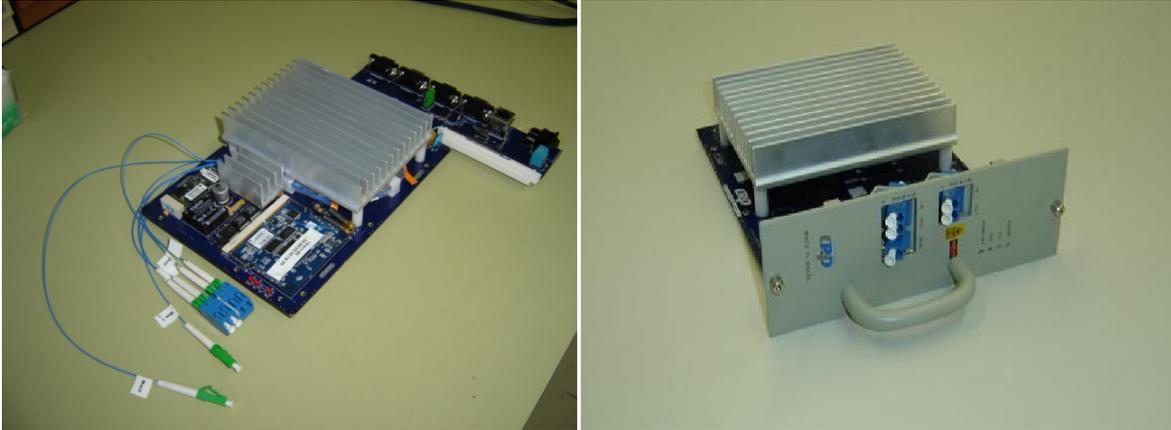
Como citado anteriormente, o método de sintonia do controlador escolhido foi o do limite de estabilidade. Para que fosse possível visualizar a oscilação do sistema, o sinal da saída do EDFA é convertido para o domínio elétrico através de um fotodetector, e visualizado em um osciloscópio. Como o EDFA é um sistema que responde muito rápido a variações na potência de entrada (aproximadamente 150  $\mu$ s), se fosse utilizado o método de curva de reação, teria-se que aplicar um degrau de entrada e verificar a saída em uma janela de tempo extremamente pequena, o que não foi possível experimentalmente. Com o método de limite de estabilidade, não é necessário capturar a resposta ao degrau nessa janela de tempo pequena, apenas monta-se o esquema ilustrado pela Figura 4.8, e variando o valor da constante do controlador proporcional (dado que o valor da constante integral é igual a zero), até visualizar-se uma resposta semelhante a ilustrada pela Figura 4.9. Então coleta-se os dados, e em seguida determina-se os ganhos do controlador de acordo com a Tabela 4.2.

#### 4.4.4 Integração do EDFA

Após realização com sucesso do desenvolvimento do controle automático de ganho para EDFAs com supressão de transientes, foi desenvolvido uma placa de circuito impresso e uma mecânica reduzida para possibilitar a integração de todos os componentes ópticos e eletrônicos do EDFA desenvolvido (ilustrado na Figura 4.10).

No próximo Capítulo, são abordados os experimentos realizados com o EDFA desenvolvido, com o intuito de verificar o comportamento sistêmico do controle de ganho e

supressão de transientes. Os resultados obtidos são comparados aos resultados descritos na especificação, constatando o sucesso do desenvolvimento do EDFA proposto.



**Figura 4.10 – Protótipo do EDFA desenvolvido**

## Capítulo 5      Resultados Experimentais

Nesta seção o EDFA com os controles automáticos eletrônico de ganho desenvolvidos são avaliados, através de experimentos para determinação dos parâmetros de desempenho sistêmico do mesmo. Esta avaliação experimental tem como objetivo, simular aspectos de uma rede reconfigurável em torno das técnicas de controle de ganho desenvolvidas, para que se possa obter os parâmetros que determinam o desempenho do EDFA, realizando a comparação entre os parâmetros obtidos experimentalmente, com os parâmetros especificados na seção 4.1.

Os experimentos realizados se aplicam ao EDFA com controle de ganho eletrônico realimentado (utilizando um controlador proporcional integral digital), e para o EDFA com controle de ganho eletrônico por realimentação adiante (utilizando a curva polinomial de ajuste da corrente de bombeio). Para uma análise detalhada da obtenção dos requisitos de especificação, o EDFA com controle de ganho desenvolvido foi submetido às seguintes análises:

- Supressão de transientes de potência óptica do canal sobrevivente.
- Análise sistêmica através de diagrama de olho.
- Tempo de resposta do controle de ganho no canal sobrevivente (*settling time*).

Os resultados apresentados se referem aos ganhos de 20 dB e 18 dB, sob as condições de adição/remoção de 3, 6 e 9 dB de potência óptica de entrada do EDFA. Na próxima seção, é descrita a montagem do arranjo experimental, necessária para realização

dos experimentos propostos, para avaliação do EDFA com controle de ganho e supressão de transientes.

### 5.1 Arranjo Experimental

O arranjo experimental utilizado para avaliar sistemicamente o desempenho do EDFA com a técnica de controle de ganho desenvolvida é ilustrado pela Figura 5.1. No arranjo experimental da Figura 5.1, utilizam-se sete canais equalizados e posicionados na banda C (não modulados) de acordo com a norma ITU G.694.2 (1538,20 nm; 1541,36 nm; 1544,52 nm; 1547,72 nm; 1554,12 nm; 1557,36 nm e 1560,60 nm), que são inseridos em um multiplexador de canais ópticos. Estes canais são adicionados e removidos, por uma chave acústico-óptica modulada através de uma forma de onda quadrada com frequência de 100 Hz (período de *add/drop* de 5 ms), sendo posteriormente inseridos em uma das entradas do *splitter* A1 (com duas entradas e uma saída, e perda de 3 dB da entrada para cada saída), a outra entrada de A1 possui a presença do canal sobrevivente (1550,92 nm, não modulado para realização da análise do transiente de potência e tempo de controle para o canal sobrevivente, porém, modulado durante a realização da análise do diagrama de olho óptico para o canal sobrevivente) com o mesmo nível de potência dos canais equalizados que são inseridos na outra entrada do *splitter* A1. Desta forma, é simulada a condição de operação encontrada no EDFA em uma rede óptica reconfigurável WDM. São realizadas 100 inserções/remoções por segundo para carregamentos de 7 canais, 3 canais e 1 canal em um sistema WDM, o que corresponde a uma adição ou remoção de 9, 6 e 3 dB na potência de entrada do EDFA respectivamente. Neste cenário, com auxílio de um analisador de espectro óptico (OSA), são analisados todos os canais na saída do EDFA, e através da passagem do sinal de saída por um filtro sintonizável, visualiza-se o comprimento de onda do canal sobrevivente. Um fotodetector é utilizado para conversão do sinal óptico do canal sobrevivente, permitindo a análise da variação de potência do mesmo no domínio do tempo em um osciloscópio. Esta visualização se torna necessária, para análise dos transientes de potência, tempo de controle, e análise sistêmica do diagrama de olho no canal sobrevivente.

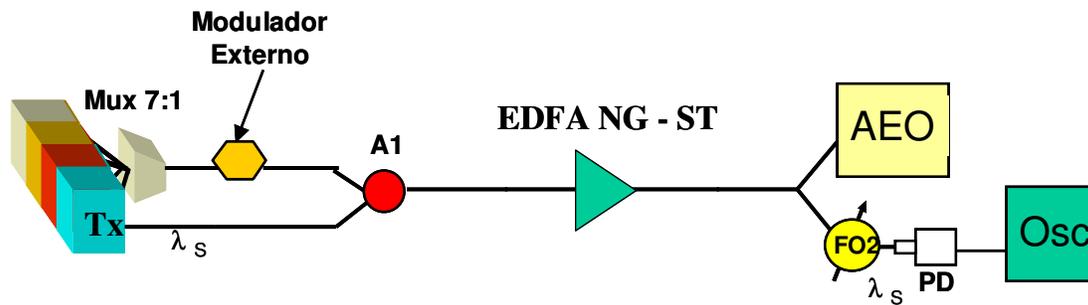


Figura 5.1 – Arranjo experimental para teste do EDFA desenvolvido.

Nas próximas seções os resultados espectrais e temporais obtidos através dos experimentos realizados para análise do desempenho das técnicas de controle de ganho desenvolvidas para o EDFA, serão apresentados.

## 5.2 Análise Espectral

A análise espectral foi conduzida com o intuito de se observar a manutenção do ganho no EDFA proposto, para um sistema WDM de 8 canais. Na Figura 5.2 o espectro de saída do EDFA é apresentado, para o ganho alvo de 20 dB, com a entrada do EDFA composta por 8 canais (azul), e após a remoção de 7 canais (vermelho). O canal sobrevivente foi utilizado no comprimento de onda de 1550,92 nm. Pode-se, então, visualizar os efeitos causados no espectro de saída pela técnica de controle de ganho utilizada, devido a redução do bombeio, causada pelo controle automático eletrônico de ganho por realimentação, nos casos onde a remoção dos canais leva a uma queda do nível de potência de entrada para um valor de aproximadamente -14 dBm.

Na Figura 5.2, apesar da desigualização obtida entre os canais (devido ao perfil do ruído de ASE), pode-se notar que o valor do ganho do canal sobrevivente é mantido praticamente constante, frente à retirada de 7 canais, que corresponde a uma variação de potência de entrada de 9 dB. O canal sobrevivente apresenta um ganho de 19,8 dB, quando está dividindo a banda com os demais 7 canais e quando sozinho de 19,3 dB, exibindo, assim, uma variação de ganho de 0,5 dB. Dessa maneira, os espectros de saída apresentados

na Figura 5.2 representam a saída em regime permanente, após o ajuste do bombeio para a manutenção do ganho desejado (temos como limite de variação de ganho especificado de aproximadamente  $\pm 0.5$  dB). O que ocorre durante a atuação até a manutenção do ganho, o transiente de potência sobre o canal sobrevivente, será alvo da próxima seção.

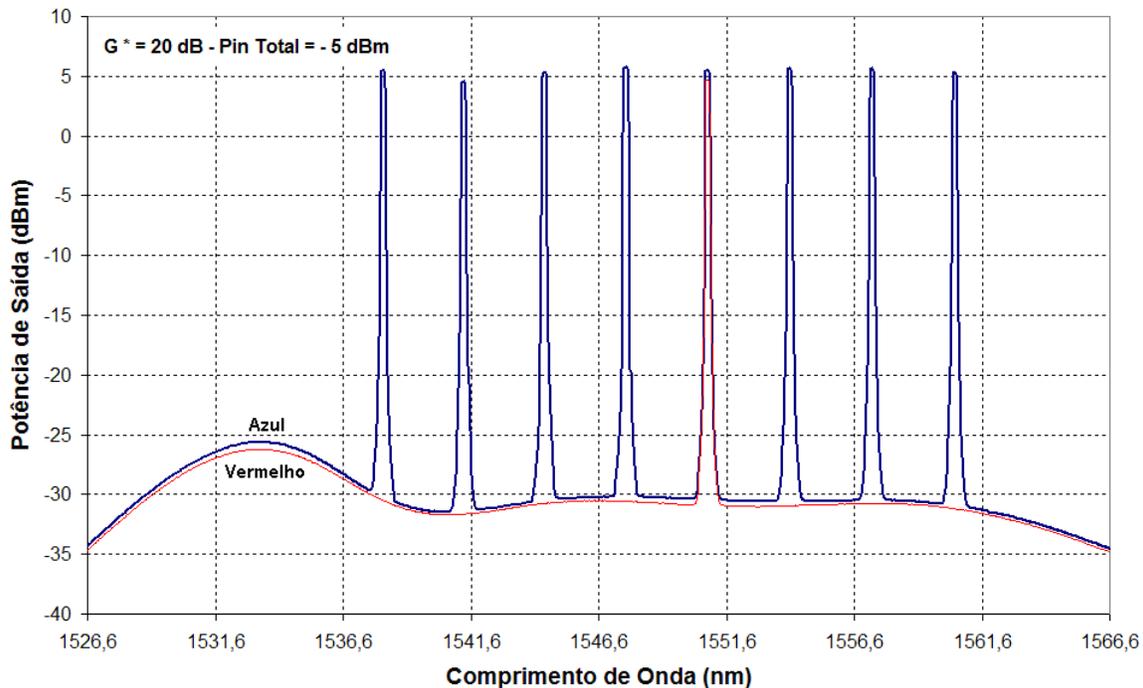


Figura 5.2 – Espectro de saída do EDFA com controle automático eletrônico de ganho por realimentação com 8 canais (azul) e 1 canal (vermelho) para o modo de operação  $G = 20$  dB.

### 5.3 Análise Temporal

Para avaliação de desempenho do transiente de potência e do tempo de controle (*settling time*) do EDFA com o controle automático de ganho desenvolvido, foi utilizado o arranjo experimental ilustrado pela Figura 5.1. A validação de desempenho do EDFA para as redes reconfiguráveis de nova geração é realizada, através da análise da potência do sinal de saída do canal sobrevivente do EDFA no domínio do tempo, adquirido através do osciloscópio,

após o processo de fotodeteção do mesmo. As condições de ganho ajustadas no EDFA foram de 18 dB e 20 dB, em uma rede WDM onde são realizadas 100 adições/remoções por segundo, com variações de 3 dB (remoção de 1 canal óptico em um sistema com 2 canais ópticos no total), 6 dB (remoção de 3 canais óptico em um sistema com 4 canais ópticos no total) e 9 dB (remoção de 7 canais óptico em um sistema com 8 canais no total) sobre o valor da potência de entrada do EDFA. Serão apresentados os dados obtidos nesse experimento para análise da variação do transiente de potência sobre o canal sobrevivente, e o tempo de controle (*settling time*) do mesmo, para um EDFA sem controle de ganho, um EDFA com controle automático de ganho para redes ponto-a-ponto, e o EDFA desenvolvido com os controles de ganho e supressão de transiente.

### 5.3.1 EDFA sem controle de ganho

A Figura 5.3, ilustra a variação de potência do canal sobrevivente para o EDFA sem controle de ganho para uma frequência de adição/remoção de 100 Hz, para os casos de adição/remoção de 9, 6 e 3 dB da potência de entrada (sobrevivendo 1 de 8 canais, 1 de 4 canais e 1 de 2 canais respectivamente), supondo que os canais presentes possuem a mesma potência de entrada, ou seja, todos os canais na entrada do EDFA estão equalizados em nível de potência.

É verificado que, para as variações da potência de entrada de 9, 6 e 3 dB, são obtidas respectivamente excursões de potências de 5,91 (potência de entrada<sub>8 canais</sub> – potência de entrada<sub>1 canal</sub>; (-9.09 dBm – (-15 dBm))), 3,41 (-11.59 dBm – (-15 dBm)) e 1,61 dB (-13.39 dBm – (-15 dBm)) sob o canal sobrevivente, estas variações ocorrem devido ao EDFA não possuir controle de ganho, sendo estas utilizadas como base de comparação para o EDFA com controle de ganho desenvolvido.

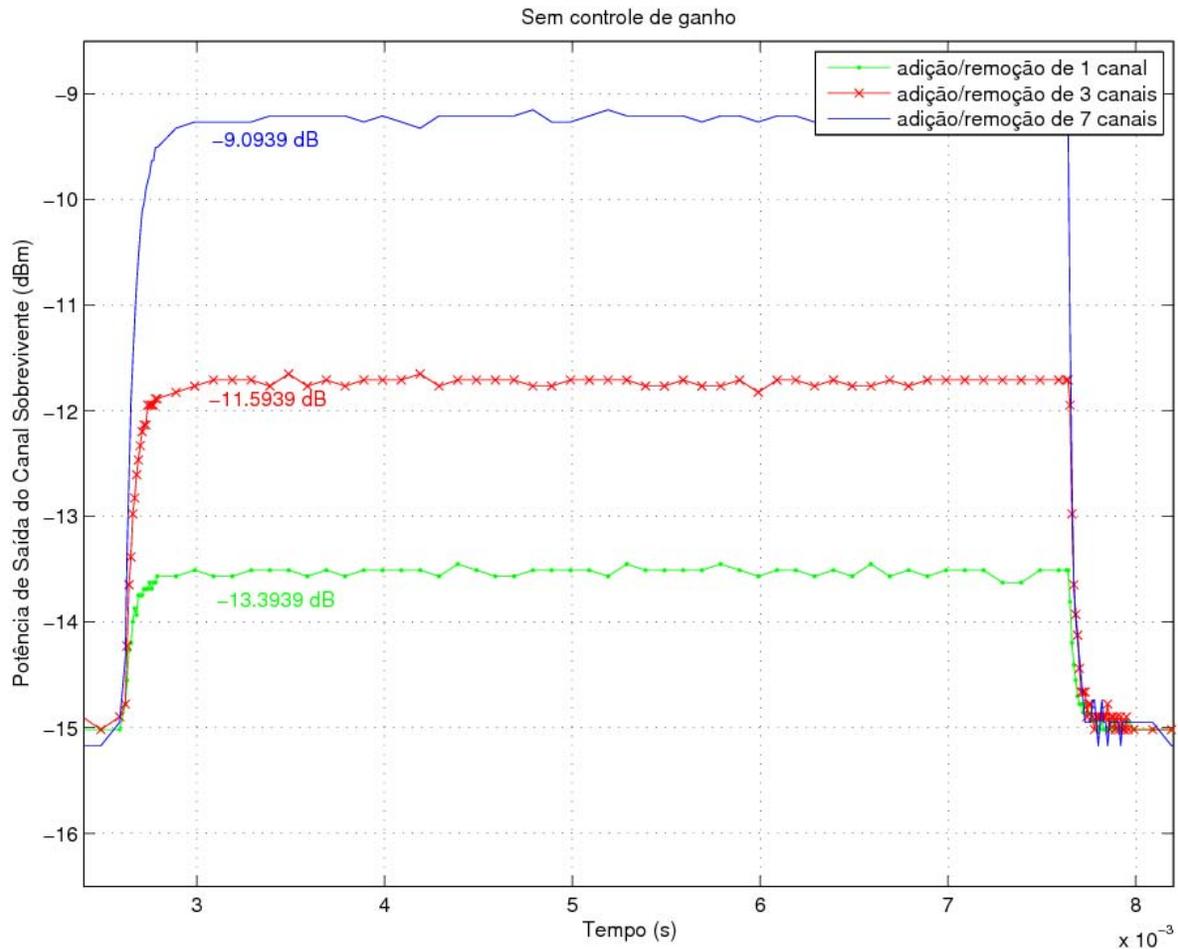


Figura 5.3 – Variação da potência do canal sobrevivente para o EDFA sem controle automático de ganho para os casos experimentados.

### 5.3.2 Controle de ganho de EDFAs para enlaces ponto-a-ponto

Para o amplificador analisado, devido seu lento tempo de resposta do controle de ganho por realimentação, foi utilizada uma frequência de modulação de adição/remoção de 2 Hz, para que possamos analisar a variação de potência sob o canal sobrevivente e o tempo de controle do mesmo.

A Figura 5.4 ilustra a resposta de controle temporal do canal sobrevivente para o amplificador óptico a fibra dopada com érbio para redes ponto-a-ponto, com controle automático de ganho realimentado. Uma adição/remoção de 7 canais, corresponde a uma

variação de 9 dB na potência total de entrada do amplificador, onde o mesmo apresenta uma variação de potência aproximadamente igual a do amplificador óptico sem controle de ganho, ou seja, aproximadamente 6,02 dB (cálculo realizado através da equação:  $10*\log(V_{pico}) - 10*\log(V_{base})$ ). O tempo de resposta transiente obtido para este controle realimentado implementado no EDFA, foi de aproximadamente 55 ms.

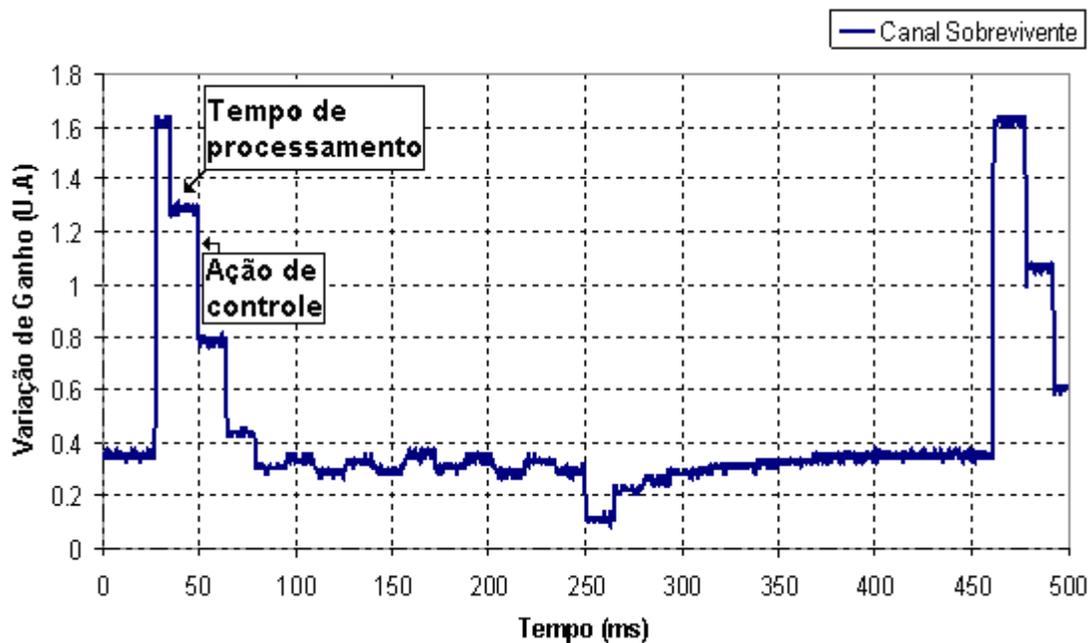


Figura 5.4 – Resposta temporal do EDFA com controle realimentado frente à inserção e remoção de 7 canais.

A Figura 5.5 ilustra a resposta de controle temporal do canal sobrevivente para o caso de controle por realimentação adiante. Temos neste caso, para situação de adição e remoção de 7 canais, a mesma variação de potência apresentada para o EDFA sem controle de ganho e o EDFA com controle automático de ganho por realimentação, ou seja, aproximadamente 6,02 dB. O tempo da resposta transiente para este controle implementado, por sua vez é reduzida para aproximadamente 5 ms.

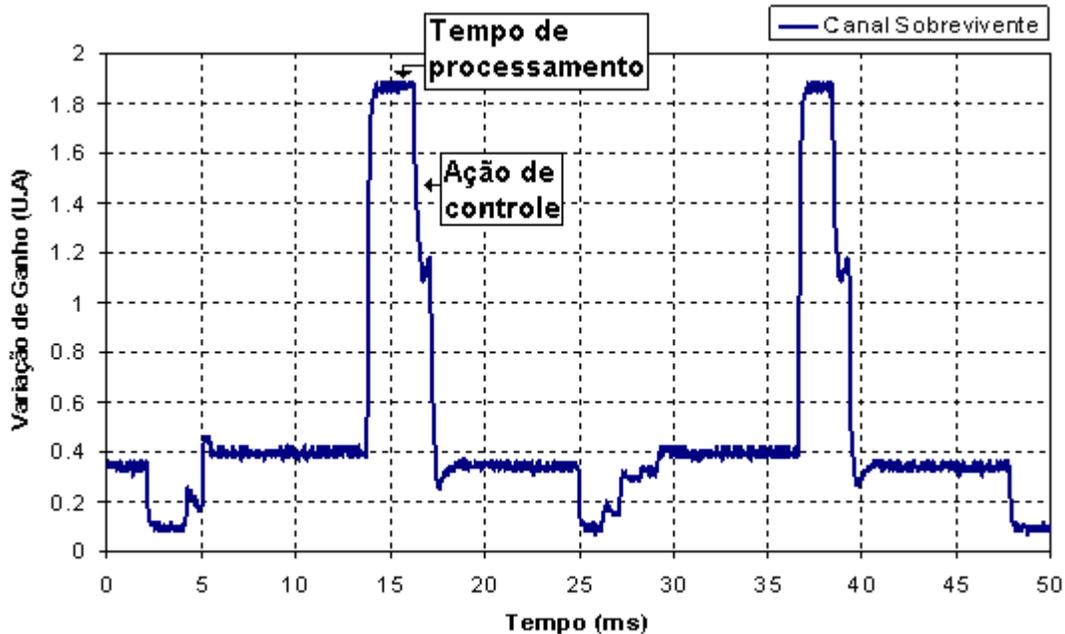


Figura 5.5 – Resposta temporal do EDFA com controle com alimentação adiante frente à inserção e remoção de 7 canais.

De acordo com as especificações alvo definidas na seção 4.1, nota-se que estes EDFAs para redes ponto-a-ponto, não obedecem às regras de tempo de controle e supressão de transientes necessárias para um EDFA operar em uma rede WDM reconfigurável de nova geração. Justificando assim, a necessidade do desenvolvimento de um EDFA que obedeça aos requisitos de operação para redes reconfiguráveis.

### 5.3.3 EDFA com Técnica de Controle de Ganho com Supressão de Transientes Desenvolvida

Dado a inviabilidade da utilização dos atuais EDFAs para redes ponto-a-ponto nas redes ópticas reconfiguráveis WDM de nova geração, o desenvolvimento de técnicas de controle automático de ganho com supressão de transientes, é alvo deste trabalho. Nesta seção são apresentados os resultados obtidos para o EDFA com as técnicas de controle automático de

ganho desenvolvidas, em uma rede WDM reconfigurável onde são realizados os eventos de adição/remoção de canais com uma frequência de 100 Hz, junto as análises dos resultados para os casos de adição/remoção de 9, 6 e 3 dB da potência de entrada.

### Controle por Realimentação (*Feedback*)

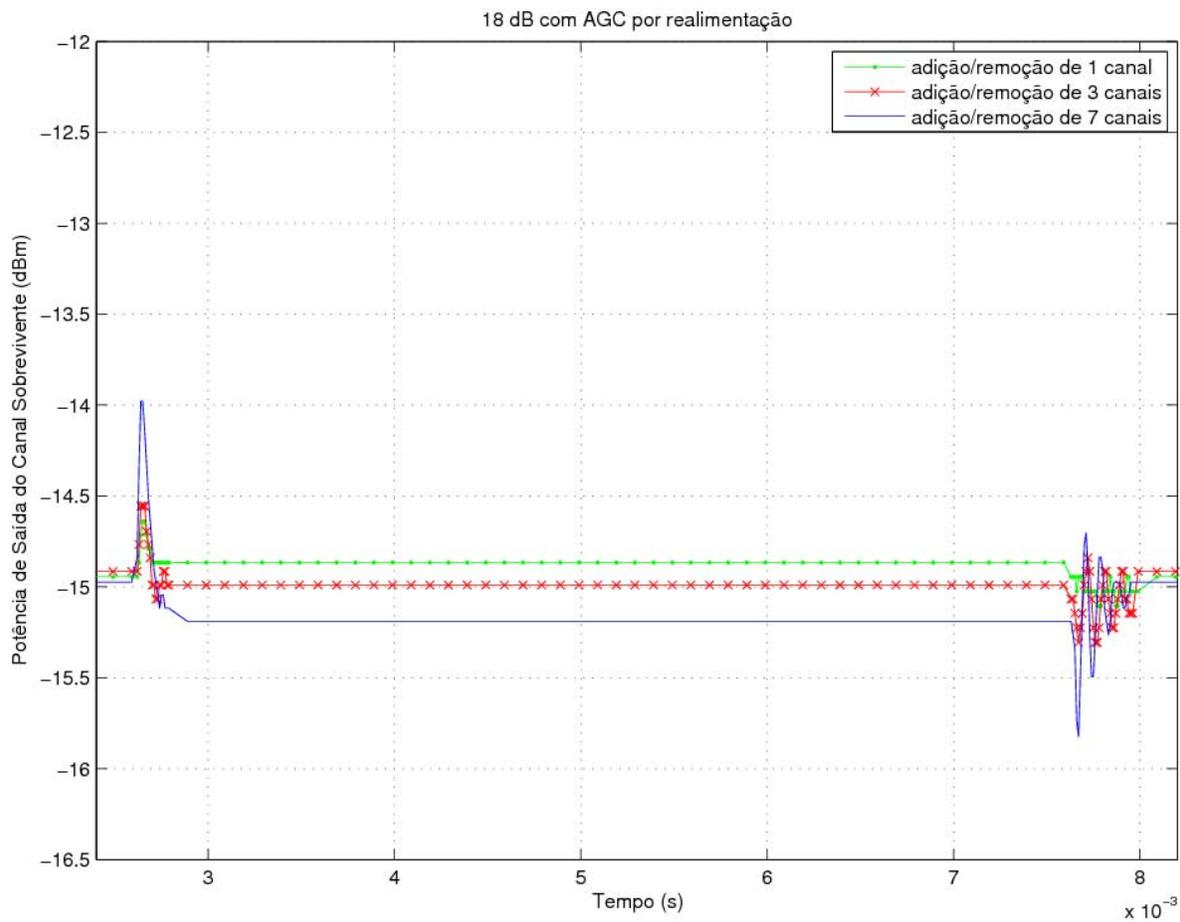
A Figura 5.6 ilustra para o ganho alvo de 18 dB, a potência de saída do canal sobrevivente para o EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes por realimentação (utilizando o controlador PI sintonizado), para os casos de adição/remoção de 9, 6 e 3 dB da potência de entrada (adição/remoção de 7 em 8 canais, 3 em 4 canais e 1 em 2 canais respectivamente). Na Figura 5.6, visualiza-se também a variação de ganho sob o canal sobrevivente para as situações de adição e remoção de canais descritas anteriormente. Para uma adição/remoção de 7 canais (correspondente a uma variação de 9 dB na potência total de entrada do amplificador), observa-se uma variação máxima de potência de aproximadamente 1,1 dB para o evento de remoção, e 0,7 dB para o evento de adição dos canais ( $\pm 0,9$  dB), ou seja, para o pior caso de variação da potência sob o canal sobrevivente experimentado, a especificação de supressão de transientes proposta nas especificações da seção 4.1 é atingida. Para as outras condições de chaveamento, 3 em 4 canais e 1 em 2 canais (respectivamente 6 e 3 dB de variação da potência de entrada do EDFA), obtém-se variações de aproximadamente 0,4/0,2 dB (adição/remoção) e 0,2/0,1 dB (adição/remoção) respectivamente.

Devido ao seu curto tempo de duração, o tempo da resposta transiente não pode ser claramente visualizado na Figura 5.6. De modo a ter uma melhor visualização do tempo de controle, uma aproximação da Figura 5.6 focalizada no momento da remoção de canais é ilustrada pela Figura 5.7 (para o caso da adição/remoção de 7 em 8 canais), junto aos limites permissíveis de variação no estado permanente de controle do EDFA.

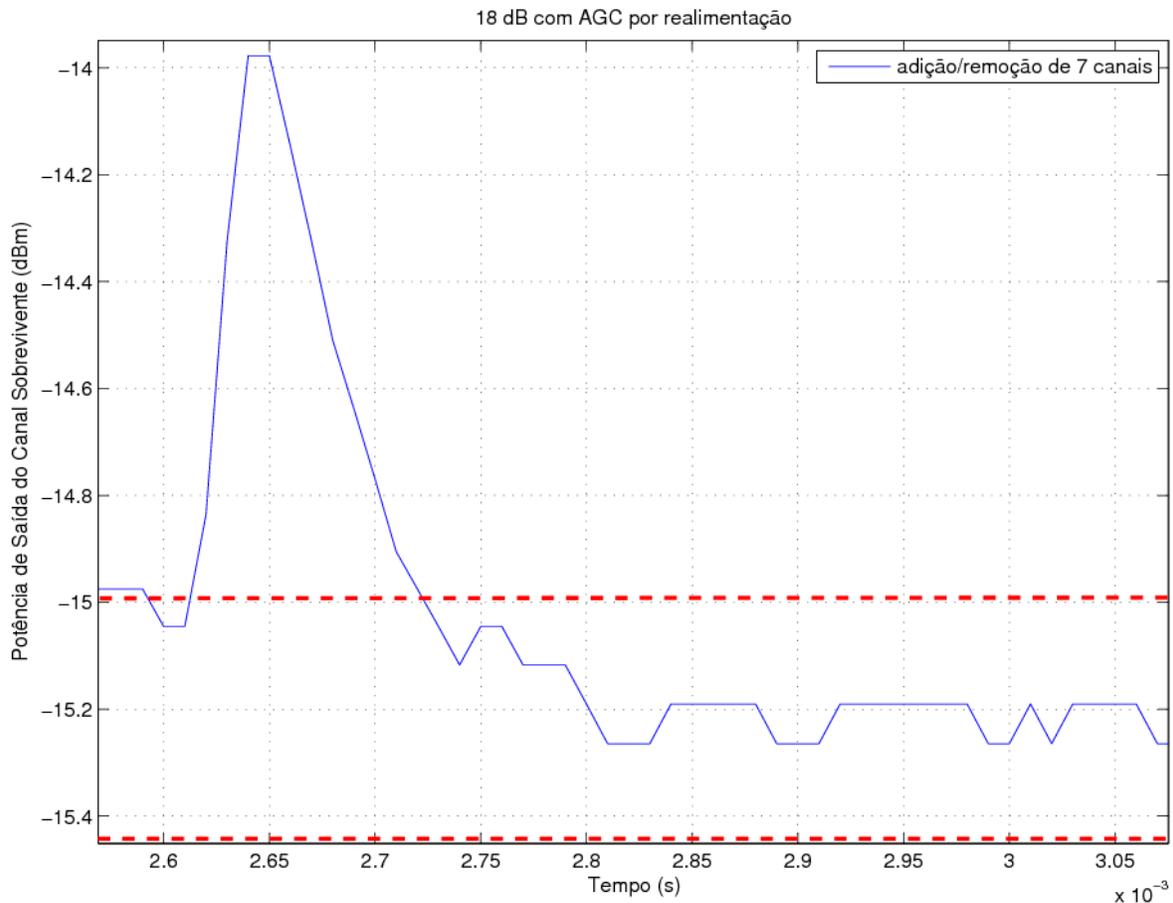
Os limites de variação de potência para determinação do tempo de controle é determinado pela variação correspondente de 5% em torno da potência no estado permanente, ou seja, dado que a potência do estado permanente é de -15.2 dBm (Figura 5.6),  $\pm 5\%$  de variação desta potência (controle 95% estável), implica em um limite de

-14,98 dBm até -15,42 dBm, onde pode-se considerar a potência do canal sobrevivente controlada.

Para o pior caso experimentado, ou seja, 9 dB de variação da potência de entrada, o tempo de controle obtido para o ganho alvo de 18 dB, é de aproximadamente 150  $\mu$ s, o que posiciona o EDFA desenvolvido dentro da faixa de tempo de controle especificada na seção 4.1.

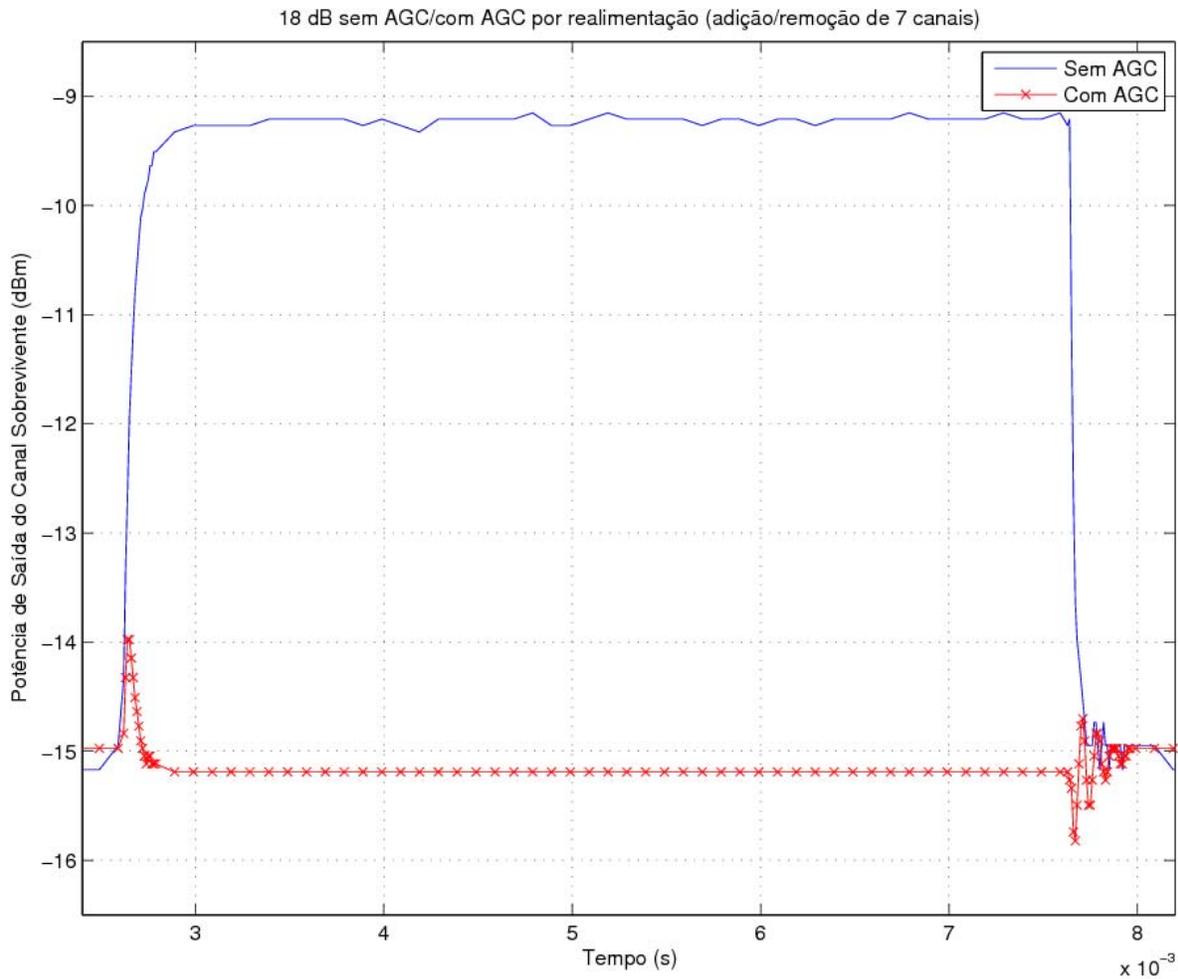


**Figura 5.6 – Resposta temporal do canal sobrevivente para o EDFA com controle de ganho e supressão de transiente desenvolvido para o ganho de 18 dB, utilizando um controle realimentado, para 1 de 8, 1 de 4 e 1 de 2 canais sobreviventes, com uma frequência de chaveamento de 100 Hz.**



**Figura 5.7 – Tempo de controle do canal sobrevivente para o evento de remoção para 7 de 8 canais com ganho alvo de 18 dB, e seus limites permissíveis.**

Para uma melhor visualização do impacto da supressão de transientes no EDFA desenvolvido, a Figura 5.8 ilustra para o pior caso (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 em 8 canais da entrada) um gráfico comparativo entre o EDFA sem controle de ganho e o EDFA com controle de ganho e supressão de transientes desenvolvido, para o ganho alvo de 18 dB. Visualiza-se que enquanto o EDFA sem controle de ganho sob remoção de 9 dB de potência de entrada aplica uma variação de 5,91 dB ao canal sobrevivente, o mesmo para o EDFA com a técnica de controle desenvolvida aplica uma variação de 1,1 dB ao mesmo canal sobrevivente. Desta forma, a técnica de controle automatico de ganho desenvolvida, atinge as premissas de tempo e supressão de transientes requeridas para um EDFA operar em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

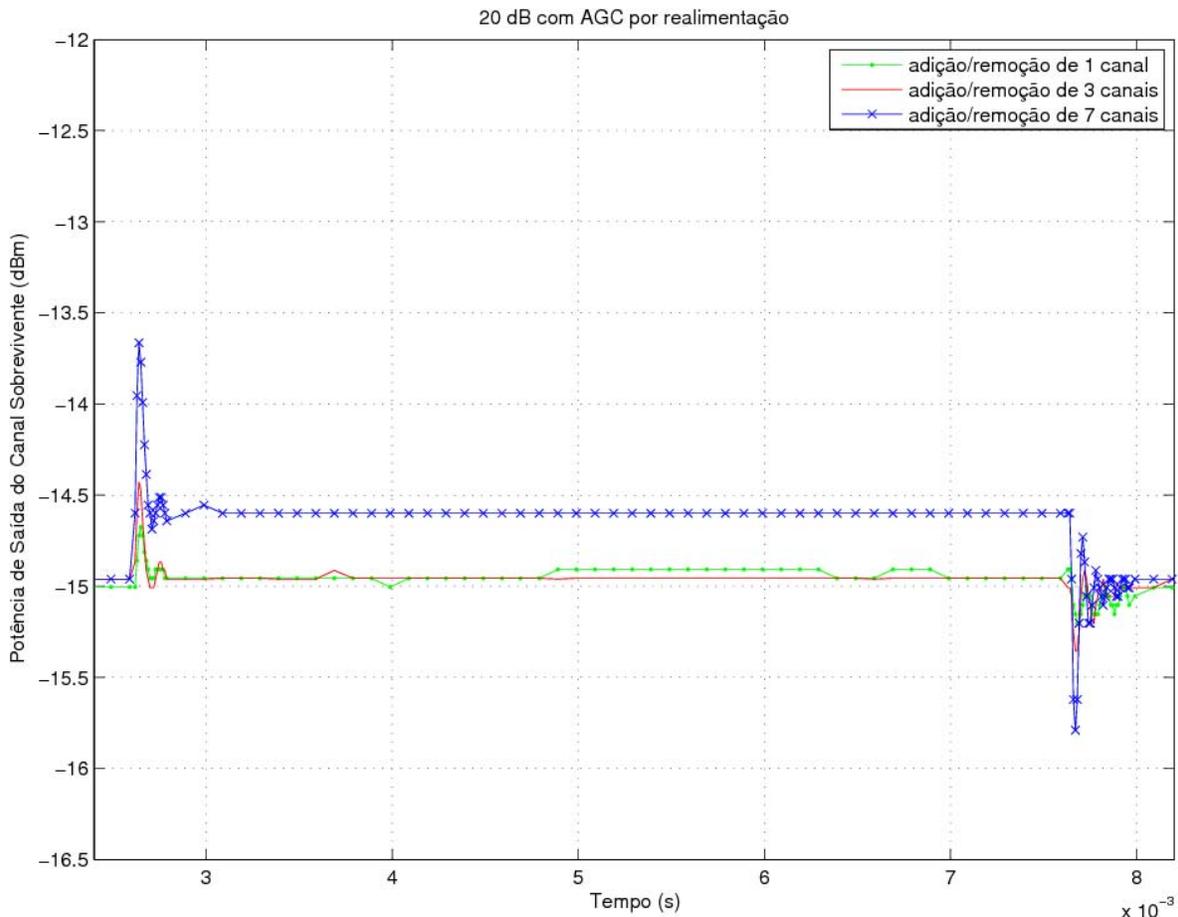


**Figura 5.8 – Gráfico comparativo para excursão de potência no canal sobrevivente para o caso do EDFA sem controle de ganho e com controle de ganho para o ganho de 18 dB, para o pior caso experimentado (9 dB de variação da potência de entrada).**

A Figura 5.9 ilustra para o ganho alvo de 20 dB a potência de saída do canal sobrevivente para o EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes por realimentação (utilizando o controlador PI sintonizado), para os casos de adição/remoção de 9, 6 e 3 dB da potência de entrada (sobrevivendo 1 em 8 canais, 1 em 4 canais e 1 em 2 canais respectivamente).

Na Figura 5.9, visualiza-se a variação de ganho sob o canal sobrevivente, para as situações de adição e remoção de canais descritas anteriormente. Para uma adição/remoção de 7 em 8 canais (correspondente a uma variação de 9 dB na potência total de entrada do amplificador), observa-se uma variação máxima de potência de aproximadamente 0,9 dB

para o evento de remoção, e 0,9 dB para o evento de adição dos canais (+/- 0,9 dB), ou seja, atingindo o valor definido para supressão de transientes, para o pior caso experimentado. Para as outras condições de chaveamento, 3 em 4 canais e 1 em 2 canais (respectivamente 6 e 3 dB de variação da potência de entrada do EDFA), obtém-se variações de aproximadamente 0,4/0,3 dB (adição/remoção) e 0,2/0,1 dB (adição/remoção) respectivamente.



**Figura 5.9 – Resposta temporal do canal sobrevivente para o EDFA com controle de ganho e supressão de transiente desenvolvido para o ganho de 20 dB, utilizando um controle realimentado, para 1 de 8, 1 de 4 e 1 de 2 canais sobreviventes, com uma frequência de chaveamento de 100 Hz.**

Devido ao seu curto tempo de duração, o tempo da resposta transiente não pode ser visualizado na Figura 5.9, então para visualizarmos o tempo de controle, uma aproximação da Figura 5.9 focalizada no evento da remoção de canais é ilustrada pela Figura 5.10 (para

o caso da adição/remoção de 7 em 8 canais), junto aos limites permissíveis de variação no estado permanente de controle do EDFA.

Como no caso anterior, o limite de variação de potência para determinação do tempo de controle é determinado pela variação correspondente de 5% em torno da potência no estado permanente, e dado que a potência do estado permanente é de -14,6 dBm (Figura 5.9), +/- 5% de variação desta potência (controle 95% estável), o que implica em um limite de -14,38 dBm até -14,82 dBm, onde pode-se considerar a potência do canal sobrevivente controlada.

Para o pior caso, ou seja, 9 dB de variação da potência de entrada, o tempo de controle obtido para o ganho alvo de 20 dB, é inferior a 100  $\mu$ s, o que posiciona o EDFA desenvolvido dentro da faixa de tempo de controle especificada na seção 4.1.

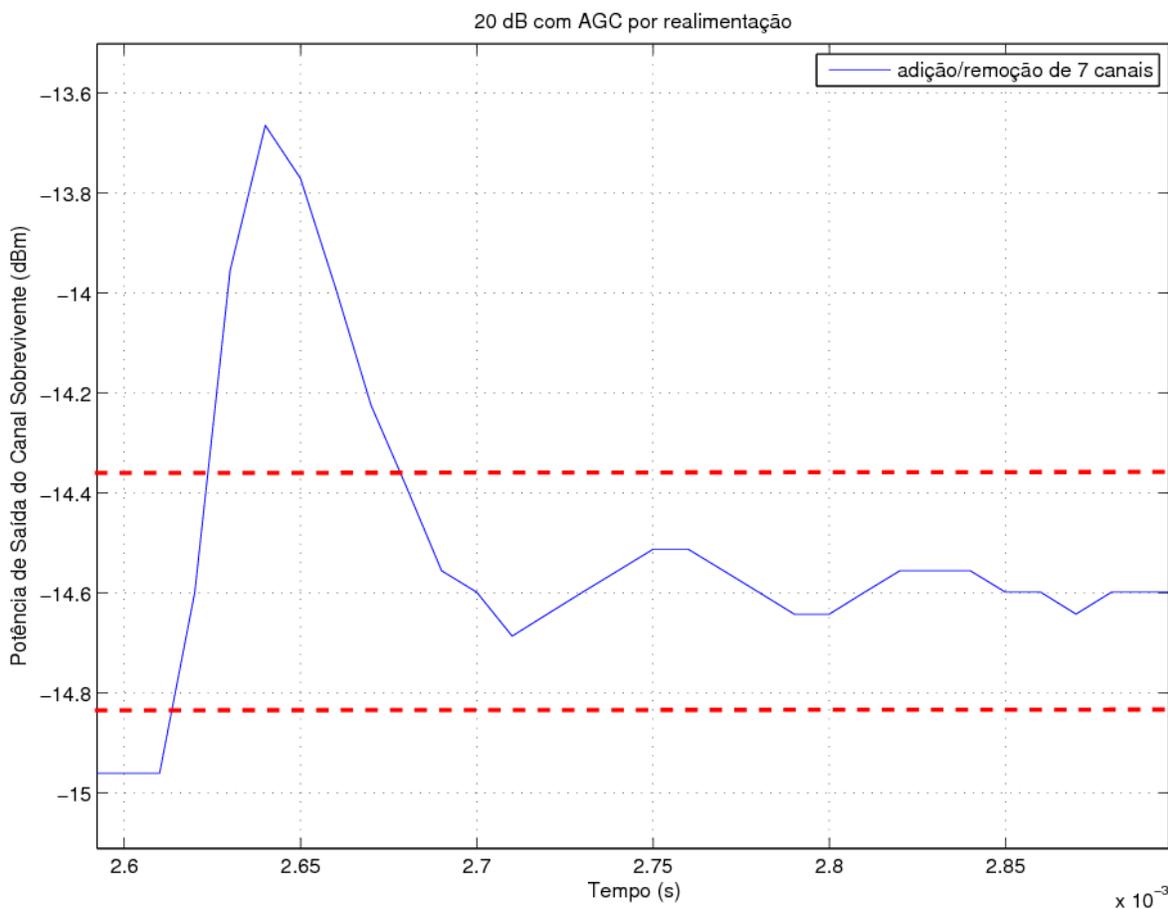
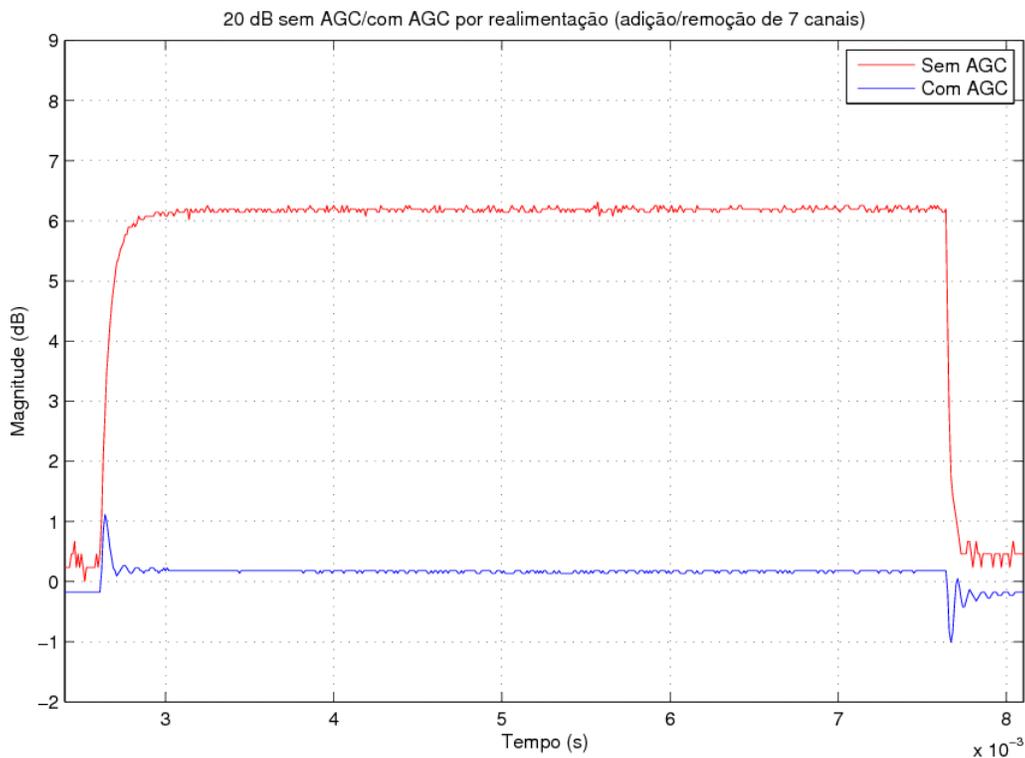


Figura 5.10 – Tempo de controle do canal sobrevivente para o evento de remoção para 7 de 8 canais com ganho alvo de 20 dB, e seus limites permissíveis.

Para uma melhor visualização do impacto da supressão de transientes no EDFA desenvolvido, a Figura 5.11 ilustra para o pior caso (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 em 8 canais da entrada) um gráfico comparativo entre o EDFA sem controle de ganho e o EDFA com controle de ganho e supressão de transientes desenvolvido, para o ganho alvo de 20 dB. Visualiza-se que enquanto o EDFA sem controle de ganho sob remoção de 9 dB de potência de entrada aplica uma variação de 6,02 dB ao canal sobrevivente, o mesmo para o EDFA com a técnica de controle desenvolvida aplica uma variação de 0,9 dB ao mesmo canal sobrevivente. Desta forma, a técnica de controle automatico de ganho desenvolvida, atinge as premissas de tempo e supressão de transientes requeridas para um EDFA operar em redes ópticas WDM reconfiguráveis.



**Figura 5.11 – Gráfico comparativo para excursão de potência no canal sobrevivente para o caso do EDFA sem controle de ganho e com controle de ganho para o ganho de 20 dB, para o pior caso experimentado (9 dB de variação da potência de entrada).**

### Controle por Alimentação Adiante (*Feedforward*)

A Figura 5.12 ilustra para o ganho alvo de 18 dB a potência de saída do canal sobrevivente para o EDFA com controle de ganho e supressão de transientes por realimentação adiante desenvolvido, para os casos de adição/remoção de 9, 6 e 3 dB da potência de entrada (sobrevivendo 1 de 8 canais, 1 de 4 canais e 1 de 2 canais respectivamente), para uma frequência de chaveamento de 100 Hz.

De acordo com a Figura 5.12, verifica-se que para uma adição/remoção de 7 em 8 canais, que corresponde a uma variação de 9 dB na potência total de entrada do EDFA para o ganho alvo de 18 dB, obtém-se uma variação máxima de potência igual a aproximadamente 1,2 dB para os eventos de adição e remoção dos canais, ultrapassando o valor especificado para supressão de transientes da seção 4.1 (mesmo levando em conta o erro de medição de  $\pm 0,1$  dB). Avaliando o tempo de controle, verifica-se que o mesmo é de aproximadamente 2 ms, valor que está bem acima do especificado na seção 4.1, invalidando o uso desta técnica para EDFAs a operarem em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

De acordo com a Figura 5.13, temos que para uma adição/remoção de 7 em 8 canais, na potência total de entrada do EDFA para o ganho alvo de 20 dB, obtemos uma variação máxima de potência de aproximadamente  $\pm 1,8$  dB para os eventos de adição e remoção dos canais, não atingindo o valor especificado para supressão de transientes da seção 4.1. Avaliando o tempo de controle, verifica-se que o mesmo é de aproximadamente 3 ms, valor que também situa-se bem acima do especificado na seção 4.1.

Devido essas constatações, foi definida como estratégia de controle automático de ganho, o controle realimentado utilizando um controlador proporcional integral sintonizado, devido o sucesso do mesmo frente as metas especificadas na seção 4.1.



## 5.4 Análise Qualitativa (Diagrama de Olho)

Nesta seção, o EDFA com a técnica de controle automático de ganho e supressão de transiente desenvolvido é analisado qualitativamente, através da análise do diagrama de olho para o canal sobrevivente na rede óptica WDM reconfigurável. O Anexo A, apresenta a teoria sobre o diagrama de olho, necessária para realizar-se as análises qualitativas do sinal sobrevivente em uma rede óptica WDM reconfigurável para o EDFA com a técnica de controle automático de ganho e supressão de transientes desenvolvida.

### 5.4.1 Análise do Diagrama de Olho para o EDFA Desenvolvido

Nesta subseção apresentamos os diagramas de olho adquiridos para o EDFA com controle automático de ganho e supressão e transiente desenvolvido com controle realimentado utilizando controlador proporcional integral sintonizado. Os experimentos foram realizados para as situações de 9, 6 e 3 dB de adição/remoção de potência na entrada do EDFA (inserção/remoção de 7 em 8 canais, 3 em 4 canais e 1 em 2 canais respectivamente), experimento este ilustrado na Figura 5.1. Para análise do diagrama de olho, o canal sobrevivente (com comprimento de onda de 1550,92 nm) é inserido no sistema WDM que é amplificado pelo EDFA. Trata-se de um canal modulado (modulação NRZ), provido pelo equipamento de medição de taxa de erro *OmniBER OTN*. O diagrama de olho é medido utilizando o módulo óptico do equipamento *Digital Communications Analyzer* da empresa Infinium.

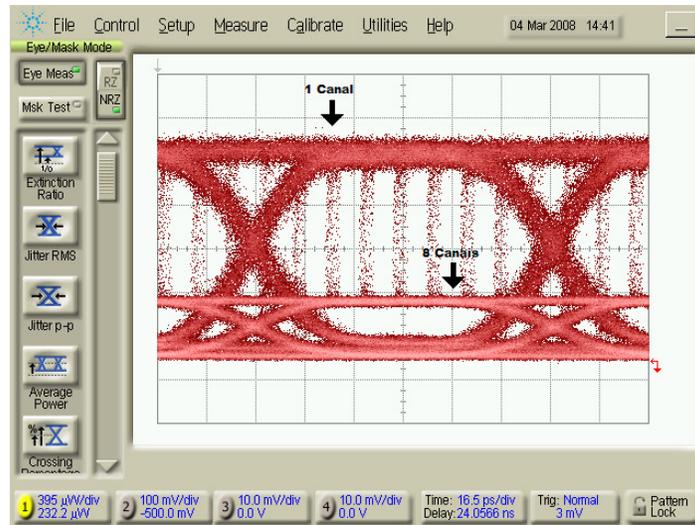
As análises dos diagramas de olho foram realizadas da seguinte forma: Para cada quantidade de canais no sistema WDM a ser experimentado (8, 4 ou 2 canais), adquirimos os diagramas de olho para o caso onde EDFA sem controle de ganho é utilizado na rede, e para o caso onde o EDFA com controle de ganho e supressão de transientes é utilizado na mesma rede, para os ajustes de ganho de 18 dB e 20 dB. Adquirimos os diagramas de olho

durante 10 segundos no modo de medida de diagrama de olho com máscara, ou seja, dado que a frequência de chaveamento dos canais é de 100 Hz, durante 10 segundos realizamos 1000 inserções e 1000 remoções de canais correspondentes as variações da potência de entrada de 9, 6 e 3 dB. Em função dos resultados obtidos realizamos os comentários necessários que justificam a viabilidade da utilização da técnica de controle de ganho para EDFAs desenvolvida, nas redes ópticas WDM reconfiguráveis.

### **Caso 1 – Sistema WDM com 8 Canais e adição/remoção de 7 canais na entrada do EDFA (variação de 9 dB na potência de entrada)**

A Figura 5.14 ilustra o diagrama de olho para do canal sobrevivente, na saída do EDFA sem controle de ganho. Podemos visualizar no diagrama de olho da Figura 5.14, que quando todos os canais equalizados em nível de potência estão presentes na rede WDM a qual o EDFA aplica a amplificação, o diagrama de olho para o canal sobrevivente é representado pelo menor olho ilustrado e indicado na Figura 5.14. Quando o evento de remoção acontece, somente o canal sobrevivente recebe a amplificação provida anteriormente, então devido a este fato, o olho do mesmo aumenta, como podemos visualizar através do maior olho indicado na Figura 5.14.

Devido aos eventos de adição e remoção de sinais, não conseguimos determinar um limiar seguro de decisão no receptor, para o qual o sinal possa ser recepcionado corretamente, devido esta limitação, chegamos a conclusão conforme já mencionado anteriormente que não podemos utilizar EDFAs sem controle de ganho para proverem amplificação de sinais para redes WDM reconfiguráveis. Além do fato que o aumento e redução bruscas da potência do sinal amplificado pode saturar o sinal, ou na falta de potência necessária para o sinal ser recepcionado no receptor, obtendo a perda do sinal a ser recepcionado.

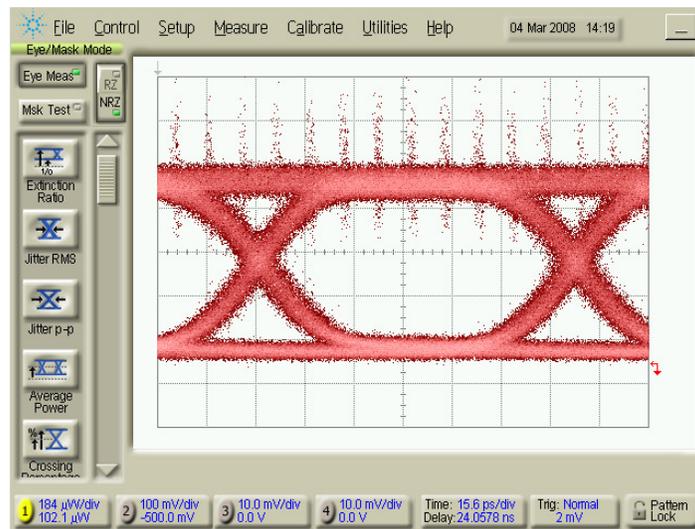


**Figura 5.14 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).**

A Figura 5.15 e Figura 5.16, ilustram os resultados da análise do diagrama de olho do canal sobrevivente para os ganhos ajustados em 18 dB e 20 dB respectivamente do EDFA desenvolvido utilizando o controle proporcional integral sintonizado.

A Figura 5.15 ilustra o diagrama de olho obtido para a condição de adição e remoção de 7 em 8 canais do sistema WDM a uma frequência de chaveamento de 100 Hz e ganho alvo de 18 dB. Notamos que, diferentemente da Figura 5.14, obtem-se um único olho, onde o nível alto (nível de “1”) é um pouco mais espesso que o nível baixo (nível de “0”), isto ocorre devido a uma série de fatores, entre eles estão a flutuação do nível alto com relação ao nível baixo (imposta pela eletrônica do receptor e transmissor), que ocorre devido o EDFA desenvolvido não suprimir idealmente o transiente de potência (o valor ideal para supressão seria 0 dB, porém temos uma variação de no máximo +/- 1 dB), e ao fato de que a adição e remoção de canais gera uma pequena diferença na potência de saída do estado permanente, devido a influência da potência de ASE não ser levada em consideração no controlador. Dependendo do nível de bombeio ajustado, temos diferentes níveis de ASE, e como o EDFA obtêm a medida total da potência de saída para realização do controle de ganho, geram-se diferenças no valor de regime permanente ao final da adição e remoção de canais). Comparativamente a Figura 5.14 onde o sinal sobrevivente varia sua potência da

ordem de 8 vezes, na Figura 5.15 esta variação é suprimida. Desta maneira podemos definir sem problemas um limiar de decisão no equipamento de recepção do sinal, de forma a possibilitar a utilização com sucesso do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes em redes WDM reconfiguráveis.



**Figura 5.15 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).**

A Figura 5.16 ilustra o diagrama de olho obtido para as mesmas condições do experimento anterior onde foi obtida a Figura 5.15 porém para um ganho alvo de 20 dB. Verifica-se que diferentemente da Figura 5.14, é obtido um olho onde o nível alto é um pouco mais espesso que o nível baixo devido aos mesmos fatores já comentados para Figura 5.15. Porém, de uma forma similar à Figura 5.15, não são verificados níveis de potência diferentes entre os diagramas de olho, frente à adição e remoção dos sinais. Analisando a Figura 5.16, notamos, com relação a Figura 5.15, uma variação menor do nível alto. Esta menor variação foi verificada para ganhos altos, exibindo uma diminuição da mesma com o aumento do ganho. De uma maneira similar à Figura 5.15, podemos definir um limiar de decisão no equipamento de recepção do sinal, possibilitando a utilização do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes em redes WDM reconfiguráveis.

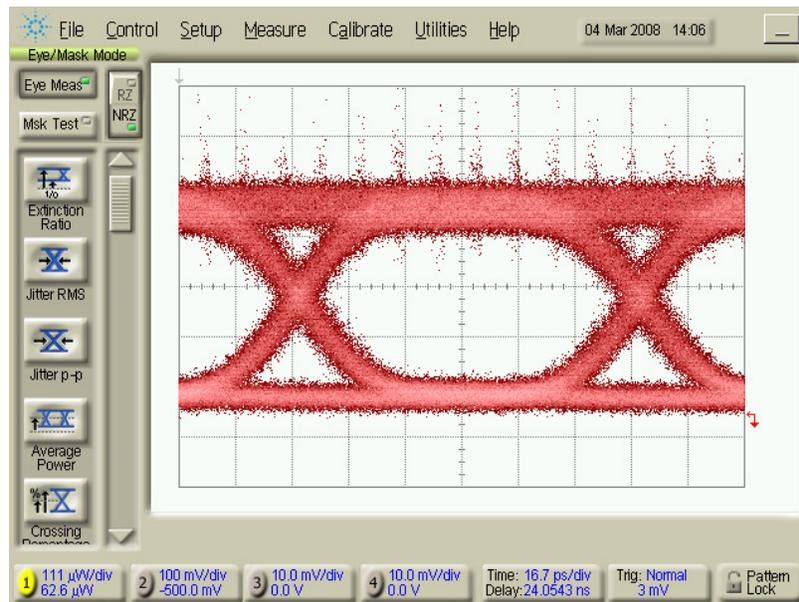
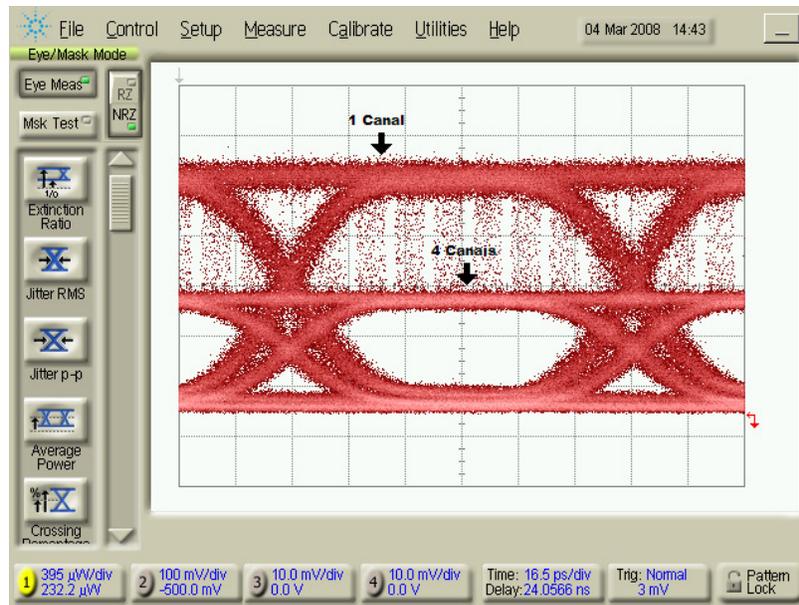


Figura 5.16 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 9 dB na potência de entrada, ou 7 de 8 canais).

### Caso 2 – Sistema WDM com 4 Canais para adição/remoção de 3 canais na entrada do EDFA (variação de 6 dB na potência de entrada)

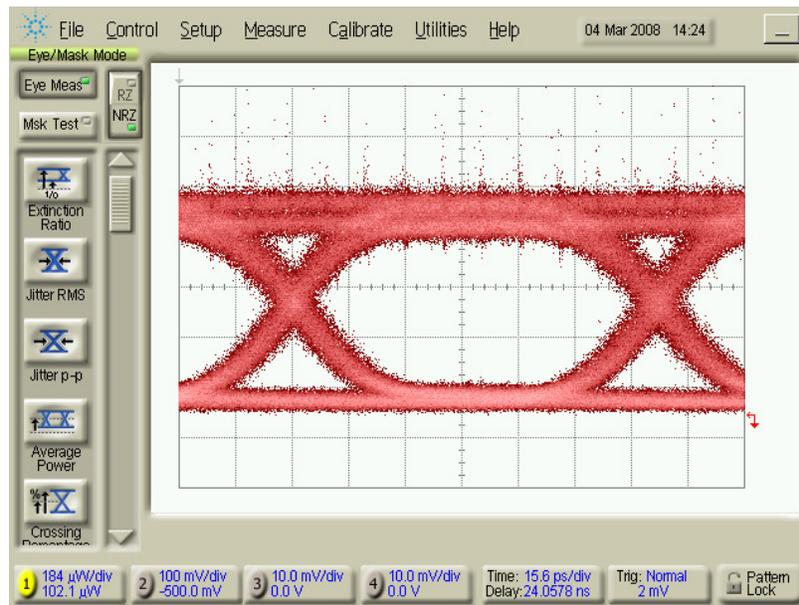
De maneira similar ao caso 1, foi realizado para o sistema WDM com quatro canais, o mesmo experimento. Verifica-se na Figura 5.17 o diagrama de olho para o canal sobrevivente, na saída do EDFA sem controle de ganho, para adição/remoção de 3 canais em um sistema com 4 canais, ou seja, variando 6 dB na potência de entrada do EDFA. Observa-se que as mesmas limitações que inviabilizam a utilização do EDFA sem controle de ganho nas redes ópticas reconfiguráveis WDM com oito canais, são válidas para o mesmo EDFA operando em redes reconfiguráveis com quatro canais.



**Figura 5.17 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).**

A Figura 5.18 ilustra o diagrama de olho para o canal sobrevivente, na saída do EDFA com controle de ganho e supressão de transientes com ganho de 18 dB. Obtemos um olho onde o nível alto é um pouco mais espesso que o nível baixo, devido aos mesmos fatores comentados no caso 1, e diferentemente da Figura 5.17, não verificam-se níveis de potência diferentes em uma ordem de 4 vezes entre os diagramas de olho quando da adição e remoção dos sinais na rede WDM reconfigurável. Também verifica-se que da mesma forma que no sistema WDM com 8 canais implementado anteriormente, obtem-se com sucesso a supressão do transiente de potência. Porém devido a uma menor variação da potência de entrada no EDFA, a supressão de transientes é mais eficiente, fato notado através da espessura reduzida do nível alto do olho ilustrado na Figura 5.18 comparado ao nível alto do olho ilustrado na Figura 5.15. Verifica-se ainda que na Figura 5.18 uma redução de duas vezes na potência de entrada do EDFA experimentado, este fica mais visível à diferença entre as potências do estado permanente na adição e na remoção dos canais, devido a uma maior influência da ASE na potência total dos canais na saída (parâmetro de entrada do controlador proporcional integral desenvolvido para o controle automático de ganho) para o EDFA experimentado. Dessa maneira, podemos definir um limiar de decisão no

equipamento de recepção do sinal, possibilitando a utilização do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes desenvolvido em redes WDM reconfiguráveis.



**Figura 5.18 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).**

A Figura 5.19 ilustra o diagrama de olho obtido nas mesmas condições experimentais que foi obtido o da Figura 5.18, porém para um ganho de 20 dB. Verifica-se, da mesma forma, que é obtido com sucesso a supressão dos transientes de potência tal como na Figura 5.18. Porém, analisando a Figura 5.19 com relação a Figura 5.18, nota-se uma menor variação do nível alto do olho obtido. Esta menor variação como discutido no caso 1, foi verificada para ganhos altos, exibindo uma diminuição da mesma de acordo com o aumento do ganho. Dado a supressão de transientes obtida para este caso experimentado, podemos definir um limiar de decisão no equipamento de recepção do sinal, de modo a possibilitar a utilização do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes desenvolvido.

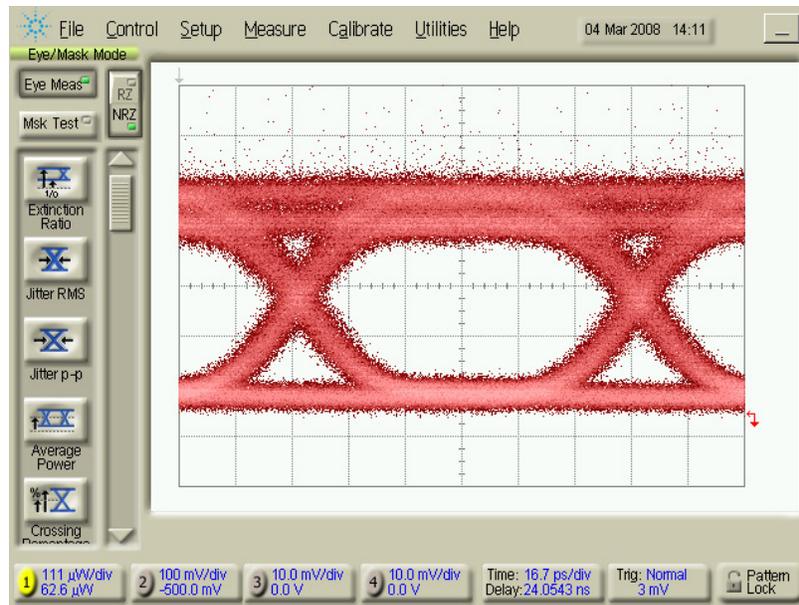
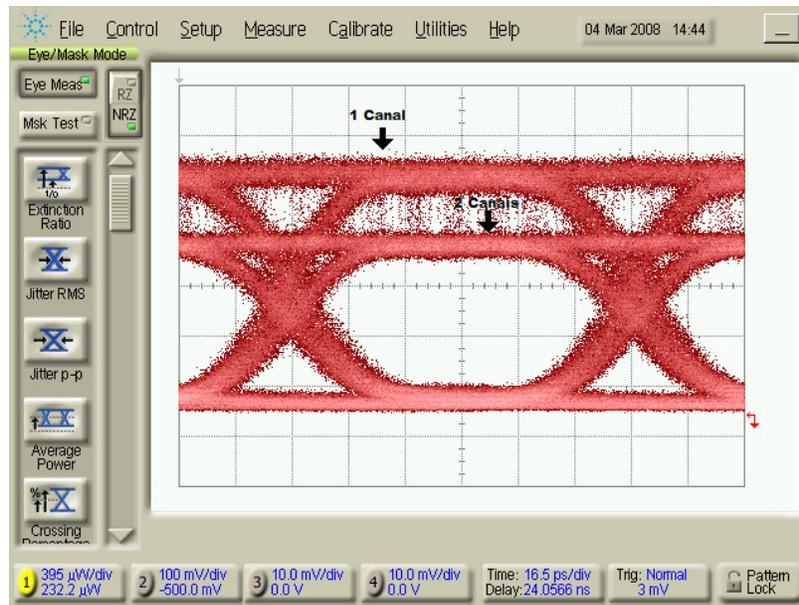


Figura 5.19 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 6 dB na potência de entrada, ou 3 de 4 canais).

### Caso 3 – Sistema WDM com 2 Canais para adição/remoção de 1 canal na entrada do EDFA (variação de 3 dB na potência de entrada)

De maneira similar ao caso 1 e caso 2, realizamos agora para um sistema com dois canais o mesmo experimento. Observa-se na Figura 5.20, que as mesmas limitações que inviabilizam a utilização do EDFA sem controle de ganho para redes ópticas reconfiguráveis WDM com oito e quatro canais, são válidas para o mesmo EDFA operando em redes reconfiguráveis com dois canais.



**Figura 5.20 – Diagrama de olho obtido na saída de um EDFA sem controle de ganho (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).**

Da mesma forma que nos casos anteriores, obtemos com sucesso a supressão de transientes utilizando a técnica de controle de ganho desenvolvida. A Figura 5.21 ilustra o diagrama de olho para do canal sobrevivente, na saída do EDFA com controle de ganho e supressão de transientes desenvolvido, para o ganho de 18 dB, e a Figura 5.22 ilustra o mesmo diagrama de olho para o ganho de 20 dB. Verifica-se, da mesma forma, que é obtido com sucesso a supressão dos transientes de potência tal como nos casos apresentados anteriormente. Porém, devido a uma menor variação imposta a entrada do EDFA com relação aos casos experimentados anteriormente (variações de 9 dB e 6 dB da potência de entrada, frente a uma variação de 3 dB neste caso), obtem-se uma supressão de transientes mais eficiente. Analisando a Figura 5.21 com relação a Figura 5.22, nota-se uma menor variação do nível alto do olho obtido, como nos casos anteriores. Esta menor variação foi verificada para ganhos altos, exibindo uma diminuição da mesma com o aumento do ganho alvo. Da mesma forma que nos casos anteriores, para o EDFA com a técnica de controle de ganho desenvolvida, podemos definir um limiar de decisão no equipamento de recepção do sinal, habilitando o uso do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes desenvolvido nas redes WDM reconfiguráveis.

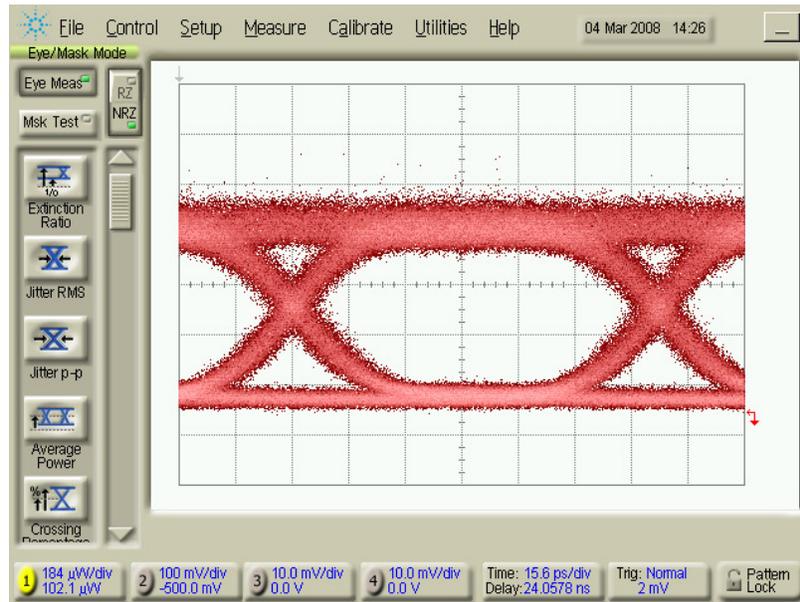


Figura 5.21 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (18 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).

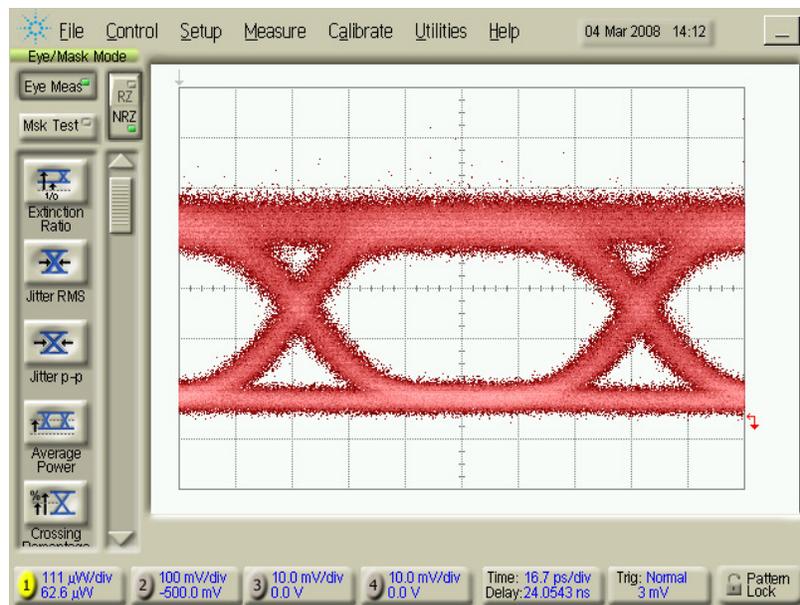


Figura 5.22 – Diagrama de olho obtido na saída do EDFA com controle de ganho (20 dB) e supressão de transientes desenvolvido (adição/remoção de 3 dB na potência de entrada, ou 1 de 2 canais).

## **Capítulo 6      Conclusões, Trabalhos Futuros e Publicações**

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e análise experimental de um EDFA com controle automático de ganho eletrônico e supressão de transientes para redes ópticas WDM reconfiguráveis. O objetivo desse estudo foi desenvolver uma técnica de controle de ganho com resposta rápida aplicada a EDFAs, de forma que dadas variações bruscas do sinal de entrada do EDFA, o ganho de saída por canal mantenha-se não só constante, como o transiente de potência que seria transmitido ao sinal de saída durante o intervalo de tempo o qual o controle inicia a atuação até o estado de regime permanente do mesmo seja suprimida. Dessa maneira, independentemente da potência de entrada do EDFA, a saída para um ou vários canais permanece constante mesmo durante o evento de adição ou remoção de canais, possibilitando a utilização de EDFAs em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

Uma introdução à teoria dos amplificadores a fibra dopada com érbio, constituída pelos mecanismos de amplificação, topologia básica, configurações, aplicações e modelagem matemática foram discutidas no Capítulo 2. No Capítulo 3, o estado da arte das técnicas de controle automático de ganho para EDFAs foi apresentada. Diversas técnicas de controle automático de ganho foram introduzidas, onde se procurou analisar as vantagens e desvantagens entre cada uma delas no contexto das redes ópticas WDM reconfiguráveis.

As especificações e todas as fases do desenvolvimento do EDFA com controle automático eletrônico de ganho e supressão de transientes foram apresentadas no Capítulo 4. Iniciando pela configuração do circuito óptico do EDFA, passando pelo esquema eletrônico do circuito de controle e pelos algoritmos de controle desenvolvidos para o controlador digital de sinais. Estes últimos permitem a execução do controle de ganho

no tempo especificado, provendo a supressão dos transientes especificada para o EDFA desenvolvido operar nas redes ópticas WDM reconfiguráveis. Para realização deste desenvolvimento, foram utilizados amplificadores logarítmicos para ampliação da faixa de medida das potências de entrada e saída (limitadas a 20 dB de faixa pelo amplificador de transimpedância), conversores analógicos digitais e digitais analógicos com tempo de aquisição ultra-rápidos, e o controlador digital de sinais, onde implementamos e sintonizamos o controlador de ganho proporcional integral, e utilizamos aritmética de ponto fixo para ganho de desempenho. Desta maneira foi obtido, um laço de controle de ganho da ordem de 9  $\mu$ s, suficientemente menor que o tempo de vida dos íons de érbio, permitindo o controle automático de ganho com supressão de transientes para o EDFA desenvolvido.

O Capítulo 5 abordou o estudo experimental, que baseou-se na análise do impacto causado pelos principais parâmetros que influenciam o desempenho da técnica de controle de ganho de um EDFA em uma rede óptica WDM reconfigurável, sendo ao mesmo incorporado a técnica de controle de ganho eletrônico realimentado com supressão de transientes desenvolvida. Das análises conduzidas com relação ao controle de ganho desenvolvido, identificou-se a importância fundamental dos parâmetros da variação do ganho no canal sobrevivente e do tempo de controle, obtendo o desempenho do controle de ganho para as redes reconfiguráveis. Foram especificados os valores limites permitidos para estes parâmetros em um EDFA para que este opere em redes ópticas reconfiguráveis.

Verificou-se que para diferentes valores de alvo, o desempenho do EDFA mostrou-se condizente, com os valores de variação de ganho do canal sobrevivente e tempo de controle especificado. Para uma variação de 9 dB na potência de entrada do EDFA (com valores de ganho alvo experimentados de 18 dB e 20 dB), a variação máxima de saída obtida foi de +/- 1dB e o tempo de controle inferior a 150  $\mu$ s (tempo de vida dos íons de érbio para o EDFA desenvolvido). Valores que estão dentro dos limites especificados para um correto funcionamento do EDFA em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

Considerando o EDFA no qual foi aplicada a técnica de controle automático de ganho eletrônico realimentado, conclui-se que este EDFA possui as características necessárias para sua utilização em redes ópticas WDM reconfiguráveis.

### **6.1 Trabalhos Futuros**

Como sugestão de trabalhos futuros, recomenda-se a realização de um estudo mais profundo em torno da modelagem do EDFA incluindo a modelagem da ASE, ou utilização de técnicas de identificação de sistemas não lineares, que possibilitem o projeto de controladores de ganho não lineares que melhorem ainda mais o desempenho da supressão de transientes e do tempo de controle em um EDFA para redes ópticas WDM reconfiguráveis.

### **6.2 Publicações Referentes à Tese**

Os resultados obtidos foram aceitos para publicação em duas conferências internacionais e uma conferência nacional. Abaixo se encontram listadas as três publicações:

- Juliano R. F. de Oliveira, Júlio R. F. de Oliveira, Elnatan C. Ferreira “Transient Suppression of Gain Controlled EDFAs for Optical Reconfigurable Optical Networks Applications”, *Frontiers in Optics* 2008.
- Júlio C. R. F. Oliveira, Juliano R. F. Oliveira, Elnatan C. Ferreira, A. C. Bordonalli, “EDFA com Controle Automático de Ganho Híbrido-Serial: Uma Abordagem de Controle Baseada em uma Estrutura Híbrida Totalmente Ótica e Eletrônica”, *SBrT* 2008.
- Júlio C. R. F. de Oliveira, Juliano R. F. de Oliveira, Aldário C. Bordonalli, Elnatan C. Ferreira “Serial Hybrid Gain Controlled EDFA: An Approach Based on All-Optical and Electronic Gain Control Schemes”, *Frontiers in Optics* 2008.

## Referências Bibliográficas

- [1] X. Feng et al., “A simple control algorithm for wide-band channel-power. clamped EDFA,” *Opt. Commun.*, vol. 213, pp. 285–292, December. 1, 2002.
- [2] A. K. Srivastava, J. L. Zyskind, and J. W. Sulhoff, “EDFA transient response to channel loss in WDM transmission system,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 386–388, Mar. 1997.
- [3] J. C. R. F de Oliveira, “Projeto de EDFAs com controle automático de ganho totalmente ótico para aplicações em redes WDM”, FEEC – Unicamp – Brasil, Tese de Mestrado, julho de 2004.
- [4] J. L. Zyskind, et. al, “Fast-link control protection of surviving channels in multiwavelength optical networks,” *IEEE Photon. Technol.Lett.*, vol. 9, pp. 1667–1669, Dec. 1997.
- [5] B. Clesca, V. Havard, S. Gauchard, V. Rodrigues, E. Lantonien, D. Cravec, and F. X. Ollivier, “Upper limit and control scheme for power per channel in optically-amplified WDM systems,” in *Proc. ECOC’s96*, vol. 9, 1996, pp. 333–336.
- [6] L. Pavel, “Control design for transient power and spectral control in optical communication networks,” in *Proc. IEEE Conference on Control Applications*, vol. 1, June 2003, pp. 415 – 422.
- [7] L. Tancevski, L. A. Rusch, and A. Bononi, “Gain control in EDFA’s by pump compensation” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 9, pp. 1313–1315, Sept. 1998.
- [8] S. Y. Park, et. al, “Dynamic gain and output power control in gain-flattened erbium-doped fiber amplifier,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 787–789, June 1998.

- 
- [9] A. Jagatia, R. Muralidharan, Suresh Pillai.: “Trends and Issues In Data Transport over Optical Networks” IEEEExplore - <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/7544/20543/00949660.pdf-07/08/2007>.
- [10] G. P. Agrawal, “Fiber-Optic Communications Systems” Third Edition, John Wiley and Sons, 2002.
- [11] S. Milo, Análise de Desempenho de Topologias de Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio, dissertação de mestrado, DMO/FEEC/UNICAMP, Campinas, SP, 2003.
- [12] M. R. X. de Barros e J. B. Rosolem, Amplificadores Ópticos a Fibra Dopada com Érbio, caderno de treinamento, CPqD - Telecom & IT Solutions, Brasil, 2000.
- [13] G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, 2nd. ed., Academic Press, San Diego, CA, 1995.
- [14] J. C. R. F. de Oliveira, "Amplificadores Ópticos com Controle Automático de Ganho para aplicações em Redes Ópticas Reconfiguráveis", Campinas State University, Brazil, Phd thesis, 2007.
- [15] P. C. Becker, N. A. Olsson e J. R. Simpson, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers – Fundamentals and Technology*, 1st ed., Academic Press, EUA, 1999.
- [16] 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 fibre amplifiers”, Electron. Lett, vol 32, no. 16, pp 1490-1491, 1996
- [17] Desurvire, E.: ‘Erbium-doped fiber amplifiers’ (John Wiley & Sons, New York 1994).
- [18] Morkel. P. R., and Laming, R. I. ‘Theoretical modeling of erbium doped fiber amplifiers with excited-state absorption”, Opt. Lett., 1989, 14, pp. 1062-1064.
- [19] Saleh A. A. M., Jopson, R M., Evanknow J. D., and Aspell, J. ‘Modeling of gain in erbium-doped fibre amplifiers’, IEEE Photonics Technol. Lett., 1990, 2, pp. 714-111.
- [20] Jopson. R M. and Saleh, A. A. M. ‘Modeling of gain and noise in erbium doped fibre amplifiers’. SPIE Fiber Laser Sources and Amplifiers 111, 1991, Vol. 1581, pp. 114-119.

- 
- [21] Oliveira, J.C.R.F. et al., EDFA com Controle Automático de Ganho Eletrônico para Aplicações em Redes WDM, Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Campinas, Brasil, 2005.
- [22] Elada, L. et. al., 40-channel ultra-low-power compact PLC-based ROADM subsystem, OFC 2006, Anaheim, Estados Unidos, 2006. J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp. 68-73.
- [23] P. Wall, P.I Colbourne, C. Reimer e S. McLaughlin, *WSS Switching Engine Technologies*, OFC/NFOEC 2008, OWC1.
- [24] Q. Yu e C. Fan, “Simple dynamic model of all-optical gain-clamped erbium-doped fiber amplifiers”, *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 7, pp. 1166-1171, 1999.
- [25] J. Chung, S. Y. Kim e C. J. Chae, “All-optical gain-clamped EDFAs with different feedback wavelengths for use in multiwavelength optical networks”, *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 23, pp. 2159-2161, 1996.
- [26] G. Luo, J. L. Zyskind, Y. Sun, A. K. Srivastava, J. W. Sulhoff, C. Wolf e M.A. Ali, “Performance degradation of all-optical gain-clamped EDFA’s due to relaxation-oscillations and spectral-hole burning in amplified WDM networks”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 1346-1348, 1997.
- [27] G. Luo, J. L. Zyskind, J. A. Nagel e M. A. Ali, “ Experimental and theoretical analysis of relaxation-oscillations and spectral hole burning effects in all-optical gain-clamped EDFA’s for WDM networks”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 4, pp. 527-533, 1998.
- [28] G. Luo, J. L. Zyskind, Y. Sun, A. K. Srivastava, J. W. Sulhoff, C. Wolf e M. A. Ali, “Relaxation oscillations and spectral hole burning in laser automatic gain control of EDFAs”, em *Anais da OFC’97*, pp.130-131, 1997, Dalas, Estados Unidos.
- [29] J. T. Ahn and K. H. Kim, “All-optical gain-clamped erbium-doped fiber amplifier with improved noise figure and freedom from relaxation oscillation”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 84-86, 2004.
- [30] M. Karásek e J. A. Vallés, “Analysis of channel addition/removal response in all-optical gain-controlled cascade of erbium-doped fiber amplifiers”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 10, pp. 1795-1803, 1998.

- 
- [31] A. Yu e M. J. O'Mahony, "Design and modeling of laser-controlled erbium-doped fiber amplifiers", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1013-1018, 1997.
- [32] M. Zirngibl, "Gain control in erbium-doped fibre amplifiers by an all optical feedback loop", *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 7, pp. 560-561, 1991.
- [33] B. Choi and C. Kim, "An Application of a Smart Optical Amplifier to the Bidirectional Transmission," em *Anais do ICACT'2006*, pp. 1074-1079, 2006, Phoenix Park, Korea.
- [34] D.H. Thomas and J.P. von der Weid, "Dynamic Gain Fluctuations in All-Optic Ring-Laser Gain-Clamped Erbium-Doped Fiber Amplifiers," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 1, pp. 77-80, 2005.
- [35] C. Kim, H. Yoon, S. Lee, C-H. Lee e Y. Chung, "All-Optical gain controlled bi-directional add-drop amplifier using fiber Bragg gratings," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.12, pp. 894-896, no. 7, 2000.
- [36] C. R. Giles e E. Desurvire, "Transient gain and crosstalk in erbium-doped fibre amplifiers", *Op. Let.*, vol. 14, no. 16, pp. 880-882, 1989.
- [37] E. Desurvire, M. Zirngibl, H. Presby e D. Di Giovanni, "Dynamic gain compensation in saturated erbium-doped fiber amplifiers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, no. 5, pp. 453-455, 1991.
- [38] A. Bianciotto, A. Carena, V. Ferrero e R. Gaudino, "EDFA gain transients: experimental demonstration of a low cost electronic control," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 1351-1353, 2003.
- [39] S. Y. Kim, J. Chung e B. Lee, "Dynamic performance of the all-optical gain-controlled EDFA cascade in multiwavelength optical networks", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 17, pp. 1475-1477, 1997.
- [40] S. Sergeev, S. Popov e A. T. Friberg, "Migration-assisted upconversion in high-concentration EDFA with electronic feed-forward gain control", nos *Anais da Quantum Electronics and Laser Science Conference*, pp. 1358-1360, 2005, San Jose, Estados unidos.

- 
- [41] K. Jones, B. Flintham, J. Drake e H. Lebreton, “Gain control and transient suppression in long wavelength band EDFA modules”, *nos Anais da ECOC’99*, pp. 152-153, 1999, Nice, França.
- [42] N. Jolley, F. Davis e J. Mun, “Out-of-band electronic gain clamping for a variable gain and output power EDFA with low dynamic gain tilt”, *nos Anais da OFC’97*, pp.134-135, 1997, Dallas, Estados Unidos.
- [43] S. Pachnicke, P. M. Krummrich, E. Voges, and E. Gottwald, "Transient gain dynamics in long-haul transmission systems with electronic EDFA gain control," *J. Opt. Netw.* 6, 1129-1137 (2007).
- [44] K. Okamura, E. Otani, T. Yoshikawa, T. Uchino, M. Fukushima e N. Kagi, “Optical burst amplification using EDFA with fast feedback control”, em *Anais da OFC’05*, 3 pp., 2005, Anaheim, Estados Unidos.
- [45] Y. Taing e L. Pavel, “An EDFA  $H_{\infty}$  controller for suppression of power excursions due to pilot tones and network traffic”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 18, pp. 1916-1918, 2006.
- [46] Y. Taing e L. Pavel, “Application of  $H_{\infty}$  control on pilot tones in erbium-doped fiber amplifiers”, em *Anais do OAA 2005, paper ME15*, Budapeste, Hungria.
- [47] E. Otani, T. Okinawa, K. Okamura, T. Yoshikawa, T. Uchino e N. Kagi, “Amplification of WDM burst signals using EDFA with a fast feedback control”, em *Anais do LEOS 2005*, pp.298-299, 2005, Sydney, Australia.
- [48] A. V. Tran, C. Chae, R. S. Tucker e Y.J. Wen, “EDFA Transient Control Based on Envelope Detection for Optical Burst Switched Networks”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 226-228, 2005.
- [49] C. Thian e S. Kinoshita, “Analysis and Control of Transient Dynamics of EDFA Pumped by 1480- and 980-nm Lasers”, *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 8, pp. 1728-1734, 2003.
- [50] H. Nakagi, Y. Nakai, M. Shigematsu e M. Nishimura, “Development of high-speed automatic gain controlled erbium-doped fiber amplifiers,” *SEI Technical Review*, no. 56, pp. 23-26, 2003.

- 
- [51] Estudo e caracterização de circuitos de transimpedância aplicada a sistemas de fibra óptica, 2004, UTFPR (link, 06/05/2008).  
[http://www2.cpgei.cefetpr.br/diss\\_teses/Ano\\_2004/dissertacoes/Estudo\\_e\\_Caracterizacao\\_de\\_Circuitos\\_de\\_Transimpedancia\\_Aplicada.pdf](http://www2.cpgei.cefetpr.br/diss_teses/Ano_2004/dissertacoes/Estudo_e_Caracterizacao_de_Circuitos_de_Transimpedancia_Aplicada.pdf)
- [52] A. F. Herbster, J. C. R. F Oliveira e A. C. Bordonalli, “Extensão da Faixa Dinâmica por meio da Correção da ASE aplicada a EDFA’s em Redes Ópticas WDM”. MOMAG 2008.
- [53] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE Standard for Binary Floating-Point Arithmetic (IEEE Std 754-1985). New York: IEEE, 1985.
- [54] E. L. Oberstar, “Fixed-Point Representation & Fractional Math”, Revision 1.2, August 30, 2007.
- [55] R. Yates, “Fixed Point Arithmetic: An Introduction”, Digital Signal Labs, August 27, 2007.
- [56] Texas Instruments, “IQmath Library – A virtual floating point engine. Module User’s Guide C28X Foundation Software”, June 2002, Texas Instruments.
- [57] Talvanes M. O., Cursino Brandão Jacobina, Guias do Laboratório de Controle Analógico - Módulo 7. Departamento de Engenharia Elétrica - UFCG, 2007.
- [58] Texas Instrument “C2000 Teaching Materials”, Texas Instrument 2004.
- [59] Método de integração de Euler explícito, UFRGS (link 06/05/2008),  
<http://www.if.ufrgs.br/tex/metcompb/aulas/euler2/node2.html>.

## **Anexo A Arquitetura do DSC Texas Instrument C281X**

Esta seção aborda a arquitetura do DSC utilizado no desenvolvimento da técnica de controle automático de ganho para o EDFA proposto.

Diagrama de blocos da família de DSCs C281X

A Figura A.1 ilustra o diagrama de blocos dos DSCs da família C281X, que pode ser dividido em quatro blocos funcionais:

- Sistema de barramentos externo e interno;
- Unidade central de processamento;
- Memórias;
- Periféricos.

Para habilitar a busca de dois operandos da memória para a unidade de processamento central em um único ciclo de clock, os processadores da família C281X são equipados com um sistema com dois barramentos independentes, o barramento de programa e o barramento de dados (arquitetura Harvard). Devido à possibilidade dos processadores da família C281X realizarem a leitura de operandos não somente da memória de dados, mas

também da memória de programa, a Texas Instruments chama esta arquitetura de “Arquitetura Modificada Harvard”. A seta que indica a conexão entre os barramentos, no canto inferior esquerdo da Figura A.1 indica essa característica adicional.

No lado esquerdo da Figura A.1, pode-se verificar a presença de dois blocos de multiplexação, para dados (D15-D0) e endereço (A18-A0). Isto é uma interface para conectarmos dispositivos externos ao processador da família C281X. Deve-se notar que o barramento de dados externo é de 16 bits, e não é possível o acesso ao barramento de dados de programa externo e o barramento de dados ao mesmo tempo. Comparado ao acesso em ciclo único a dois operandos de 32 bits, o acesso a memória externa pode levar até quatro vezes mais tempo.

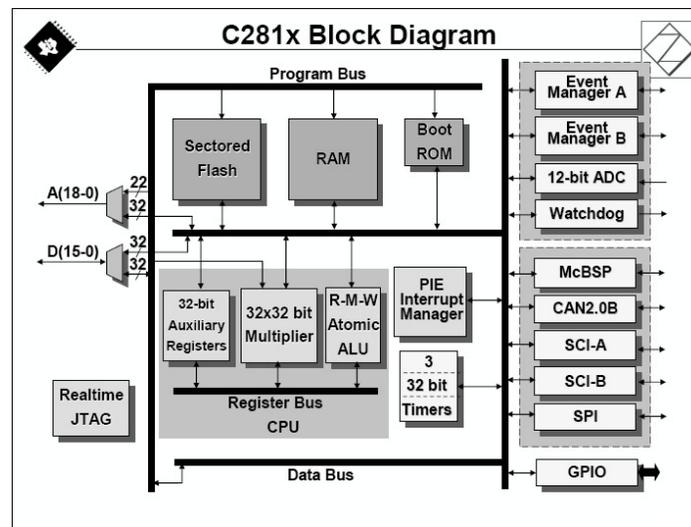


Figura A.1 – Diagrama de blocos dos DSCs da família C281X [58].

### Unidade central de processamento

A unidade central de processamento da família C281X ilustrada na Figura A.2, habilita a execução da maioria das instruções como uma operação entre registradores, além proverem um intervalo de instruções rápidas que são comumente utilizados nos microcontroladores, tais como empacotamento, desempacotamento e manipulação de bytes,

todos em um único ciclo. A arquitetura é suportada por um poderoso modo de endereçamento, o qual permite ao compilador assembly gerar um código compacto com correspondência um-a-um com o código em linguagem C (para maioria das instruções).

Os processadores da família C281X são eficientes nas tarefas matemáticas como um DSP, e eficiente como um dispositivo microcontrolador em tarefas de controle do sistema. Esta eficiência remove a necessidade de um segundo processador em muitos sistemas.

Três temporizadores de 32 bits podem ser utilizados para temporizações de propósitos gerais, ou para gerarem períodos de tempo por hardware para propósitos de sistemas operacionais em tempo real. O periférico de gerenciamento de interrupções expandido (PIE) permite respostas rápidas, aos eventos de interrupção gerados por várias fontes externas ou eventos de periféricos internos. O gerenciador PIE cobre vetores de interrupções individuais para todas as fontes de interrupção.

O hardware multiplicador de 32 por 32 bits e uma unidade lógica aritmética (ALU) pode ser utilizado de forma paralela para execução de operações de multiplicação e acumulação simultaneamente em um único ciclo. O banco de registradores auxiliar é equipado com sua própria unidade lógica aritmética (ARAU), também utilizada em paralelo para realizar a aritmética de ponteiros.

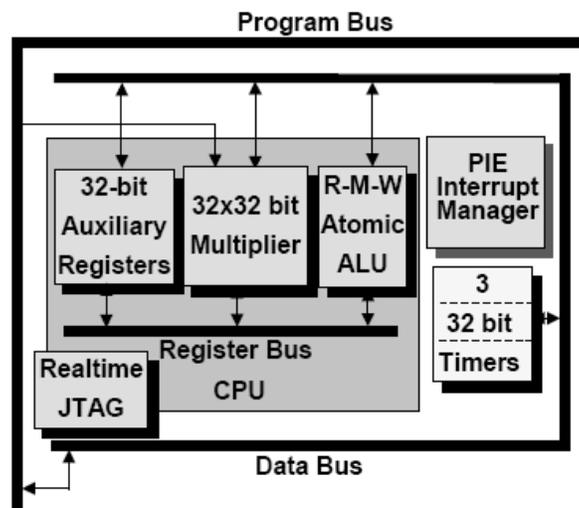


Figura A.2 – Unidade central de processamento da família C281 [58].

A interface JTAG é uma ferramenta poderosa utilizada para suportar troca de dados em tempo real entre o DSC e o ambiente de desenvolvimento, durante a fase de depuração do projeto. É possível a visualização do estado das variáveis enquanto o código é executado em tempo real, sem qualquer atraso com relação ao código de controle.

### Unidade de execução de operações matemáticas

A Figura A.3, ilustra a unidade de operações matemáticas dos processadores da família C281X. O multiplicador acumulador de 32 x 32 bits, com seu processamento interno de 64-bit, habilita o DSC a realizar problemas com alta precisão matemática, que demandariam um processador de ponto flutuante de alto custo. Junto a esta característica anterior, a unidade de processamento matemático possui a capacidade de realizar duas multiplicações e acumulações de 16 x 16 bit simultâneamente, se comportando para este tipo de operação como um MAC duplo (DMAC).

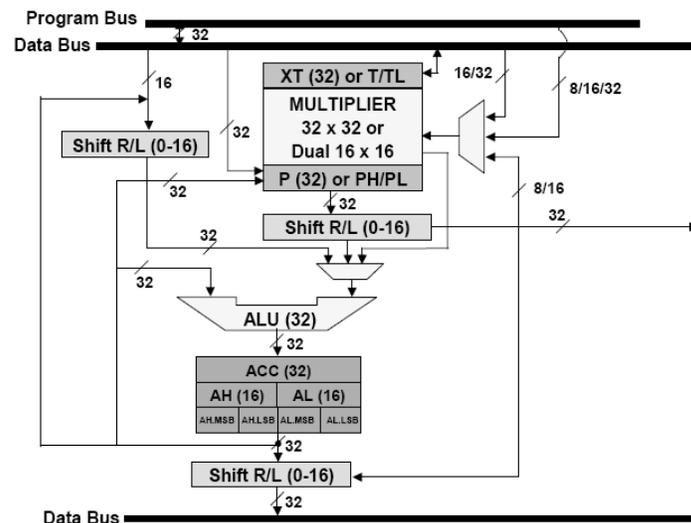


Figura A.3 – Unidade de execução de operações matemáticas [58].

A multiplicação utiliza o registrador XT para armazenar o primeiro operando e multiplicar pelo segundo operando que é carregado a partir da memória. Caso XT seja carregado a partir de uma locação da memória de dados, e o segundo operando é buscado em uma locação da memória de programa, a operação é realizada em um único ciclo. O resultado da multiplicação é carregado no registrador P (produto) ou diretamente no acumulador (ACC). O set de comandos dos processadores da família C281X inclui dois grupos de operações de multiplicação, que carregam ambas as metades do resultado em P e ACC.

Três deslocadores implementados em hardware podem ser utilizados em paralelo às outras unidades de hardware da central de processamento. Os deslocadores são utilizados usualmente para concatenarem números intermediários em um laço de controle em tempo real ou para multiplicar/dividir por  $2^n$ .

A unidade lógica aritmética (ALU) realiza o restante dos cálculos matemáticos. O primeiro operando sempre contém o valor do acumulador (ACC) ou parte dele. O segundo operando para qualquer operação é carregado a partir da memória de dados, ou da memória de programa, a partir do registrador P ou diretamente da unidade de multiplicação.

### Acesso à memória de dados

Dois métodos básicos estão disponíveis para acesso às locações de memória:

- Modo de endereçamento direto;
- Modo de endereçamento indireto.

O modo de endereçamento direto gera o endereço de 22 bits para acesso a memória a partir de duas fontes – um registrador de 16 bit da “Página de Dados (DP)” para os 16 bits mais significativos somados a outros 6 bits adquiridos da instrução. Tem-se a vantagem de possuir um acesso a qualquer locação de memória na página selecionada, em qualquer

ordem. Porém uma a desvantagem é que, caso o código necessite acessar outra página, o DP deve ser primeiro ajustado para realização de tal operação.

O modo endereçamento indireto utiliza um dos oito registradores XARn (ilustrados na Figura A.4), para armazenar o endereço de 32 bits do operando. Tem-se a vantagem de com ajuda da unidade aritmética de registradores auxiliares (ARAU), a aritmética de ponteiro fica disponível no mesmo ciclo no qual um acesso a uma locação de memória é realizado. Porém, uma desvantagem é que na realização de um acesso randômico a um dado na memória, necessita-se de uma nova configuração do registrador de ponteiro.

A unidade aritmética de registradores auxiliares está habilitada a realizar manipulações de ponteiro no mesmo ciclo de clock no qual é realizado o acesso a uma locação de memória de dados. As opções para o ARAU são: pós-incremento, pré-decremento, adição e subtração indexada, operação relativa na pilha, endereçamento circular e endereçamento com reversão de bit com opções adicionais.

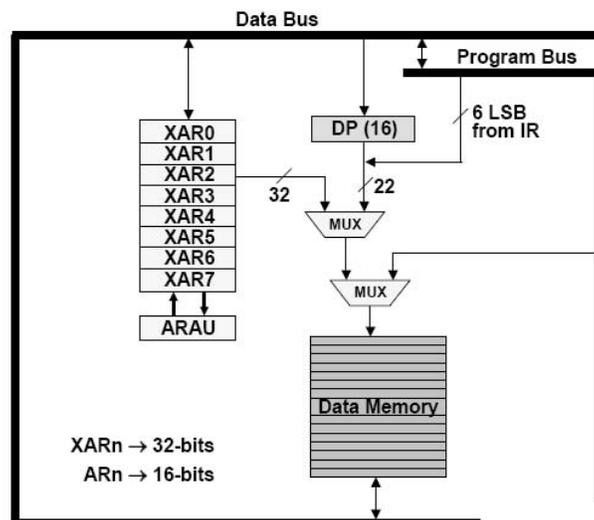


Figura A.4 – Unidade de acesso a memória de dados [58].

Estrutura do barramento interno

Como em muitos tipos de dispositivos processadores digital de sinais, múltiplos barramentos são utilizados para moverem dados entre locações de memória, unidades periféricas e a unidade central de processamento. A arquitetura do barramento de memória dos dispositivos da família C281X ilustrada pela Figura A.5, contém:

- Barramento de leitura de programa (linha de endereçamento de 22 bits e linha de dados de 32 bits);
- Barramento de leitura de dados (linha de endereçamento de 32 bits e linha de dados de 32 bits);
- Barramento de escrita de dados (linha de endereçamento de 32 bits e linha de dados de 32 bits).

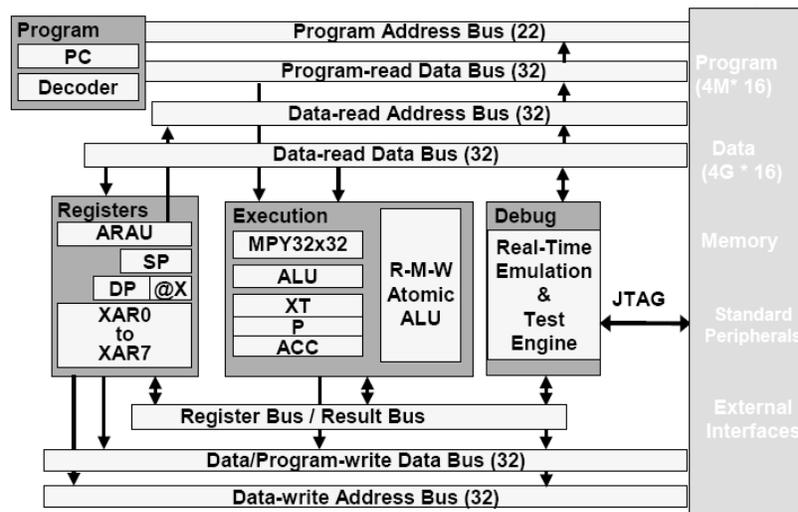


Figura A.5 – Estrutura do barramento interno do DSC família C281X [58].

Os barramentos de dados de 32 bits habilitam as operações de 32 bit em um único ciclo. Este tipo de arquitetura de barramento, conhecido como arquitetura de barramento Harvard habilita aos processadores da família C281X na busca de qualquer instrução, leitura e escrita de um dado em um único ciclo de relógio. Todos periféricos e memórias anexados ao barramento de memória priorizam este tipo de acesso.

## Unidade atômica de lógica e aritmética

Instruções atômicas são instruções comuns e pequenas que não são interrompíveis. A capacidade da ALU atômica está no suporte de instruções e código que gerenciam tarefas e processos. Estas instruções são executadas geralmente em uma menor quantidade de ciclos de relógio que quando comparadas a sua execução com a codificação tradicional. A Figura A.6 ilustra, a unidade lógico aritmética atômica, além de um exemplo entre o padrão de carregamento e atualização para codificação tradicional, e o mesmo quando utilizando a unidade lógico aritmética atômica.

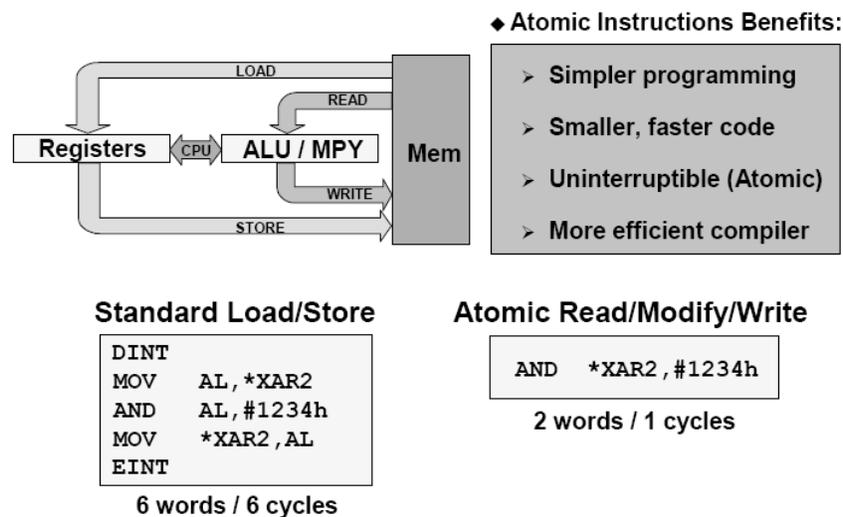
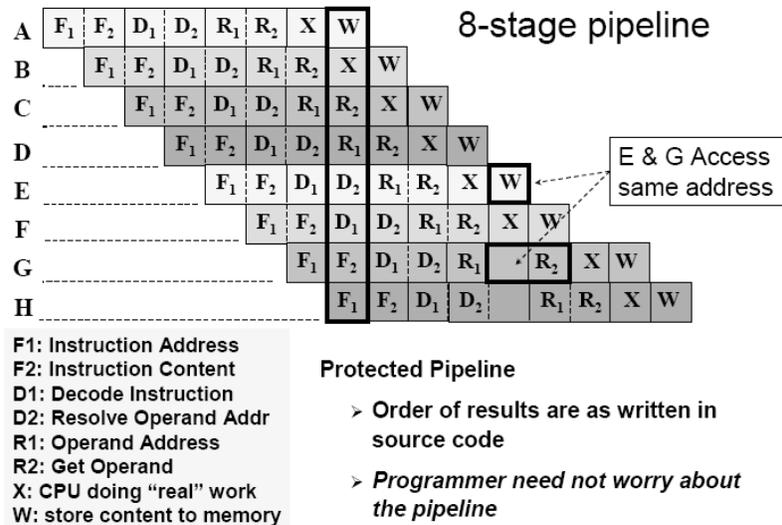


Figura A.6 – unidade atômica de lógica aritmética da família C281X [58].

## Pipeline de instruções

Os processadores da família C281X utilizam um *Pipeline* especial (técnica de hardware que permite que a CPU realize a busca de uma ou mais instruções além da próxima a ser executada), protegido, com oito estágios para maximizar o tempo de execução das instruções. Este *Pipeline* protegido previne a ocorrência da escrita e leitura da mesma

locação de memória fora de ordem. Este *Pipeline* também habilita os processadores da família C281X a executarem um conjunto de instruções em altas velocidades, sem recorrer a memórias de alta velocidade e alto custo. Um hardware de desvio/pulo de instruções minimiza o atraso quando realizamos um pulo para outro endereço. Condições de armazenamento de operações especiais incrementam a performance do sistema.



**Figura A.7 – Pipeline de oito estágios da família de DSCs C281X [58].**

Na Figura A.7 é ilustrado o *pipeline* de 8 estágios do DSC, cada instrução passa por oito estágios até a execução completa da mesma. Uma vez que o *Pipeline* esteja completo de instruções, uma instrução pode ser executada por ciclo de relógio. Para um dispositivo com relógio em 150 MHz, isto equivale a executarmos uma instrução a cada 6,67 ns. Os estágios da execução de uma instrução são:

- F1: Geração de endereço da instrução na linha do barramento de endereço de programa;
- F2: Leitura da instrução a partir das linhas de dados do barramento de programa;
- D1: Decodificação da instrução;

- 
- D2: Cálculo do endereço da informação para os operandos da instrução a ser executada;
  - R1: Carregamento dos endereços dos operandos para as linhas do barramento de dados ou programa;
  - R2: Leitura do operando;
  - X: Execução da instrução;
  - W: Escrita do resultado de volta na memória de dados.

### Resposta a interrupções

A rápida resposta a interrupções, com o armazenamento automático dos valores dos registradores críticos, transforma os dispositivos da família C281X em dispositivos capazes de atender vários eventos de interrupção assíncronos com mínima latência. Este armazenamento automático significa que, todos os registradores que são necessários são salvos para que então seja processada a rotina da interrupção, e quando retornar da mesma os estados dos registradores críticos são restaurados. Os dispositivos da família C281X executam este processamento com penalidade zero de ciclos de relógio, salvando 14 registradores durante a interrupção. Esta característica ajuda na redução de processamento durante o atendimento de interrupções.

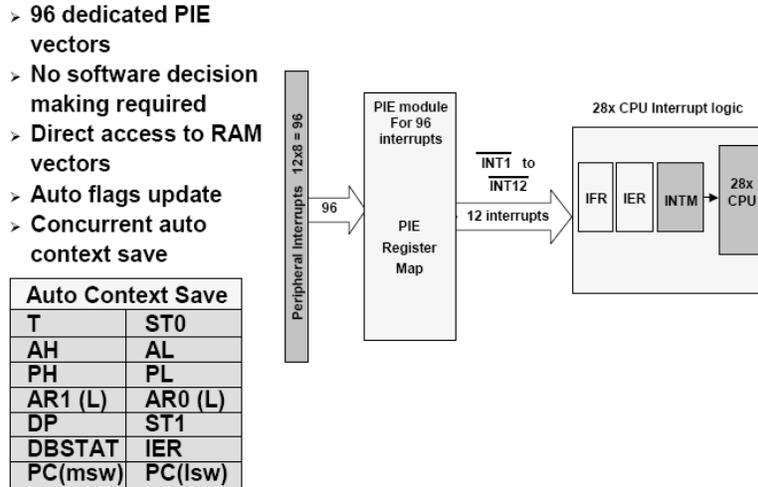


Figura A.8 – Esquema de resposta a interrupções nos processadores da família C281X [58].

A unidade de periféricos expandida (PIE) permite ao usuário, especificar quais atendimentos de interrupções serão executados, com um limite de até 96 eventos de interrupções interno e externo. Todas as 96 possíveis fontes de interrupção compartilham 14 linhas de interrupções mascaráveis (INT1 até INT14), onde 12 destas são controladas pelo módulo PIE.

O armazenamento automático, salva e restaura 14 importantes registradores da unidade central de processamento, ilustrados na Figura A.8, em uma pilha de memória que é apontada pelo registrador de ponteiro de pilha (SP). Esta pilha de memória é uma parte da memória de dados, e deve residir nos endereços de memória abaixo de 64K da memória de dados.

Nos dispositivos da família C281X, quando um evento de reset é executado, de acordo com pinos específicos do processador, podemos definir se o início do código a ser executado está presente na memória RAM do processador ou na memória FLASH, para que então o processo de boot dos processadores da família C281X, se encarregue de apontar para o ponto de início da execução do código embarcado.

Esta seção apresentou as características mais detalhadas do DSC utilizado no desenvolvimento do EDFA com controle automático de ganho e supressão de transientes. Foram abordados, de forma mais detalhada as diferenças entre o DSC e os

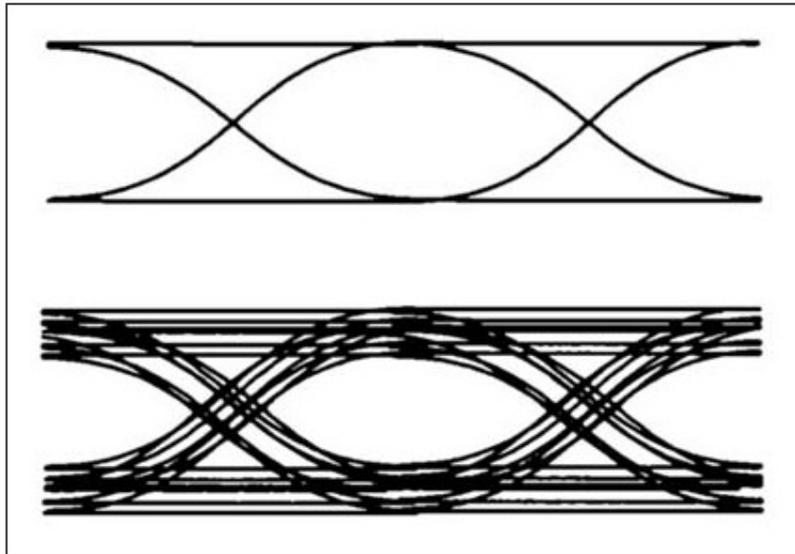
microcontroladores, com relação à arquitetura de hardware que provê um maior desempenho na execução do código embarcado nos DSCs.

## **Anexo B Análise de Sinais com Diagrama de Olho**

Nesta seção, é apresentada uma introdução à análise qualitativa de sinais em sistemas digitais, através da análise do diagrama de olho na recepção do sinal modulado transmitido ao longo do sistema digital óptico ou elétrico.

O diagrama de olho fornece uma informação visual que é útil no desenvolvimento e depuração de sistema de comunicações digitais, tornando-se uma ferramenta usual para análise qualitativa dos sinais utilizados em sistemas de transmissões digitais. O mesmo provê uma visão realçada para avaliação de desempenho e oferece uma introspecção na natureza das imperfeições do canal. Análises detalhadas do diagrama de olho oferecem ao usuário uma aproximação de primeira ordem do sinal-ruído, temporização do relógio, *jitter* e enviesamento (diferença entre o valor esperado do estimador e o verdadeiro parâmetro a estimar).

O diagrama de olho é uma visualização em osciloscópio do sinal digital, amostrado repetitivamente para que tenhamos uma boa representação do comportamento do sinal analisado. Em sistemas de transmissão via rádio, o ponto de medida deve ser anterior ao modulador na transmissão ou após o demodulador na recepção, dependendo de qual porção do sistema requer o exame. O diagrama de olho pode ser utilizado para examinar a integridade do sinal em um sistema puramente digital, tais como os sistemas de transmissão em fibra óptica, cabos de rede ou uma placa de circuito impresso. A Figura B.1 ilustra um simples diagrama de olho não distorcido, e outro que inclui ruídos e erros de temporização.



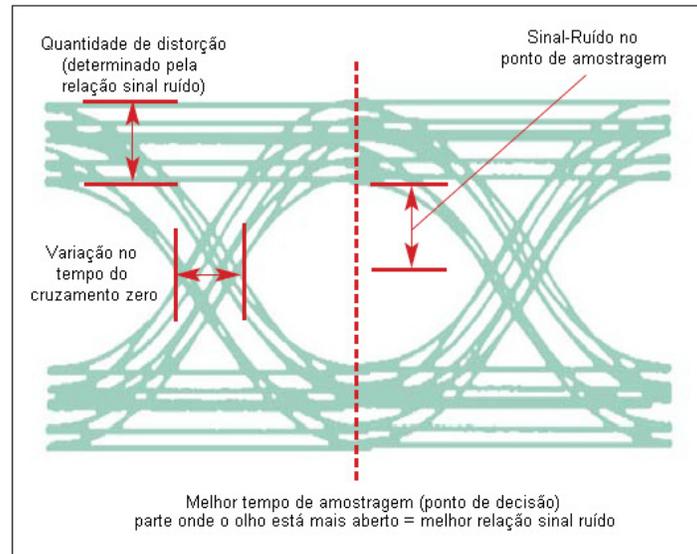
**Figura B.1** – No topo da figura temos um diagrama de olho não distorcido de um sinal digital de banda limitada. A ilustração ligeiramente abaixo é um diagrama de olho que inclui erros de amplitude (ruído) e fase (temporização). Os vários pontos de transição provêm uma introspecção na natureza das incertezas.

### **Transmissão de dados em Sistemas de Comunicações Digitais**

As transmissões de sinais digitais requerem modulação da portadora através de um trem de pulsos digitais. Simplificando, o dado será uma seqüência única zeros lógicos e um 1 lógico que tomam como referência o nível de zero (RZ, ou retorna ao zero) ou sem referência de voltagem (NRZ, não retorna a zero). Os sinais de dados NRZ são mais comuns, e formam a base das ilustrações explicativas nesta seção.

Os tipos mais simples de modulação de dois estados são o OOK (*On-Off Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*) e o PSK (*Phase Shift Keying*). Todos estes citados são utilizados para representar a transição entre dois estados, o que convêm no caso dos sinais digitais. O diagrama de olho pode ser utilizado para avaliar a qualidade do sinal antes de sua transmissão ou mais obviamente, pode ser utilizado para avaliar a qualidade do sinal no

receptor. A Figura B.2, ilustra o tipo de informação que pode ser determinado através do diagrama de olho.



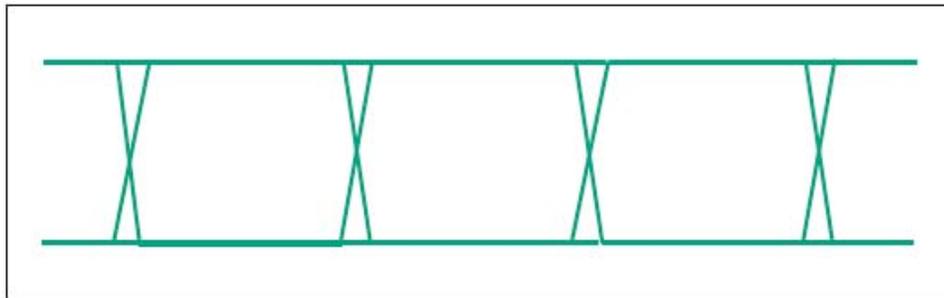
**Figura B.2 – Informações básicas contidas em um diagrama de olho. As mais importantes são o tamanho da abertura do olho (sinal-ruído durante a amostragem), mais a magnitude da amplitude e erros de temporização.**

Irregularidades nos sinais podem ser geradas em vários lugares, desde a pré-filtragem na transmissão, através da conversão de frequência e da cadeia de amplificação, no caminho de propagação do sinal e no receptor do sinal. Informações providas pelo diagrama de olho podem ajudar bastante no processo de depuração. Problemas com ruídos serão sempre externos ao equipamento problemas com temporização podem ser isolados no transmissor e no receptor através de testes na saída do transmissor e na entrada do receptor. O diagrama de olho tem sua importância, na identificação de problemas que irão acontecer futuramente no sistema de comunicação.

### **Integridade do Sinal digital**

O diagrama de olho é um indicador comum de desempenho dos sistemas de transmissões digitais. Desenvolvedores de equipamentos de comunicação digital geralmente incluem o diagrama de olho em seus manuais para demonstrar a integridade do sinal e desempenho dos seus produtos.

Ao avaliarmos sinais digitais, o diagrama de olho será aproximadamente quadrado, desde que a filtragem não seja requerida para o conteúdo desse sistema. A Figura B.3 ilustra o diagrama ideal não distorcido de um sinal digital. Como esperado, a abertura do olho é larga e alta.



**Figura B.3 – Diagrama de olho ideal para um sinal digital (com tempos de subidas e descidas finitos).**

Algumas irregularidades de sistemas de comunicações digitais são ilustradas na Figura B.4. Em (a) podemos ver os efeitos dos erros no tempo. Estes podem acontecer devido ao *jitter* do relógio ou uma fraca sincronização do circuito que extrai a temporização (PLL – *Phase Locked Loop*) do dado recebido no sistema de comunicação. Em (b) notamos que quanto mais a taxa de transmissão de bit cresce, o erro de temporização absoluto representa mais a porção do ciclo, reduzindo o tamanho da abertura do olho, que incrementa a possibilidade de acontecimento de erros nos dados.

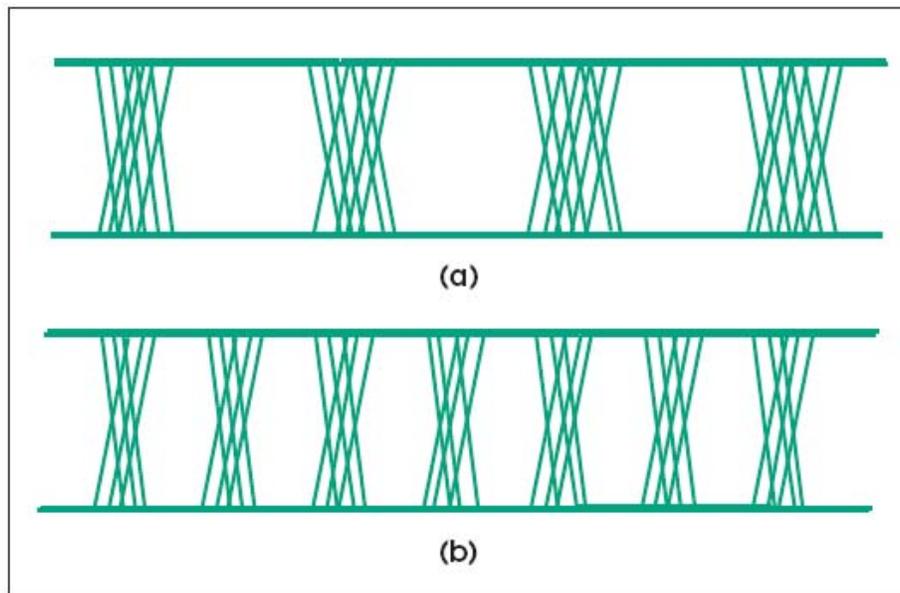


Figura B.4 – Erro de temporização: (a) Desalinhamento do tempo de subidas e descidas (*jitter*). (b) Com uma alta taxa de comunicação de dados, este diagrama possui menos área de abertura do olho que em (a).