



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Microonda e Óptica



EQUALIZAÇÃO DINÂMICA DE GANHO PARA EDFAS EMPREGADOS EM REDES ÓPTICAS RECONFIGURÁVEIS

Autor: Vitor Vale do Nascimento

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Co-orientador: Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (presidente) — DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Marcelo Luís Francisco Abbade — PUCCAMP

Prof. Dr. Evandro Conforti — DMO/FEEC/UNICAMP

Campinas – SP
21/Janeiro/2011

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

N17e Nascimento, Vitor Vale do
Equalização dinâmica de ganho para EDFAs
empregados em redes ópticas reconfiguráveis / Vitor
Vale do Nascimento. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.

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

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

1. Equalizadores (Eletrônica). 2. Dinâmica. I.
Bordonalli, Aldário Chrestani. II. Oliveira, Júlio César
Rodrigues Fernandes de. III. Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Dynamic gain equalization for EDFAs applied in
reconfigurable optical networks

Palavras-chave em Inglês: Equalizers (Electronics), Dynamic

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Evandro Conforti, Marcelo Luís Francisco Abbade

Data da defesa: 21/01/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

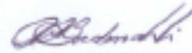
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Vitor Vale do Nascimento

Data da Defesa: 21 de janeiro de 2011

Título da Tese: "Equalização Dinâmica de Ganho para EDFAs Empregados em Redes Ópticas Reconfiguráveis"

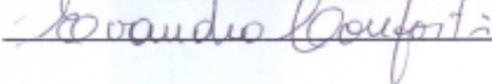
Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente):



Prof. Dr. Marcelo Luis Francisco Abbade:



Prof. Dr. Evandro Conforti:



Resumo

As variações de potência de entrada em amplificadores a fibra dopada com érbio induzem alterações em seu perfil de ganho já dependente do comprimento de onda do sinal de entrada. Assim, em redes de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*) reconfiguráveis, a não uniformidade do perfil de ganho pode prejudicar a recepção do sinal tanto por falta quanto por excesso de potência. Neste contexto, este trabalho apresenta uma proposta de equalizador dinâmico para o amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*) com controle automático de ganho que é utilizado em redes ópticas reconfiguráveis. O projeto deste dispositivo baseou-se numa cascata de cinco filtros opto-cerâmicos senoidais que, de acordo com o perfil de ganho de operação do amplificador, adaptava-se para compensar a falta de equalização entre canais. Devido à alta sensibilidade da resposta espectral de filtros opto-cerâmicos com a temperatura, houve a necessidade de se desenvolver também um modelo para a função de transferência dos filtros onde o efeito da temperatura estivesse diretamente incluído em seus algoritmos de controle. Após a introdução deste sistema dinâmico de equalização na saída do EDFA, observou-se, experimentalmente, uma significativa equalização entre canais, melhor que 1 dB, para uma ampla faixa de temperatura de operação do dispositivo e variações extremas na potência de entrada do EDFA.

Abstract

Input optical power and gain variations at erbium doped fiber amplifiers induce fluctuations in its gain profile, which already presents a severe wavelength-dependence. In reconfigurable WDM networks this feature can compromise received signal performance due to lack or excess of optical power. Thus, this work suggests a new dynamic gain equalizer approach intended for EDFAs with electronic gain control in reconfigurable optical networks. The device is based on five opto-ceramic sinusoidal filters that dynamically adapt themselves to compensate power channel imbalances caused by EDFAs due to network resetting. Since opto-ceramic filters are extremely temperature sensitive, it was necessary to develop a transfer function model for filter control that directly included this temperature dependence. After placing the dynamic equalizer at an EDFA output, it was experimentally observed significant reduction of the power imbalance, better than 1 dB, for a wide temperature range and extreme EDFA input power oscillation.

Dedico este trabalho aos meus pais, Maria do Socorro e Vanderlei Gabriel, por tudo que representam para mim, pela educação e apoio que me deram durante toda minha vida. À minha esposa Marcela Félix Maia Vale, por todo apoio, amor e compreensão durante este período, incentivando-me a superar momentos difíceis e a distância da família. Aos meus irmãos Vagner e Viviane, pelo companheirismo e apoio imprescindíveis. E a toda minha família.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pelo discernimento nas tomadas de decisões, pelas oportunidades colocadas em minha vida e pelas pessoas que fazem parte dela.

A Júlio César, pesquisador da Fundação CPqD, pela sua imprescindível contribuição e orientação no desenvolvimento deste trabalho, além de sua amizade e companheirismo, sempre me incentivando durante esta empreitada.

Ao Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli, pela orientação e contribuição no decorrer deste trabalho, e pela oportunidade e confiança durante o meu Mestrado.

Aos meus amigos da Fundação CPqD, Adolfo, Juliano, Vitor Bedotti, Giovanni Curiel, Rodrigo de Almeida, Fábio Dassan, Bruno Angeli, Luís Monte, Reginaldo Silva, Amauri Juriollo, Roberto Arradi e Valentino, pelos momentos de descontração, harmonia e companheirismo.

Aos meus amigos Stênio, Marcel, Antonio de Pádua, Warner, Cícero, Thiago, Cláudio, Daniel, Ricardo, Antônio Carlos e Adailton, pela amizade durante todos esses anos.

Sumário

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas.....	xix
Lista de Símbolos e Acrônimos	xx
Capítulo 1 Introdução.....	1
Capítulo 2 Fundamentação Teórica	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Amplificador a Fibra Dopada com Érbio	9
2.2.1 Princípio de Amplificação	11
2.2.2 Configuração Básica	15
2.2.3 Parâmetros Fundamentais	17
2.2.4 Aplicações dos EDFAs	22
2.2.5 Topologias dos EDFAs	25
2.3 Filtragem Óptica.....	28
2.3.1 Filtros Fabry-Perot	32
2.3.2 Filtros de Filme Fino.....	35
2.3.3 Grades a fibra.....	36
2.3.4 Filtros Opto-Cerâmicos.....	39
Capítulo 3 Sistemas de Equalização de Ganho aplicado a EDFAs.....	45
3.1 Introdução.....	45
3.2 Equalização em Redes Ópticas de Segunda Geração.....	49
3.2.1 Mudança na Composição da Fibra.....	49
3.2.2 Elementos Passivos.....	50
3.2.3 Pré-Ênfase	51
3.3 Equalização em Redes Ópticas Reconfiguráveis.....	53
3.3.1 Mux/Demultiplexador associado a VOAs	54
3.3.2 EDFA com dois estágios associado a um GFF fixo e VOA	55
3.3.3 Circuito Óptico Integrado Associado a Interferômetro Mach-Zehnder.....	58
3.3.4 Equalizador Dinâmico de Ganho Utilizando Filtro Acusto-Óptico.....	61
3.3.5 Equalizador Dinâmico de Ganho Utilizando LPFG	63
3.3.6 Proposta de Equalizador Dinâmico de Ganho Baseado em Filtros Opto-Cerâmicos Senoidais.....	64

Capítulo 4 Caracterização e Projeto Experimental do Sistema de Equalização.....	67
4.1 Princípio de Funcionamento do Filtro Opto-Cerâmico Proposto.....	67
4.2 Equacionamento e Caracterização do Filtro Opto-Cerâmico	70
4.2.1 Caracterização do Filtro sem Modelagem da Temperatura	72
4.2.2 Caracterização do Filtro com Modelagem da Temperatura.....	81
4.3 Metodologia para Atuação no Filtro.....	89
Capítulo 5 Resultados Experimentais e Simulações.....	95
5.1 Análise Individual sem Modelagem da Temperatura.....	95
5.2 Análise da Modelagem da Temperatura.....	102
5.3 O Filtro Equalizador de Ganho com Modelagem da Temperatura	105
5.4 Análise Sistêmica e Simulações	113
Capítulo 6 Conclusões e Trabalhos Futuros	119

Lista de Figuras

Fig. 2.1: Evolução da demanda de informação e tecnologias ópticas utilizadas [3].....	6
Fig. 2.2: Rede óptica de segunda geração com roteamento em comprimento de onda	8
Fig. 2.3: Espectro de perda de uma fibra óptica padrão de sílica [9].....	10
Fig. 2.4: Os três fenômenos principais que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção; (b) emissão espontânea; e (c) emissão estimulada.....	11
Fig. 2.5: Níveis de energia dos íons de Er^{3+} no núcleo de uma fibra de sílica.....	13
Fig. 2.6: Potência de ASE típica em função do comprimento de onda.....	15
Fig. 2.7: Configuração básica de um amplificador a fibra dopada com érbio.	16
Fig. 2.8: Ganho em função da potência de entrada em um EDFA típico.....	18
Fig. 2.9: Perfil de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA [1].	19
Fig. 2.10: Potência de saída de um EDFA em função da potência de entrada.....	19
Fig. 2.11: Figura de ruído de um EDFA em função da potência de entrada.....	21
Fig. 2.12: Tipos de amplificadores em um enlace óptico: (a) amplificador de linha; (b) amplificador de potência; e (c) pré-amplificador.	22
Fig. 2.13: EDFA com bombeio contra-propagante.	26
Fig. 2.14: EDFA com bombeio bidirecional.	26
Fig. 2.15: EDFA com dois estágios de amplificação.	27
Fig. 2.16: Diagrama esquemático de um interferômetro Mach-Zehnder	29
Fig. 2.17: Aplicações de filtros em um sistema WDM simplificado.	31
Fig. 2.18: Cavidade Fabry-Perot [8].....	32
Fig. 2.19: Função de transferência de um filtro Fabry-Perot para diferentes refletividades [8]. ...	34
Fig. 2.20: Três cavidades ressonantes dielétricas de filme-fino.....	35
Fig. 2.21: Grades de difração do tipo (a) período curto e (b) período longo.	37
Fig. 2.22: Função de transmissão de uma grade de período longo.	39
Fig. 2.23: (a) Modulador de intensidade composto por um modulador de fase inserido em um dos braços de um interferômetro de Mach-Zehnder e (b) a transmitância do interferômetro.	42

Fig. 2.24: Comportamento do coeficiente eletro-óptico com a variação da temperatura [26].....	44
Fig. 3.1: Penalidade da OSNR em função do número de lances.....	47
Fig. 3.2: Espectro de ganho de um EDFA para diferentes valores de potência de bombeio.	48
Fig. 3.3: Resposta espectral de filtros equalizadores de ganho fixo com (a) vários estágios Fabry- Perot; (b) função de transmissão de um GFF fixo.....	51
Fig. 3.4: Espectro de ganho de um EDFA com AGC e GFF fixo, para vários valores de ganho alvo.	53
Fig. 3.5: Técnica de equalização dinâmica de ganho através da associação de mux/demultiplexador, VOAs, fotodetectores e uma unidade de processamento.	55
Fig. 3.6: EDFA de dois estágios com sistema de equalização dinâmica de ganho.	56
Fig. 3.7: Desequalização de potência de saída de um amplificador óptico de dois estágios com EDFAs, assumindo a utilização de um VOA e um GFF entre os estágios, em função da potência de entrada e do ganho [30].	58
Fig. 3.8: Esquemático do circuito óptico integrado com interferômetro de Mach-Zehnder que é utilizado para equalização dinâmica de ganho	59
Fig. 3.9: Sistema realimentado para atuação no filtro de equalização dinâmica baseado em um circuito óptico integrado.	60
Fig. 3.10: Configuração para atuação no filtro sintonizável opto-acústico baseada em [35].	62
Fig. 3.11: Estrutura proposta para equalização dinâmica de ganho usando LPFG [36].	64
Fig. 4.1: Diagrama esquemático de um filtro opto-cerâmico de resposta senoidal sintonizável. ..	68
Fig. 4.2: Resposta espectral de um filtro opto-cerâmico senoidal para diferentes valores de tensões aplicadas.....	69
Fig. 4.3: Variação do coeficiente eletro-óptico quadrático em 1550 nm do material opto-cerâmico utilizado com a temperatura [26].....	70
Fig. 4.4: Comparativo da quantidade de estágios na qualidade do filtro.	71
Fig. 4.5: Diagrama do filtro de equalização dinâmica de ganho baseado na integração de cinco estágios de filtragem senoidal.....	72
Fig. 4.6 (a) Função de transmissão em escala linear e (b) estrutura interna de cada estágio do filtro.	74
Fig. 4.7: Diagrama de blocos do hardware necessário para atuação no filtro.....	75
Fig. 4.8: Configuração experimental para caracterização de amplitude e fase.	77

Fig. 4.9: Fluxograma do mapeamento de amplitude.....	79
Fig. 4.10: Curva obtida no mapeamento de amplitude.	79
Fig. 4.11: Fluxograma do mapeamento de fase.	81
Fig. 4.12: Curva obtida após o mapeamento de fase.....	81
Fig. 4.13: Configuração experimental para caracterização dos coeficientes dependentes da temperatura.	84
Fig. 4.14: Espectro de transmissão para diferentes valores de tensão a 25°C.....	86
Fig. 4.15: Coeficientes medidos em função da temperatura relativos ao 3º estágio de filtragem (a) η_1 , η_2 e (b) $\Delta n.L$	88
Fig. 4.16: Fluxograma do mapeamento de ASE.	92
Fig. 5.1: Protótipo do sistema de equalização de ganho dinâmico com peltier.	96
Fig. 5.2: Montagem experimental para testar e avaliar o protótipo de filtro equalizador de ganho da Fig. 5.1.	97
Fig. 5.3: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.....	98
Fig. 5.4 Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = 3$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.....	99
Fig. 5.5: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.....	99
Fig. 5.6: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -5$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.....	100
Fig. 5.7: Mudança do perfil espectral do filtro dinâmico para diferentes pontos de operação do EDFA, considerando-se $G = 20$ dB e potências de entrada de (a) -17 dBm, (b) -9 dBm e (c) -5 dBm.	101
Fig. 5.8: Resposta espectral do terceiro estágio de filtragem (a) sem a compensação de temperatura e (b) com a compensação da temperatura.....	104
Fig. 5.9: Resposta espectral do filtro de cinco estágios (a) sem e (b) com compensação de temperatura, para diferentes valores de temperatura (25, 45 e 65 °C).	106
Fig. 5.10: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	108

Fig. 5.11: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = 3$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	108
Fig. 5.12: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	109
Fig. 5.13: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -5$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	109
Fig. 5.14: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm para 16 canais de entrada, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	111
Fig. 5.15: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm para 8 canais de entrada, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.	111
Fig. 5.16: Desequalização em função do número de canais para diferentes pontos de operação.	112
Fig. 5.17: Layout para análise sistêmica do equalizador dinâmico de ganho.	114
Fig. 5.18: Variação da OSNR do canal C47 (grade ITU-T) em função do número de lances, para quatro casos: sem EDG; um EDG para cada EDFA; apenas um EDG após o lance #6; e apenas um EDG no final do enlace.....	115
Fig. 5.19: Nível de desequalização em função do número de <i>lances</i> , para quatro casos: sem EDG; um EDG para cada EDFA; apenas um EDG após o lance #6; e apenas um EDG no final do enlace.....	116
Fig. 5.20: Perda de inserção do EDG acumulada ao longo dos lances, quando um EDG é utilizado para cada EDFA, um EDG intermediário e um EDF no final do enlace.....	117
Fig. 5.21: Diagramas de olho para o canal C47 modulado a 20 Gb/s, considerando um enlace (a) sem e (b) com EDG após cada EDFA, tendo o número de spans como parâmetro. ...	118

Lista de Tabelas

Tab. 3.1: Tabela comparativa entre as tecnologias de equalização dinâmica apresentadas.....	66
Tab. 4.1: FSR dos filtros senoidais utilizados.....	72

Lista de Símbolos e Acrônimos

Símbolo	Descrição
nm	Nanometro
km	Quilômetro
dB	Decibel
$E_{1,2}$	Níveis de energia do átomo
Er^{3+}	Érbio
$N_{1,2,3}$	População de íons de érbio nos níveis fundamental, metaestável e bombeio
ms	Milisegundo
λ	Comprimento de onda
W	Watt
mW	Miliwatt
dBm	Decibel relativo a 1 miliwatt
G	Ganho do amplificador
n_{sp}	Fator de emissão espontânea
P_{ASE}	Potência de ASE
h	Constante de Plank
ν	Frequência do sinal, em hertz
B_0	Largura de banda, em hertz
$H(\nu)$	Resposta em frequência do filtro
C_n	Coefficientes de Fourier complexos
ϕ	Fase
n	Índice de refração

R	Refletividade do filtro Fabry-Perot
A	Perda de absorção do espelho
τ	Atraso de propagação da luz na cavidade Fabry-Perot
β^p	Constante de propagação do p -ésimo acoplamento
Λ	Constante adimensional
E	Campo elétrico
κ	Coefficiente eletro-ótico de primeira ordem
ζ	Coefficiente eletro-ótico de segunda ordem
V	Tensão, em volt
L	Comprimento
I_i	Intensidade do sinal óptico de entrada
I_o	Intensidade do sinal óptico de saída
μs	Microsegundo
$H(\omega)$	Resposta em frequência do filtro eletro-ótico
$\bar{\omega}_i$	i -ésimo <i>free spectral range</i>
θ_i	i -ésimo ângulo de controle de fase
φ_i	i -ésimo ângulo de controle de amplitude
$T(\beta, \alpha)$	Função de transferência de um estágio de filtro eletro-ótico
α	Atenuação do material
β	Constante de propagação do material
Γ	Deslocamento de fase eletro-ótico
d	Distância entre eletrodos
δ	Atraso de fase entre polarizações
$\Delta n \cdot L$	Constante do material eletro-ótico para atraso de polarizações
η	Constante do material eletro-ótico para atraso de fase
Π	Soma dos quadrados dos erros de estimação
C	Temperatura, em grau Celsius

Acrônimos

Descrição

AGC	Controle Automático de Ganho (<i>Automatic Gain Control</i>)
ASE	Emissão Espontânea Amplificada (<i>Amplified Spontaneous Emission</i>)
ATM	Modo de Transferência Assíncrono (<i>Asynchronous Transfer Mode</i>)
BER	Taxa de Erro de Bits (<i>Bit Error Rate</i>)
DFB	Realimentação Distribuída (<i>Distributed Feedback</i>)
EDFA	Amplificador a Fibra Dopada com Érbio (<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>)
EDG	Equalizador Dinâmico de Ganho
FDE	Fibra Dopada com Érbio
FPI	Interferômetro de Fabry-Perot (<i>Fabry-Perot Interferometer</i>)
FSR	Faixa de Espectro Livre (<i>Free-Spectral Range</i>)
FWHM	Largura completa na Metade do Máximo (<i>Full-Width at Half Maximum</i>)
FWM	Mistura de Quatro Ondas (<i>Four-Wave Mixing</i>)
GFF	Filtro Aplainador de Ganho (<i>Gain Flattening Filter</i>)
IP	Protocolo da Internet (<i>Internet Protocol</i>)
LED	Diodo Emissor de Luz (<i>Light-Emitting Diode</i>)
LPFG	Fibra com Grade de Período Longo (<i>Long-Period Fiber Grating</i>)
MZI	Interferômetro Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>)
NF	Figura de Ruído (<i>Noise Figure</i>)
OADM	Multiplexador Insere/Deriva Óptico (<i>Optical Add-Drop Multiplexer</i>)
OLT	Terminal de Linha Óptico (<i>Optical Line Terminals</i>)
OSA	Analisador de Espectro Óptico (<i>Optical Spectrum Analyzer</i>)
OSNR	Relação Sinal-Ruído Óptica (<i>Optical Signal-to-Noise Ratio</i>)
OXC	Conector Cruzado Óptico (<i>Optical Cross-Connects</i>)
PC	Computador Pessoal (<i>Personal Computer</i>)
RF	Radio Frequência
ROADM	Multiplexador Insere/Deriva Óptico Reconfigurável (<i>Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer</i>)

SOA	Amplificador Óptico Semicondutor (<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)
SPI	Interface Serial Periférica (<i>Serial Peripheral Interface</i>)
SRS	Espalhamento Raman Estimulado (<i>Stimulated Raman Scattering</i>)
TDM	Multiplexação por Divisão no Tempo (<i>Time Division Multiplexing</i>)
UP	Unidade de Processamento
VGTF	Filtro Compensador de Inclinação Variável (<i>Variable Gain Tilt Filter</i>)
VOA	Atenuador Óptico Variável (<i>Variable Optical Attenuator</i>)
WDM	Multiplexação por Divisão no Comprimento de Onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)

Capítulo 1

Introdução

Com o aumento do tráfego nas redes ópticas, surgiu também a necessidade de desenvolvimento de técnicas adequadas para o gerenciamento deste tráfego. Tornou-se, então, necessário realizar o roteamento e a comutação na camada óptica (redes ópticas reconfiguráveis) com níveis de granularidade adaptados às altas taxas de transmissão impostas ao sistema. Desta forma, o número de comprimentos de onda que incidem nos nós da rede óptica e nos amplificadores ópticos torna-se aleatório, o que leva a uma flutuação também aleatória na potência de entrada do amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA). Sob estas condições, por características deste elemento, o perfil de ganho, já não uniforme, pode também ser consideravelmente modificado. Assim, flutuações de potência na entrada de EDFAs resultam em variações de ganho.

O EDFA possui uma forte dependência de ganho com o comprimento de onda dos canais de entrada ao longo da sua banda de amplificação e o comportamento desta dependência varia de acordo com a potência de entrada e a potência de bombeio com que o amplificador está operando. Assim, o EDFA representa um elemento significativo na rede, pois é fonte de desigualização da potência dos canais amplificados em um sistema óptico, fato que se torna ainda mais relevante quando os canais trafegam por uma cascata de amplificadores. Esta característica pode levar a falta ou excesso de potência dos canais ópticos após a passagem por alguns EDFAs, podendo tornar a recepção do sistema inviável.

Em redes ópticas com um número fixo de canais, um filtro com resposta espectral estática pode ser utilizado para compensar a falta de balanço de potência causada pelo amplificador. Entretanto, este tipo de dispositivo tem se tornado ineficiente frente às redes reconfiguráveis e aos EDFA's com controle automático de ganho. Desta forma, tornam-se necessários dispositivos

dinâmicos de equalização de ganho, capazes de adaptar automaticamente sua resposta em frequência, de acordo com o perfil de ganho do amplificador para uma dada condição de operação da rede. Assim, de acordo com o perfil de ganho do amplificador, este dispositivo se adapta para que, na saída do amplificador, todos os canais ópticos tendam a ter a mesma potência óptica.

Levando em consideração o exposto acima, este trabalho propõe um sistema dinâmico de equalização de ganho para ser aplicado a EDFAs com controle automático de ganho, capaz de manter o perfil de ganho do amplificador uniforme, independentemente do ponto de operação do amplificador (potência de entrada e potência de bombeio). Esta nova proposta de sistema dinâmico de equalização é composta por cinco filtros senoidais opto-cerâmicos sintonizáveis por tensão. Um amplo sistema de caracterização e atuação foi desenvolvido para este dispositivo, bem como uma análise experimental que mostra a vantagem da utilização desta solução frente a outras já implementadas, que serão apresentadas no Capítulo 3. É importante salientar que filtros opto-cerâmicos possuem uma alta dependência da sua resposta espectral com a temperatura, e quando não controlada, inviabiliza sua utilização. Numa primeira etapa, o filtro dinâmico de equalização de ganho foi desenvolvido considerando-se um circuito de controle de temperatura baseado na troca de calor entre o filtro e um dispositivo específico resfriador termoelétrico (*peltier*). Devido a limitações severas desta aproximação, o desenvolvimento deste trabalho gerou um modelo e um sistema capaz de remover a dependência de temperatura do filtro por meio das próprias tensões de controle do filtro através da inclusão da dependência de temperatura na função de transferência do filtro.

O Capítulo 2 trata da fundamentação teórica sobre temas que são o alicerce deste trabalho. Neste capítulo, inicialmente, apresenta-se a teoria dos amplificadores a fibra dopada com érbio, que é o principal elemento de amplificação num sistema óptico, focando no problema da dependência do ganho provido com o comprimento de onda dos canais de entrada. Em seguida, abordam-se as diferentes tecnologias de filtragem óptica, com maior ênfase naquelas que são base para a construção de filtros equalizadores de ganho.

No Capítulo 3, enunciam-se as técnicas de equalização de ganho aplicada a EDFAs, bem como suas vantagens e desvantagens. Abordam-se tanto técnicas estáticas de equalização quanto as dinâmicas. Os sistemas estáticos de equalização são utilizados em redes ópticas fixas, em que

o número de canais não varia. Quando se trata de redes ópticas reconfiguráveis, equalizadores dinâmicos de ganho se mostram necessários. Ao final deste capítulo, apresenta-se uma breve introdução sobre o sistema de equalização aqui proposto.

O Capítulo 4 trata da caracterização e do projeto experimental do sistema de equalização de forma bastante detalhada. É iniciado pelo princípio de funcionamento do filtro opto-cerâmico, seguido pelo equacionamento e caracterização desse filtro. Em um segundo momento, descreve-se a abordagem para o controle da temperatura do filtro, de modo que a reposta espectral não seja modificada com variações na temperatura. Neste capítulo são apresentadas as duas soluções para controle de temperatura, a primeira através de um dispositivo externo (*peltier*), a segunda, e mais completa, em que a dependência da temperatura é modelada na função de transferência do filtro. Por fim, é descrita a metodologia de atuação no filtro.

No Capítulo 5, apresentam-se os resultados experimentais obtidos com a utilização do sistema de equalização dinâmico proposto em conjunto com o EDFA. Uma simulação foi também conduzida para avaliar o desempenho do sistema dinâmico de equalização em uma cascata de amplificadores que compõem um sistema óptico, para diversas condições de operação do amplificador e posições do filtro no enlace. As contribuições relativas à compensação dos efeitos da temperatura também são apresentadas neste capítulo.

Por fim, no Capítulo 6, as conclusões sobre este trabalho são descritas e sugestões de trabalhos futuros para esta linha de equalizadores dinâmicos de ganho com filtros opto-cerâmicos senoidais são apresentadas.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo, apresentar-se-ão alguns aspectos relevantes sobre redes ópticas reconfiguráveis, além de considerações gerais a respeito do amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*) e dos filtros ópticos. Para este último, dar-se-á maior ênfase aos tipos de filtros e técnicas de filtragem, cuja teoria fundamental está diretamente ligada ao entendimento dos equalizadores de ganho ópticos, pré-requisitos para os capítulos seguintes. Serão abordados fenômenos dinâmicos presentes nas redes ópticas, as penalidades impostas pelos amplificadores e como, através de filtragem óptica, pode-se minimizar a degradação de desempenho.

2.1 Introdução

O crescente aumento do tráfego de informação, decorrente da popularização da Internet em meados da década de 90, exigiu que as redes de comunicações expandissem, de forma abrupta, suas taxas de transmissão [1]. Este aumento na demanda por largura de banda está fortemente relacionada ao tráfego de dados, especificamente, o IP (*Internet Protocol*). De fato, enquanto o tráfego de voz cresce a uma taxa suave, em torno de 13% ao ano, o de Internet aumenta cerca 300% ao ano [2]. A Fig. 2.1 ilustra este fato ao longo dos anos, além das respectivas tecnologias ópticas utilizadas [3]. Ao mesmo tempo em que o fluxo de informação na rede cresce, a natureza do tráfego torna-se cada vez mais complexa. Este tráfego pode ser originado de redes baseadas em comutação de circuitos (TDM, para multiplexação de voz), pacotes (IP), ou células (*asynchronous transmission mode* – ATM ou *frame relay*). Particularmente em redes IP, existem tipos de dados sensíveis ao atraso, como é o caso dos sistemas de voz sobre IP e vídeo, contribuindo ainda mais para a complexidade do sistema.

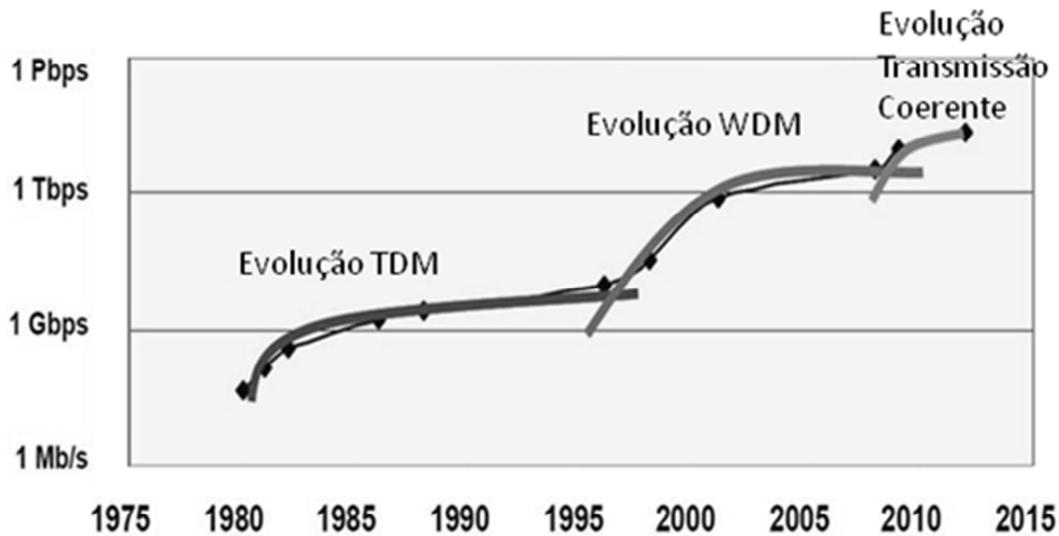


Fig. 2.1: Evolução da demanda de informação e tecnologias ópticas utilizadas [3].

Diante deste cenário, o grande desafio é aumentar significativamente a capacidade da rede, sem elevar demasiadamente o custo. Os provedores de serviços dispõem das seguintes opções: aumentar o número de fibras ou elevar a largura de banda efetiva existente na fibra. A instalação de novas fibras é uma alternativa de alto custo, logo este procedimento é aconselhado apenas quando se deseja ampliar o alcance geográfico da rede [3]. O incremento da capacidade de uma fibra já existente foi realizado através do desenvolvimento da tecnologia de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*) após surgimento da amplificação óptica, mais precisamente, do amplificador a fibra dopada com érbio. Este tipo de amplificador fornece ganho ao sinal óptico na região em torno de 1550 nm (banda C – grade da *International Telecommunication Union* – ITU-T), região onde o sinal sofre a menor atenuação do meio, o que estende ainda mais o seu alcance. O EDFA é capaz de fornecer amplificação a vários comprimentos de onda sem que haja interferência entre eles. Desta maneira, podem-se transmitir vários comprimentos de onda em uma mesma fibra, proporcionando grande aumento na capacidade de transmissão dos sistemas ópticos, de modo proporcional ao número de canais transmitidos na fibra [4]-[5].

Diante deste fato, a transmissão óptica consolidou claramente o seu papel de meio preferencial para transmissão de altas taxas, e a tecnologia WDM tornou-se amplamente utilizada

nas redes ópticas. Nas redes WDM tornou-se desnecessário a realização da conversão eletro-óptica através de DXC's (*digital cross connects*). Esta conversão era realizada nas redes anteriores ao WDM para tornar possível a transmissão do sinal óptico em longa distância, e a este tipo de rede deu-se o nome de redes ópticas de primeira geração. Em contrapartida as redes WDM são denominadas de redes ópticas de segunda geração.

Ao longo dos últimos anos, incorporou-se a estas redes ópticas de segunda geração a capacidade do provimento de mais serviços que, simplesmente, transmissões ponto-a-ponto [6]. As redes ópticas de primeira geração tornaram-se cada vez menos viáveis devido à complexidade para processar dados em taxas de transmissão cada vez maiores, e em múltiplos comprimentos de onda. Desta forma exigiu-se um aumento no tamanho e velocidade do processo de comutação eletrônica, sendo isso possível apenas com tecnologias onerosas, elevando significativamente o custo do enlace [7].

Supondo-se que um nó eletrônico deve processar um bloco de dados de 53 bytes (célula ATM) a taxas de transmissão de 100 Mb/s e 10 Gb/s, serão necessários 4,24 μ s e 42,4 ns, respectivamente, para se processarem os blocos de dados em cada um dos casos. Nas redes ópticas de primeira geração, todo o dado que chega ao comutador eletrônico é processado, independentemente se esta informação é destinada ao nó em questão. Isto limita a capacidade de transmissão da rede. Roteando os dados no domínio óptico, a carga sobre os circuitos eletrônicos em um determinado nó é significativamente reduzida. Este é um dos pontos chave para as redes ópticas de terceira geração. A arquitetura destas redes é ilustrada na Fig. 2.2.

Os elementos que viabilizam a utilização desta arquitetura são multiplexadores/demultiplexadores, OADM (*optical add/drop multiplexers*), OXC (*optical cross-connects*) e ROADM (*reconfigurable optical add/drop multiplexers*). Os MUX/DEMUX realizam a multiplexação de vários comprimentos de onda em uma única fibra e a demultiplexação dos mesmos em fibras separadas, e são, geralmente, usados no final de um enlace WDM ponto-a-ponto. O OADM recebe um sinal óptico em sua entrada com vários comprimentos de onda e, seletivamente, remove ou adiciona alguns destes comprimentos de onda localmente, sendo os demais direcionados à saída. A adição ou remoção de comprimentos de ondas é pré-fixada. Este dispositivo contém duas portas de linha (entrada e saída) onde se encontra o sinal WDM, e um determinado número de portas locais de modo que comprimentos de ondas individuais possam

ser adicionados e/ou removidos. Os ROADMs realizam uma função semelhante ao do OADM, entretanto, os comprimentos de onda são reconfigurados dinamicamente, sem a necessidade de serem pré-fixados. Os OXCs possuem um maior número de portas, e realizam o chaveamento em comprimento de onda de uma porta de entrada para outra porta qualquer [8].

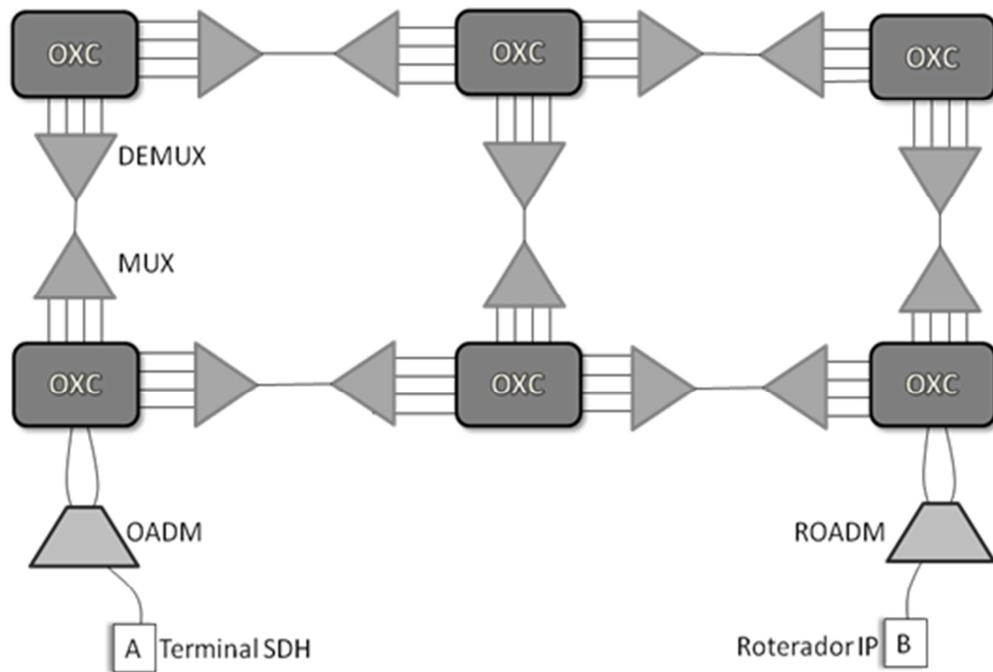


Fig. 2.2: Rede óptica de segunda geração com roteamento em comprimento de onda

Com desenvolvimento de redes com roteamento no domínio óptico, as limitações impostas anteriormente pelas redes com conversão eletro-óptica como, tempo de processamento, complexidade dos circuitos eletrônicos e custo, são minimizadas. As redes de terceira geração tornam-se transparentes a parâmetros tais como número de comprimentos de onda e tipo de protocolo dos dados que nela trafegam, pois apenas a luz é roteada independente do tipo de dado que esteja passando. Logo é possível carregar, em um mesmo comprimento de onda, protocolos como SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*), PDH (*Plesyochronous Digital Hierarchy*), IP, ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) e Gigabit Ethernet, dentre outros. Apesar de limitantes em redes com conversão eletro-óptica terem sido solucionados, novos problemas surgem em redes WDM com roteamento na camada óptica, tais como interferência entre canais (*cross-talk* óptico), redução de OSNR (*optical signal to noise ratio*) devido ao acúmulo de ruído proveniente da

emissão espontânea do amplificador a fibra dopada com érbio, dispersão do modo de polarização, efeitos não-lineares desencadeados pela alta potência na fibra e a não-uniformidade do espectro de ganho do EDFA, entre outras. Porém, novas tecnologias vêm sendo desenvolvidas de forma que muitas destas problemáticas enunciadas já estão completamente ou parcialmente solucionadas, inclusive, a não-uniformidade de ganho imposta pelo EDFA e sua compensação, que é o alvo deste trabalho. Apesar das limitações, ainda assim, as vantagens superam largamente suas limitações.

2.2 Amplificador a Fibra Dopada com Érbio

O alcance de um sistema de transmissão óptico é limitado principalmente pelas perdas na fibra. Por um breve período de tempo os primeiros sistemas de transmissão óptica utilizavam lasers na região 850 nm, e logo passaram para lasers de 1300 nm. Nesta região, as perdas da fibra óptica eram elevadas, em torno de 2 dB/km, sendo posteriormente reduzidas para 1 dB/km. Mesmo com a redução no valor da atenuação, as perdas eram relativamente altas, o que limitava os sistemas de transmissão e forçava a conversão eletro-óptica para a regeneração do sinal. Em seguida, desenvolveu-se a fabricação de lasers na região de 1550 nm, o que significou um grande passo para as comunicações ópticas, devido ao fato da atenuação da fibra, nessa janela de transmissão, cair para 0,2 dB/km. A Fig. 2.3 ilustra o perfil de perda de uma fibra óptica padrão, com o destaque para o pico de perda em 1400 nm, causado pela ressonância com os íons de hidroxila (OH⁻).

Apesar do aumento do alcance do enlace com o uso de lasers na região de 1550 nm, o problema da conversão eletro-óptica para regeneração do sinal ainda permanecia. Para a aplicação em sistemas WDM, estes regeneradores tornar-se-iam cada vez mais complexos e de elevado custo. Como alternativa, surge à amplificação óptica, que realiza a amplificação no domínio óptico sem a necessidade de conversão para o domínio elétrico. Vários tipos de amplificadores a fibra dopada foram desenvolvidos na década de 80, mas com destaque principal ao desenvolvimento do amplificador à fibra dopada com érbio. O EDFA faz parte de uma classe de amplificadores que utilizam elementos das terras-raras para prover ganho, por meio da dopagem do núcleo da fibra com esses elementos, durante o processo de fabricação. Apesar dos

estudos sobre amplificadores a fibra dopada terem se iniciado por volta de 1964 [8], apenas 25 anos depois seu processo de fabricação e caracterização foi aperfeiçoado e seu uso viabilizado. Vários elementos das terras-raras, tais como o érbio, hólmio, neodímio, túlio e itérbio, podem ser usados como fornecedores de ganho, mas os EDFAs atraíram uma maior atenção devido ao fato de produzirem luminescência na janela de 1550 nm, região esta que possui menor perda de propagação do sinal óptico na fibra. Outra característica dos amplificadores a fibra é a de que a amplificação é feita de forma transparente à taxa de transmissão e ao formato de modulação. Com consolidação do EDFA como elemento principal de amplificação, os sistemas WDM tornaram-se cada vez mais difundidos, pois, sem a necessidade do uso de regeneradores optoeletrônicos, o custo do enlace foi reduzido, a distância entre os nós da rede foi significativamente incrementada e a capacidade de transmissão de informação do sistema foi expressivamente expandida.

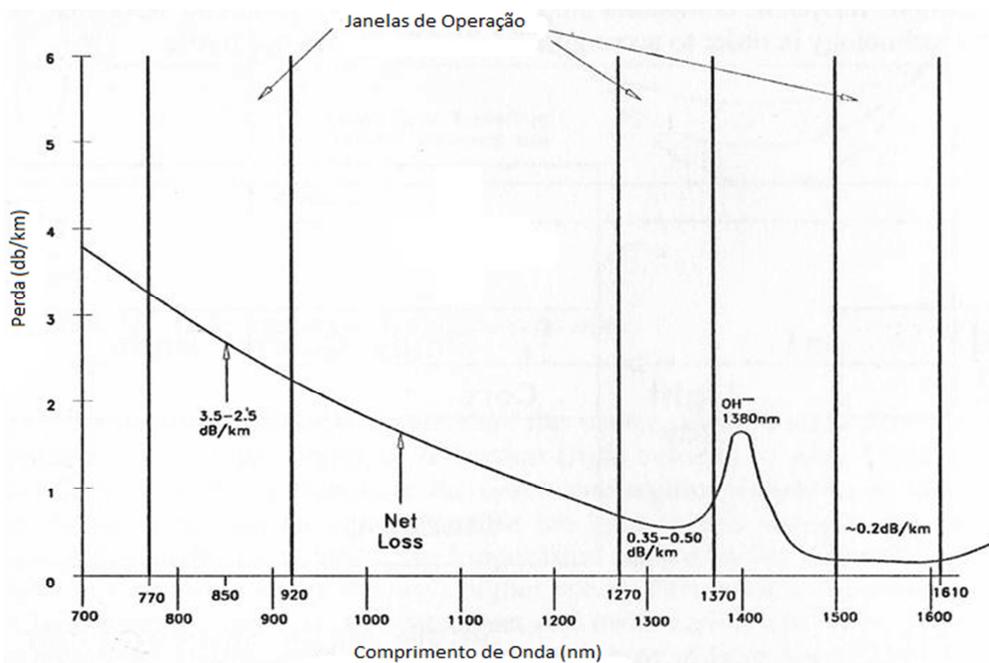


Fig. 2.3: Espectro de perda de uma fibra óptica padrão de sílica [9].

Atualmente, existem outras tecnologias de amplificação óptica que são aplicáveis de acordo com o cenário em sistemas ópticos. Estes amplificadores podem ser construídos com tecnologia semicondutora, os amplificadores ópticos a semicondutor (SOA – *semiconductor optical*

amplifier), ou, até mesmo, utilizando efeitos não-lineares da fibra óptica, como é o caso do amplificador Raman e o amplificador paramétrico. O amplificador Raman utiliza o efeito não-linear conhecido como espalhamento Raman estimulado (SRS – *stimulated raman scattering*), que, por meio de um laser de bombeio de alta potência, fornece ganho numa faixa centrada em um comprimento de onda 100 nm maior que o comprimento de onda do bombeio. Mas a necessidade de potência de bombeio consideravelmente alta o torna, de certa maneira, inviável, sendo aplicado apenas em situações onde a figura de ruído do amplificador é um parâmetro crítico. Quanto ao SOA, este é mais utilizado como chave óptica e em aplicações de processamento óptico (conversão de comprimento de onda), pois seu uso como amplificador apresenta vários fatores limitantes, como baixo ganho, alta figura de ruído, alta perda de inserção, intermodulação em sistemas WDM modulados por intensidade.

2.2.1 Princípio de Amplificação

O princípio básico do amplificador a fibra dopada com érbio é a emissão de luz estimulada, de maneira semelhante ao processo de emissão de luz em lasers, que também se dá através de emissão estimulada. Sob condições normais, todo material absorve luz e este processo de absorção pode ser entendido de acordo com a Fig. 2.4, onde E_1 e E_2 correspondem ao nível (ou estado) fundamental e nível excitado do átomo, respectivamente. Se a energia $h\nu$ do fóton da luz incidente, com comprimento de onda c/ν , é aproximadamente igual à diferença de energia $E_g = E_2 - E_1$, o fóton é absorvido pelo átomo, o qual é levado ao estado de excitação (E_2).

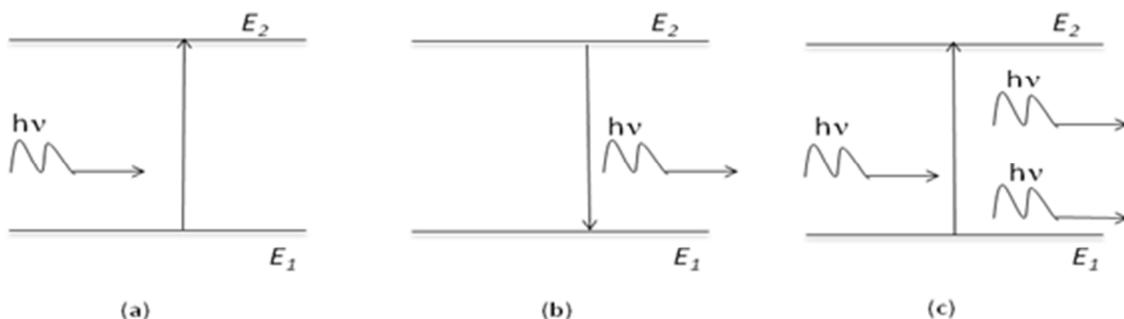


Fig. 2.4: Os três fenômenos principais que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção; (b) emissão espontânea; e (c) emissão estimulada.

Os átomos excitados eventualmente retornam ao seu estado fundamental, e emitem luz (ou fônons) neste processo. A emissão de luz pode ocorrer através de dois processos conhecidos como emissão espontânea e emissão estimulada, ilustrados nas Fig. 2.4 (b) e (c). No caso da emissão espontânea, os fótons são emitidos em direções aleatórias, sem nenhuma relação de fase, comprimento de onda e polarização entre eles, tão pouco com o sinal de entrada. A emissão estimulada, ao contrário da espontânea, é aquela cuja emissão é iniciada por um fóton existente, e sua principal característica é a emissão de fótons idênticos ao original, tanto em energia, frequência, direção, fase e polarização [10]. O processo de emissão estimulada de luz é o ponto chave do princípio de amplificação do EDFA, em que a luz incidente estimula os portadores livres do érbio a emitirem luz coerente em seu próprio comprimento de onda, realizando a amplificação.

Para que se possa compreender melhor o fenômeno da amplificação nos amplificadores a fibra dopada com érbio, adota-se como base o diagrama de níveis de energia dos íons de Er^{3+} , apresentado na Fig. 2.5. Este diagrama contempla as transições iônicas que ocorrem nos comprimentos de onda de bombeio de 980 nm e 1480 nm. A luz proveniente do laser de bombeio é a que fornece energia aos íons de érbio, tornando possível a amplificação. Em outras palavras, o processo consiste basicamente na transferência de energia do feixe de bombeio para o sinal de entrada, em que o érbio representa o elemento de transferência desta energia. Vale salientar que esta permuta de energia não possui um rendimento perfeito, pois, durante o processo, parte da energia é convertida em ruído. Este último ponto será melhor detalhado na próxima seção.

Para o caso do bombeio de 980 nm, adota-se o modelo com três níveis de energia E_1 , E_2 e E_3 , denominados de nível fundamental, metaestável e de bombeio, respectivamente. Quando o sistema encontra-se em equilíbrio, ou seja, na ausência de sinal de entrada e de bombeio, a população de íons em cada um desses três níveis pode ser definida como N_1 , N_2 e N_3 , respectivamente, onde $N_1 > N_2 > N_3$. Entretanto, na presença do bombeio, a situação de equilíbrio se altera, devido à possibilidade dos íons de Er^{3+} , presentes no nível E_1 , absorverem energia dos fótons de bombeio e, conseqüentemente, migrarem para níveis de energia superiores.

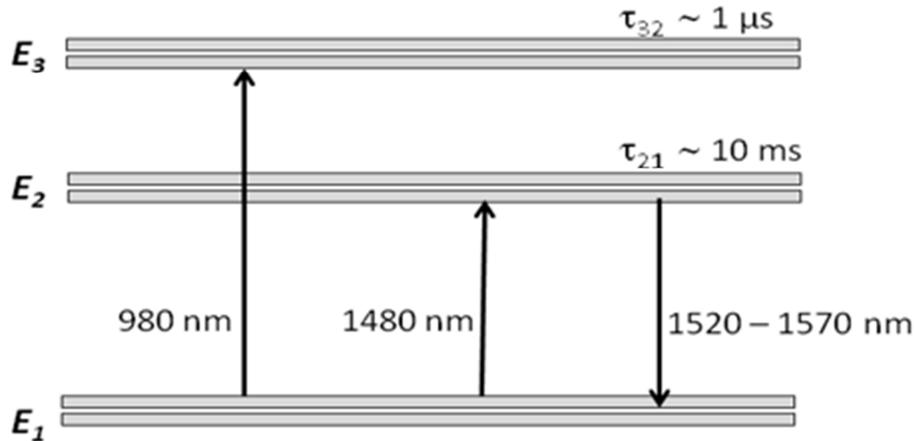


Fig. 2.5: Níveis de energia dos íons de Er^{3+} no núcleo de uma fibra de sílica.

Operando-se com o laser de bombeio em 980 nm, a absorção de fótons pelos portadores, provoca transições do nível E_1 para E_3 . Como há uma tendência do sistema a retornar ao seu estado de equilíbrio, os portadores excitados presentes no nível de bombeio E_3 regressam diretamente ou indiretamente ao nível fundamental E_1 , através da perda da energia que anteriormente absorveram. A probabilidade de decaimento direto é desprezível e a maior parte dos portadores decai espontaneamente para o nível metaestável E_2 , liberando energia na forma de emissões espontâneas não-radiativas [11]. Uma particularidade do érbio é que as suas transições de $E_3 \rightarrow E_2$ são da ordem de 10^4 vezes mais rápidas em relação às transições de $E_2 \rightarrow E_1$. Este fato é um ponto chave do processo de amplificação na fibra dopada, pois em sistemas com alta taxa de transmissão de dados, o tempo de vida dos portadores no nível metaestável (~ 10 ms) é muito maior do que o tempo correspondente a taxa de bit de um sinal modulado em um sistema óptico. Como resultado desta dinâmica relativamente lenta, fenômenos como distorção entre símbolos e intermodulação entre canais podem ser desconsiderados [12].

Diante dessa característica de tempo de resposta do érbio, para potências de bombeio suficientemente altas, a população de portadores no estado fundamental é significativamente reduzida, de modo que os portadores se acumulam no nível metaestável. Quando a quantidade de portadores presentes no nível E_2 superar a quantidade de portadores no nível E_1 , ocorre o fenômeno denominado de inversão de população, garantindo-se, assim, a amplificação óptica. A transição dominante entre os níveis metaestável E_2 e o fundamental E_1 é radiativa; isto significa que os portadores perdem energia através da emissão estimulada ou espontânea. Estas emissões

acontecem em comprimentos de onda em torno de 1550 nm, a mesma janela em que a atenuação da fibra óptica é mínima ($\sim 0,2$ dB/km). Assim, quando um sinal óptico é acoplado à entrada do amplificador, este pode estimular a emissão de fótons coerentes, ou seja, com o mesmo comprimento de onda, fase, direção e polarização, produzindo a amplificação óptica desejada [13].

No entanto, há a possibilidade dos portadores decaírem do nível metaestável para o nível fundamental de forma espontânea gerando fótons com comprimentos de onda, fases, direções e polarizações totalmente aleatórios. A emissão espontânea é indesejada, pois a reação em cadeia desse fenômeno gera cada vez mais fótons de características aleatórias, os quais são adicionados ao sinal de entrada na forma de ruído. Com isto, o próprio fóton produzido por emissão espontânea na fibra dopada estimula o aparecimento de outros fótons com as mesmas características, de modo que a amplificação não se restringe apenas ao sinal de entrada, mas, também, ao ruído. A este tipo de emissão dá-se o nome de emissão espontânea amplificada (ASE – *amplified spontaneous emission*), que representa uma importante fonte de degradação do sistema.

A Fig. 2.6 representa o nível típico de potência de ASE em função do comprimento de onda de um EDFA. Observa-se que o perfil de ASE representa também o perfil de ganho em função do comprimento de onda do EDFA, o que evidencia a dependência do ganho em relação ao comprimento de onda do canal incidente. Com a finalidade de manter o espectro de ganho do amplificador plano, além do érbio, têm-se adicionado outros elementos dopantes, como o germânio e o alumínio, dentre outros [11]. Atualmente, existem várias técnicas de equalização de ganho aplicada a amplificadores a fibra dopada com érbio, como a aplicação de filtros equalizadores na saída do amplificador, bem como a utilização de atenuadores ópticos variáveis em conjunto com multiplexadores/demultiplexadores. Uma visão mais ampla dessas técnicas será dada na seção seguinte.

Uma alternativa para o bombeio do EDFA em 980 nm é a utilização do comprimento de onda de 1480 nm. Para este comprimento de onda, o diagrama de energia pode ser representado apenas por dois níveis, como ilustrado na Fig. 2.5. Para um nível de potência de bombeio suficientemente alto, os portadores que se encontram no nível fundamental E_1 são excitados diretamente para o nível metaestável E_2 , desencadeando o fenômeno de inversão de população e,

consequentemente, o necessário processo de amplificação do sinal de entrada. Atualmente, a principal vantagem do bombeio de 980 nm em relação ao de 1480 nm é a possibilidade de produção de lasers de alta potência, bem como a figura de ruído menor, dentre outros fatores.

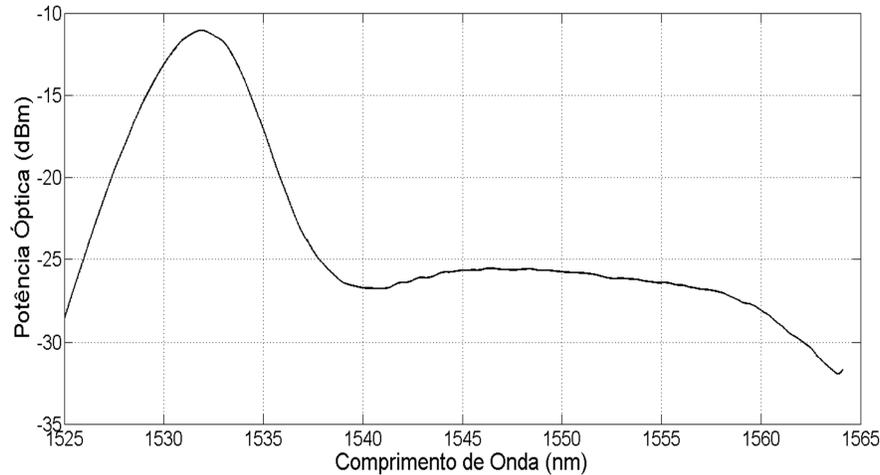


Fig. 2.6: Potência de ASE típica em função do comprimento de onda.

2.2.2 Configuração Básica

Os elementos básicos que constituem o EDFA são a fibra dopada com érbio, o laser de bombeio, o acoplador WDM e os isoladores. A Fig. 2.7 ilustra a configuração básica de um amplificador a fibra dopada com érbio, incluindo parâmetros tais como comprimento da fibra, comprimento de onda do laser de bombeio, bombeio contra ou co-propagante, dentre outros, que podem ser modificados de acordo com a aplicação. O EDFA é composto basicamente por quatro elementos básicos que são: isolador, acoplador WDM, fibra dopada com érbio e laser de bombeio. O acoplador WDM é um dispositivo composto por três ou quatro portas, projetado para combinar dois comprimentos de onda específicos injetados em suas portas de entrada. No caso do EDFA este dispositivo é utilizado para acoplar sinais na região de 1550 nm e o feixe do laser de bombeio (em 980 nm ou 1480 nm). Os isoladores são dispositivos ópticos que permitem a passagem da luz em apenas um sentido com baixa perda, apresentando alta perda para a passagem da luz no sentido contrário. Em amplificadores ópticos, o isolador é necessário para reduzir as reflexões provenientes dos conectores de entrada e saída. No caso de operação em altas potências, o isolador é de suma importância, pois o retroespalhamento dos conectores pode levar a oscilações no sinal de saída e, consequentemente, à instabilidade do perfil de ganho. A fibra

dopada com érbio é o ponto chave do amplificador: é nela que ocorre o processo de amplificação. O ganho proporcionado pelo amplificador depende fortemente das características da fibra. Parâmetros como a concentração de dopantes, índice de refração e abertura numérica, dentre outros, determinam o comportamento espectral do ganho do EDFA. O laser de bombeio, como citado anteriormente, é quem fornece energia aos íons de érbio, energia esta transferida ao sinal de entrada após o processo de inversão de população.

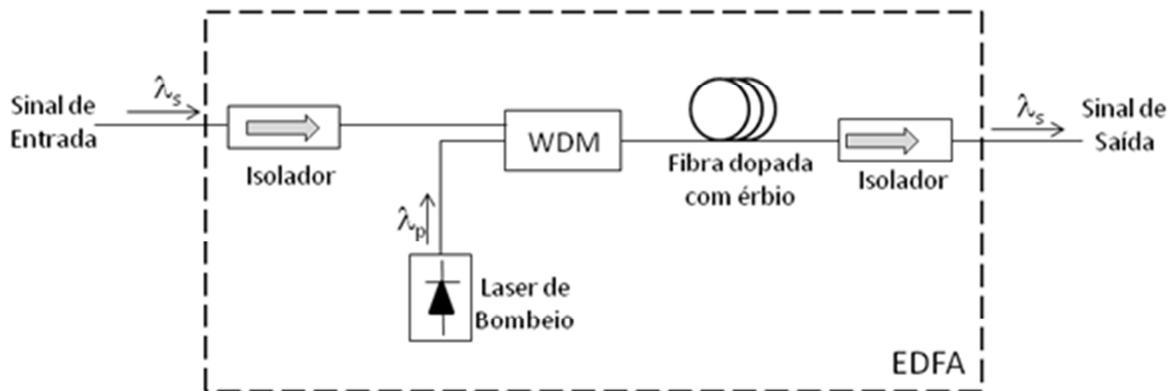


Fig. 2.7: Configuração básica de um amplificador a fibra dopada com érbio.

O meio físico em que ocorre o processo de amplificação do EDFA é a fibra dopada com érbio, denominado de meio ativo. A amplificação torna-se possível devido à propriedade do érbio de, quando a inversão de população está estabelecida, liberar a sua energia na forma de luz (fótons) no comprimento de onda do sinal de entrada, cujo papel é estimular a emissão coerente em seu respectivo comprimento de onda. Obviamente, o érbio não produz energia, para que a amplificação exista é necessário fornecer energia a fibra dopada, de forma que se tenha uma fonte de energia capaz de fornecê-la ao sinal que atinge a entrada do amplificador. Desta forma, a fibra dopada com érbio representa um meio de transferência de energia, em que a energia provida pelo laser de bombeio é transferida ao sinal de entrada, processo semelhante ao de uma máquina térmica, onde uma fonte de calor converte energia em trabalho. Entretanto este meio de transferência não é perfeito, pois não consegue repassar toda energia ao sinal de entrada, e esta perda de rendimento deve-se à emissão espontânea, também conhecida como ASE, representando um ruído aditivo ao sinal de entrada.

O espectro de absorção do érbio fornece diversas faixas espectrais que podem ser utilizadas para o bombeio dos amplificadores. No entanto, por razões referentes ao mercado de lasers semicondutores, apenas duas faixas espectrais são utilizadas. Nestas faixas, os comprimentos de onda utilizados situam-se em 980 nm e 1480 nm [1].

As diferentes disposições dos dispositivos apresentados na Fig. 2.7, adicionados ou não a outros distintos, formam diferentes topologias para o EDFA, que são adequadas de acordo com a aplicação desejada. Dependendo do projeto óptico, pode-se otimizar potência de saída, figura de ruído e uniformidade do perfil de ganho, dentre outros, de acordo com a localização do amplificador no enlace.

2.2.3 Parâmetros Fundamentais

Para que se possa caracterizar um amplificador a fibra dopada com érbio (ver Fig. 2.7) e verificar o seu desempenho, existem quatro parâmetros fundamentais a serem observados: ganho, figura de ruído, potência de saída e uniformidade de ganho. Se os EDFAs de nova geração são também considerados, suas topologias são ainda mais rebuscadas e sistemas de controle automático de ganho devem ser incorporados. Assim, novos parâmetros precisam também ser analisados, como a eficiência de ganho, a faixa dinâmica e a supressão de transientes de potência, entre outros. Entretanto, nesta seção, serão abordados apenas os parâmetros fundamentais de uma configuração básica.

2.2.3.1 Ganho

O ganho de um EDFA representa o acréscimo de potência no sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Seu comportamento é consequência direta de características como topologia, concentração de dopantes Er^{3+} , potência de entrada do sinal, potência de operação do laser de bombeio e comprimento de onda do laser de bombeio, dentre outros. A Fig. 2.8 ilustra o perfil de ganho em função da potência de entrada para um EDFA, assumindo-se o bombeio constante em 980 nm e um canal no comprimento de onda de 1550 nm. O ganho é dependente do nível de sinal de entrada no amplificador, para um dado valor fixo de potência de bombeio. Quando o EDFA

opera com potências de entrada abaixo de certo valor, o ganho é praticamente constante. Esta faixa de potência é conhecida como região de pequenos sinais. À medida que a potência de entrada aumenta, o ganho passa a diminuir, e o amplificador entra na região de saturação, ou seja, a potência fornecida pelo laser de bombeio não é suficiente para manter o ganho do amplificador constante.

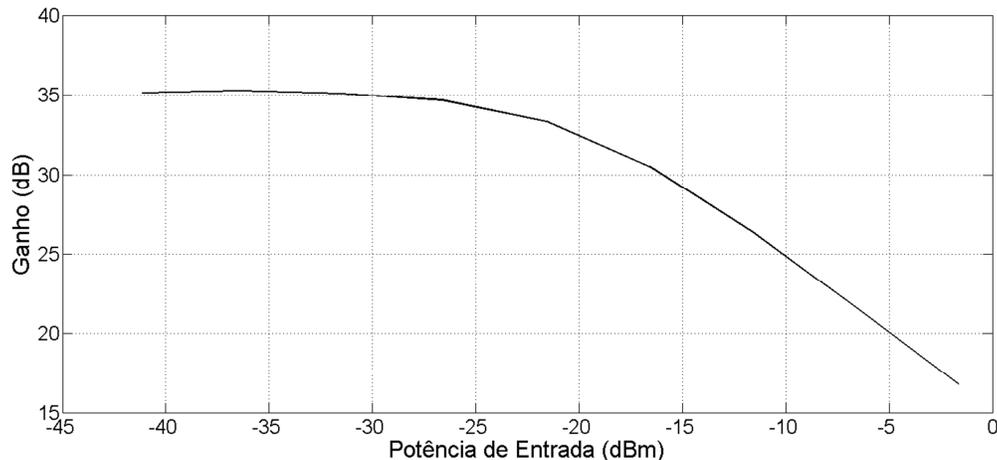


Fig. 2.8: Ganho em função da potência de entrada em um EDFA típico.

Geralmente representado em decibel (dB), o ganho pode ser calculado em escala logarítmica como a razão entre a potência do sinal de saída ($P_{saída}$) e a potência do sinal de entrada ($P_{entrada}$) de acordo com:

$$G(dB) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \quad (2.1)$$

Outra importante característica do amplificador a fibra dopada com érbio é a dependência do ganho com o comprimento de onda, observada na Fig. 2.9, para as potências de entrada de -35 dBm e -15 dBm (região de pequenos sinais e de saturação, respectivamente). Esta dependência é reduzida à medida que a potência de entrada do amplificador aumenta, ou seja, quando o EDFA atinge a região de saturação. A diminuição da não-uniformidade do perfil de ganho é devido à redução da ASE face ao aumento da potência de entrada, pois o aumento da potência de entrada aumenta o percentual de emissão estimulada no amplificador. Assim, quanto maior for o nível de saturação do EDFA menor a dependência do ganho em relação ao comprimento de onda; no entanto, o valor do ganho é bem superior na região de pequenos sinais.

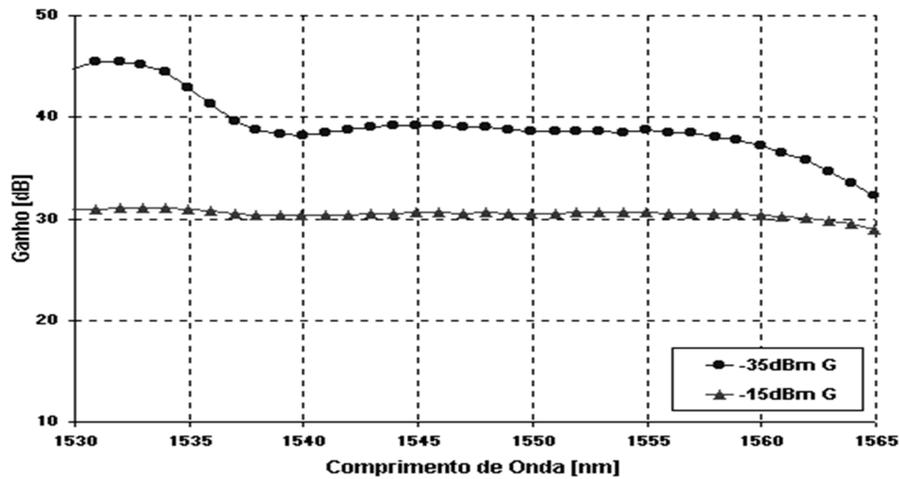


Fig. 2.9: Perfil de ganho em função do comprimento de onda para um EDFA [1].

2.2.3.2 Potência de Saída

Ela corresponde ao nível de potência na saída do amplificador, de acordo com a potência de entrada. A Fig. 2.10 mostra o comportamento da potência de saída de um EDFA em função da sua potência de entrada.

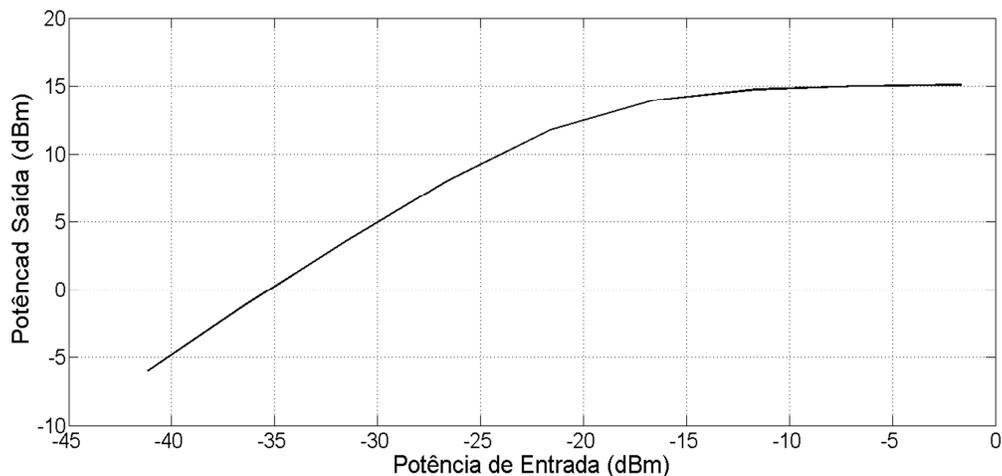


Fig. 2.10: Potência de saída de um EDFA em função da potência de entrada

Nota-se que, a partir de um determinado nível de potência de entrada, a potência de saída do EDFA passa a ser aproximadamente constante. Isto significa que o amplificador está saturado. Um importante parâmetro a ser calculado ou medido é a potência saturada de saída. Este

parâmetro corresponde ao valor da potência de saída quando o ganho do amplificador é reduzido de 3 dB (metade) em relação ao ganho de pequenos sinais. Para medir ou calcular este parâmetro, deve-se fazer o levantamento do perfil de ganho em função da potência de saída (Fig. 2.8).

2.2.3.3 Figura de Ruído

O ruído do amplificador é um fator limitante para sistemas de transmissão ópticos, pois degrada o sinal de modo que a sua recepção torna-se mais difícil ou até mesmo impossível. O impacto sistêmico da ASE é quantificado através da figura de ruído (NF – *noise figure*), e seu valor teórico é dado por:

$$NF = 2n_{sp} \frac{(G - 1)}{G} + \frac{1}{G} \quad (2.2)$$

Para altos valores de ganho (G), a figura de ruído pode ser aproximada para $NF \approx 2n_{sp}$. O fator de emissão espontânea n_{sp} depende das populações em N_1 e N_2 do modelo de níveis energéticos do Er^{3+} e é dado por $n_{sp} = N_2/(N_2 - N_1)$. Como $N_1 \neq 0$, então $n_{sp} > 1$. Desta forma, a figura de ruído de um EDFA é maior do que o valor mínimo ideal de 3 dB. Na prática, a figura de ruído dos EDFAs fica na faixa de 4 a 8 dB [14].

Analisando por outro ponto de vista, a figura de ruído indica a quantidade de ruído adicionada pelo amplificador ao sinal. A figura de ruído, na prática, pode ser calculada como a razão entre a relação sinal-ruído de entrada e a relação sinal-ruído de saída, de acordo com:

$$NF = \frac{SNR_{entrada}}{SNR_{saída}} \quad (2.3)$$

onde $SNR_{entrada}$ e $SNR_{saída}$ são as relações sinal-ruído de entrada e de saída, respectivamente.

A figura de ruído também pode ser calculada em função no nível de ASE do amplificador no comprimento de onda em questão por meio de:

$$NF (dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{ASE}}{G \cdot h \cdot \nu \cdot B_0} \right) \quad (2.4)$$

onde P_{ASE} representa a potência óptica (W) da ASE no comprimento de onda que se deseja calcular, G é o ganho no comprimento de onda (neper), h é a constante de Plank, ν é a frequência

do sinal (Hz) e B_o é a largura de banda óptica (resolução do analisador de espectro, em Hz) utilizada para medir a ASE.

A Fig. 2.11 ilustra a dependência da figura de ruído com a potência de entrada, evidenciando o seu aumento à medida que a potência do sinal de entrada cresce. Esta característica fica evidente ao se analisar (2.4). Substituindo-se o ganho G pela sua definição ($G = P_{saída}/P_{entrada}$), obtém-se:

$$NF(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{ASE}}{h \cdot \nu \cdot B_o} \frac{P_{entrada}}{P_{saída}} \right) \quad (2.5)$$

Observando-se o gráfico da Fig. 2.11 e analisando-se (2.5), a figura de ruído permanece constante até uma potência de entrada em torno de -17 dBm, e em seguida, passa a aumentar quase que exponencialmente. Isto deve-se ao fato de quando o amplificador está na região de pequenos sinais, apesar da potência de entrada aumentar, a potência de ASE diminui, mantendo esta relação praticamente constante. Entretanto, quando o amplificador satura (acima de -17 dBm), a potência de entrada continua aumentando e a potência de ASE permanece praticamente a mesma, de modo que a relação entre essas duas grandezas não mais permanece constante, implicando no aumento da figura de ruído.

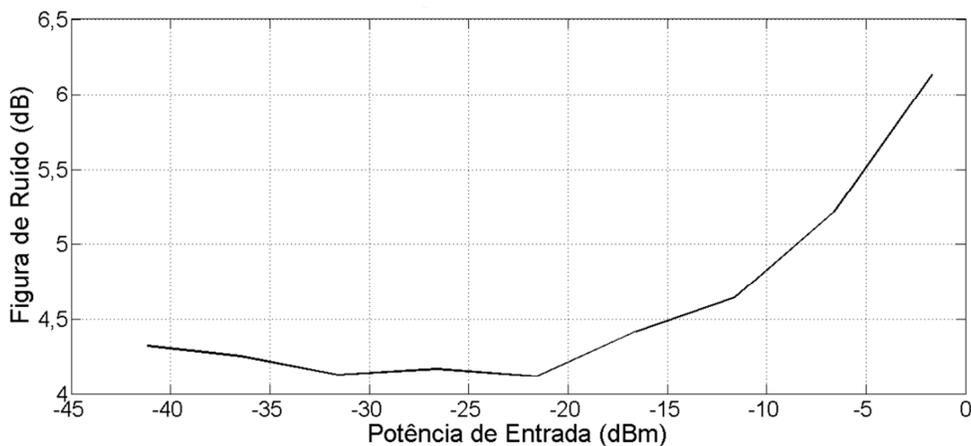


Fig. 2.11: Figura de ruído de um EDFA em função da potência de entrada

2.2.4 Aplicações dos EDFAs

Amplificadores ópticos podem ser usados para diversos propósitos no projeto de uma rede de comunicações ópticas. As três aplicações mais comuns estão representadas na Fig. 2.12. Uma das características mais importante para sistemas de longa distância é o uso de amplificadores como amplificadores de linha, os quais substituem os repetidores optoeletrônicos. Vários amplificadores ópticos podem ser cascateados na forma de cadeias periódicas até uma distância na qual o sistema não seja limitado por efeitos cumulativos da dispersão da fibra, não-linearidades e ruído de amplificação. A utilização de amplificadores ópticos em sistemas WDM é muito atrativa, pois todos os canais podem ser amplificados simultaneamente.

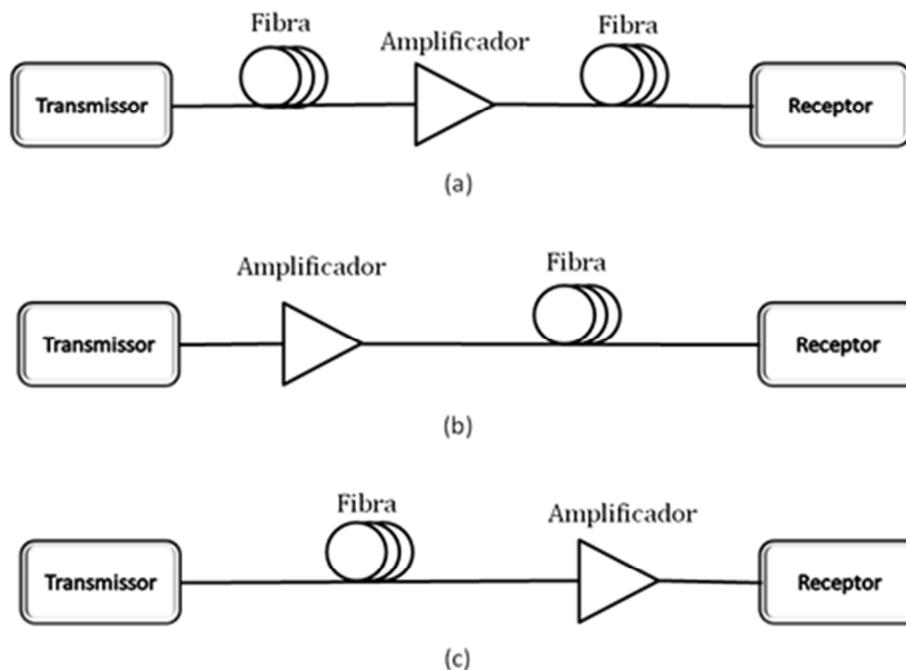


Fig. 2.12: Tipos de amplificadores em um enlace óptico: (a) amplificador de linha; (b) amplificador de potência; e (c) pré-amplificador.

O amplificador também é usado para aumentar a potência de transmissão, colocando-o logo após o transmissor. Estes amplificadores são chamados de amplificadores de potência ou *boosters*, e sua principal funcionalidade é elevar a potência do sinal óptico do transmissor, pois depois que o sinal óptico que será transmitido passa pelo modulador e alguns outros componentes para transmissão, sua potência é reduzida. Um amplificador de potência pode estender a distância

de transmissão para 100 km ou mais, dependendo do ganho do amplificador e a perda da fibra óptica. O alcance do enlace também pode ser aumentado colocando um amplificador imediatamente antes do receptor, de modo que a potência de recepção é elevada. Estes amplificadores são chamados de pré-amplificadores e são usados para aumentar a sensibilidade do receptor [10].

2.2.4.1 Amplificadores de Linha

Amplificadores de linha são usados como repetidores para aumentar a potência do sinal e estender a distância de transmissão. O sinal óptico que atinge o amplificador de linha geralmente possui baixa intensidade, de modo que o ruído adicionado por cada amplificador em um enlace torna-se crítico. Assim, uma baixa figura de ruído deve ser considerada no projeto deste tipo de amplificador. As perdas dos enlaces que precedem cada amplificador de linha podem ser diferentes, e o número de canais presentes neste enlace pode variar devido à reconfigurabilidade da rede; conseqüentemente, a potência de entrada total em amplificadores de linha pode ser modificada em uma ampla faixa. Assim, a faixa dinâmica do amplificador de linha é um parâmetro significativo que deve ser considerado no projeto do amplificador. Basicamente, a faixa dinâmica é o intervalo de potência de entrada em que o amplificador mantém, com relativa precisão, os seus parâmetros de projeto, tais como ganho, figura de ruído e potência de saída.

Amplificadores de linha devem ser projetados com alto ganho, alta potência de saída e uma baixa figura de ruído. Entretanto, a otimização simultânea de todos estes três parâmetros num único estágio de amplificação é relativamente complexa. Por exemplo, alto ganho pode ser alcançado usando um longo segmento de fibra dopada. Em contraste, uma melhor figura de ruído é obtida mantendo uma alta inversão de população, e isto é obtido com seguimentos de fibra mais curtos. A solução para este impasse é o uso de amplificadores com múltiplos estágios, no qual o primeiro estágio é projetado para prover baixa figura de ruído e o segundo para fornecer alto ganho [15]. A localização do amplificador de linha em um enlace óptico é ilustrada na Fig. 2.12 (a).

2.2.4.2 Amplificadores de Potência

Os amplificadores de potência são utilizados para prover altas potências ao sinal, de modo a estender o alcance do enlace ou permitir a divisão do sinal. O amplificador geralmente opera em um estado de alta saturação, devido ao alto nível de sinal em sua entrada. O ganho neste tipo de amplificador está entre 10 e 20 dB. Nestes níveis de saturação, a ASE é reduzida e, conseqüentemente, a relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal to noise ratio*) na saída do amplificador é extremamente alta, de modo que a figura de ruído não é o principal parâmetro no projeto dos amplificadores de potência. Por outro lado, o parâmetro mais importante no projeto deste tipo de amplificador é a máxima potência de saída, que determina o quanto de potência pode ser injetada na fibra. A potência de saída para amplificadores que operam saturados é diretamente proporcional à potência do laser de bombeio. Em amplificadores de potência, a eficiência de conversão óptica, que relaciona a transferência de energia entre o bombeio e o sinal de entrada, quantifica a capacidade do amplificador de prover altas potências de saída. A eficiência de conversão de potência varia entre 50% e 80% para os comprimentos de onda de 980 nm e 1480 nm, respectivamente [15].

A fibra dopada com érbio em amplificadores de potência é projetada para que se obtenha a maior eficiência de conversão da energia do bombeio em energia do sinal. No amplificador de um estágio, o comprimento da fibra dopada é definido de forma que a eficiência de conversão seja a maior possível. Lasers de bombeio adicionais podem ser utilizados para aumentar ainda mais a potência de saída, mas deve-se levar em consideração os efeitos não-lineares que podem surgir devido à alta potência óptica na fibra. A disposição do amplificador de potência no enlace é ilustrada na Fig. 2.12 (b).

2.2.4.3 Pré-Amplificadores

A sensibilidade de detecção de um receptor pode ser melhorada significativamente com o uso de pré-amplificadores com baixa figura de ruído (3,5 a 5 dB). O pré-amplificador é disposto ao final do sistema de transmissão, imediatamente antes do receptor. Nestes amplificadores, a potência de entrada é extremamente baixa, e eles precisam prover uma potência de saída suficiente para viabilizar a recepção do sinal.

Assim, um pré-amplificador é projetado para ter uma baixa figura de ruído, com um alto ganho de pequenos sinais. Isto requer uma baixa perda de acoplamento na entrada [15]. A localização do pré-amplificador no enlace óptico é ilustrada na Fig. 2.12 (c).

2.2.5 Topologias dos EDFAs

De acordo com a aplicação do amplificador a fibra dopada com érbio, deseja-se obter a otimização de diferentes parâmetros. Esta busca implica em mudanças e adaptações realizadas na topologia do amplificador, que vão desde alterações nas características de dopagem da fibra, capazes de proporcionar aumento e maior uniformidade ao ganho, até modificações nos circuitos ópticos dos amplificadores, capazes de adequar o funcionamento do mesmo a uma aplicação específica. A alteração do circuito óptico do amplificador é realizada por meio de modificações na disposição dos elementos utilizados e da inserção de novos elementos na montagem do amplificador.

Existem algumas topologias que são classificadas de acordo com o posicionamento do laser de bombeio em relação ao sinal de entrada. Quando o bombeio é acoplado à fibra dopada no mesmo sentido de propagação do sinal de entrada, denomina-se a configuração como co-propagante. Já se o sentido do bombeio é contrário ao da propagação do sinal, a topologia é denominada contra-propagante. Existe ainda a configuração bidirecional, cujo laser de bombeio é acoplado à fibra dopada tanto no mesmo sentido do sinal de entrada como no sentido oposto.

A Fig. 2.7 ilustra a configuração básica de um EDFA, classificada como de bombeio co-propagante. Topologias com bombeio co-propagante apresentam baixa figura de ruído, em comparação à topologia contra-propagante, ilustrada na Fig. 2.13 [16]. Nesta configuração o acoplador de bombeio é localizado na saída da fibra dopada, com o bombeio se propagando no sentido oposto ao do sinal. Esta topologia maximiza a potência de saída devido à maior concentração de bombeio na saída da fibra dopada. Esta configuração é indicada no projeto de amplificadores de potência.

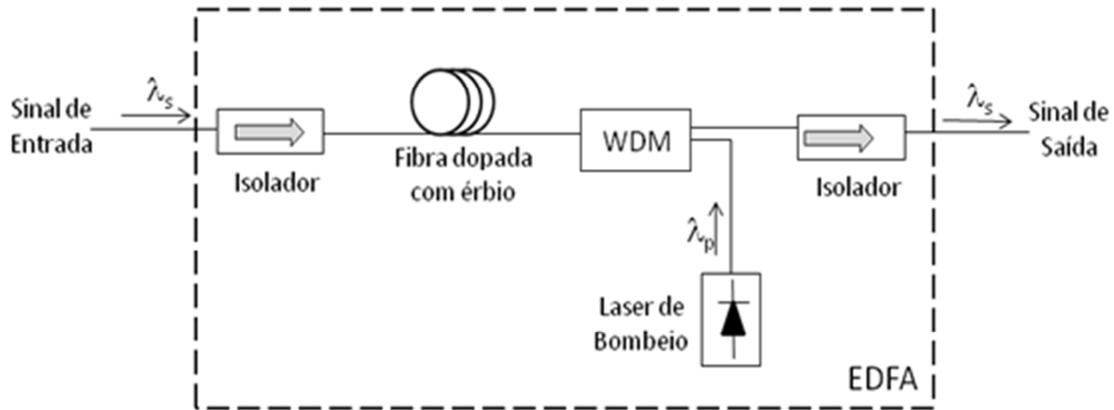


Fig. 2.13: EDFA com bombeio contra-propagante.

A Fig. 2.14 mostra a configuração de um amplificador a fibra dopada com érbio com bombeio bidirecional. Para construção do EDFA com bombeio bidirecional, necessitam-se dois acopladores WDM, de modo que o sinal de bombeio seja acoplado no mesmo sentido do sinal de entrada, bem como no sentido oposto. Não necessariamente se faz uso de dois lasers de bombeio para esta configuração, pois o uso de um divisor de potência (*splitter*) divide a potência do bombeio para ser acoplada de acordo com a configuração. O amplificador bidirecional apresenta alto ganho e alta potência de saída, podendo ser utilizado como amplificador de potência ou amplificador de linha.

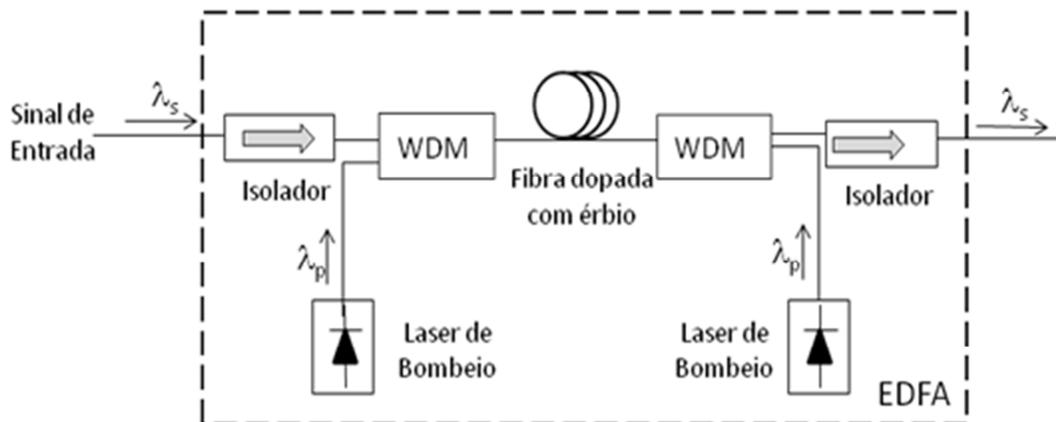


Fig. 2.14: EDFA com bombeio bidirecional.

Um EDFA ideal é aquele que apresenta um alto ganho com baixa figura de ruído. Entretanto, nenhuma das configurações apresentada anteriormente dispõe dessas duas características. Nestas topologias, sempre que se procura aperfeiçoar um dos parâmetros, penaliza-se outro. Uma forma de se aproximar das características de um amplificador ideal é o emprego de mais de um estágio de amplificação. Este tipo de amplificador é conhecido como amplificador de múltiplos estágios, como apresentado na Fig. 2.15.

O grande atrativo da utilização de amplificadores com múltiplos estágios é a possibilidade de redução do nível de ruído entre os dois estágios através do uso de um filtro ou isolador. A utilização de um filtro reduz o nível de ASE, quando sintonizado no comprimento de onda do sinal, e, conseqüentemente, no estágio seguinte o sinal terá um ganho maior. Da mesma forma, um isolador atua no sentido de bloquear a propagação da ASE retroespalhada proveniente do segundo estágio de amplificação, evitando a redução do ganho do primeiro estágio. A Fig. 2.15 ilustra uma das possíveis configurações de amplificadores com múltiplos estágios, neste caso, utilizando-se dois estágios com bombeio co-propagante.

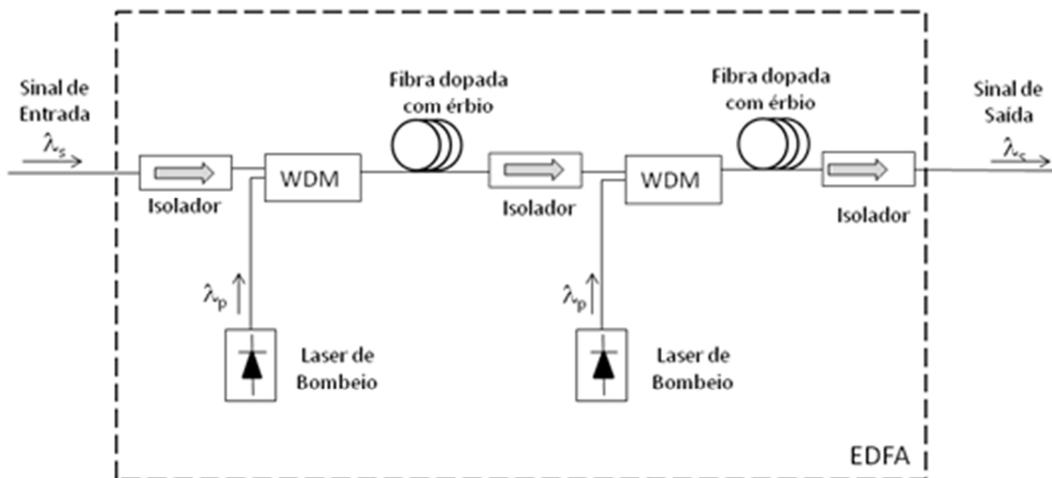


Fig. 2.15: EDFA com dois estágios de amplificação.

As várias topologias, configurações e aplicações dos EDFAs apresentadas até o momento têm impacto direto no perfil de ganho do amplificador, que é um ponto crítico no desempenho de sistemas de comunicações ópticas com múltiplos canais (WDM). Isto se deve ao fato do

amplificador a fibra dopada com érbio possuir uma alta dependência de seu ganho com o comprimento de onda do sinal de entrada.

Na tentativa de reduzir esta não-uniformidade, muito se tem feito, tanto no projeto dos amplificadores ópticos, quanto em técnicas de filtragem e no desenvolvimento de dispositivos, de modo a tentar manter a uniformidade do ganho do amplificador independentemente do seu nível de inversão de população. Exposta esta problemática, na seção seguinte, será abordada a teoria básica relativa à filtragem óptica, com um foco maior nos tipos de filtros que servem como base de conhecimento para os sistemas de equalização de ganho, que serão apresentados no capítulo seguinte.

2.3 Filtragem Óptica

Filtros ópticos são completamente caracterizados por sua resposta em frequência, representando como a amplitude e a fase, de cada componente de frequência, de um determinado sinal, se comportam ao incidir no filtro. Existem vários tipos de filtros ópticos e esta seção será dedicada a filtros que, independentemente da teoria interferométrica envolvida em sua concepção e dos arranjos destes filtros, permitam a obtenção de uma resposta espectral qualquer em uma dada faixa espectral de interesse. Por exemplo, o filtro interferométrico em filme fino pode ser projetado de modo que sua resposta em frequência reproduza o mais fielmente possível uma função desejada [17]. Para tanto, um conjunto completo de funções é necessário para modelar o filtro ou uma associação de filtros. Este conjunto de funções consiste em uma soma ponderada de senóides, também conhecido como aproximação por série de Fourier, a qual pode ser escrita em termos de funções exponenciais com argumentos complexos como:

$$H(\nu) = \sum_{i=0}^N c_n e^{-j(2\pi\nu t i - \phi)} \quad (2.6)$$

onde $H(\nu)$ é a resposta em frequência do filtro, ν é a frequência, N é a ordem do filtro, e $c_n e^{j(\phi)}$ são os coeficientes de ponderação complexos. Uma soma ponderada é comum a qualquer decomposição de uma dada função base. Em analogia, opticamente, este filtro pode ser implementado realizando a divisão do sinal de entrada em um determinado número de partes, que

são individualmente ponderadas e, em seguida, recombinadas. Em outras palavras, isto se traduz basicamente em interferômetros.

Os interferômetros são classificados em duas classes gerais, embora existam algumas variações das mesmas. A primeira classe é representada pelo interferômetro Mach-Zehnder (MZI – *Mach-Zehnder interferometer*), onde o sinal é dividido igualmente em um ponto e cada porção segue através de dois caminhos distintos. Antes dos sinais nos dois caminhos serem recombinados, um deles experimenta um atraso em relação ao outro de $T = \Delta L n/c$, em que n é o índice de refração, c é a velocidade da luz no vácuo e ΔL é a diferença de comprimento entre os caminhos. A Fig. 2.16 mostra um diagrama esquemático geral deste tipo de interferômetro. Espelhos de reflexão parcial, indicados por linhas pontilhadas, agem como um divisor de feixe e um acoplador, para que os sinais sejam divididos igualmente na entrada e recombinados na saída do interferômetro, respectivamente. Dois espelhos propriamente alinhados direcionam a porção do feixe dividido em direção à recombinação de saída. Uma variante do esquema apresentado na Fig. 2.16 pode ser conseguida com o uso de guias de onda. Neste caso, o sinal é separado na entrada do guia, com cada porção percorrendo diferentes braços deste. Se um dos guias possui maior comprimento que o outro, tem-se o atraso necessário ao processo interferométrico.

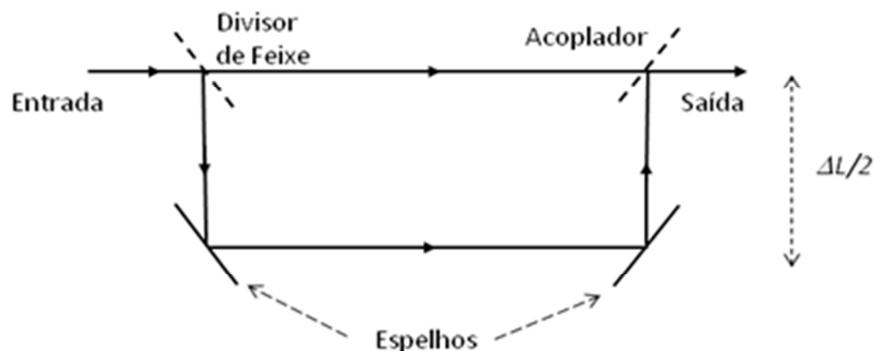


Fig. 2.16: Diagrama esquemático de um interferômetro Mach-Zehnder

Da maneira como foi implementado, o interferômetro de Mach-Zehnder permite que uma interferência coerente entre os feixes divididos ocorra no acoplador, proporcionando uma resposta em frequência senoidal de período inversamente proporcional à diferença de comprimento dos caminhos percorridos pela luz [18]. A série de Fourier que representa tal filtro pode ser escrita como $H(\nu) = \frac{1}{2} [1 - e^{-j2\pi\nu T}]$. Se a razão de divisão ou de acoplamento for

modificada, a série final deve ser ajustada por meio da obtenção dos coeficientes de série apropriados. O número de termos da série pode ser aumentado se a divisão do sinal de entrada for feita em mais caminhos.

A segunda classe de interferômetros é representada pelo interferômetro de Fabry-Perot (FPI – *Fabry-Perot interferometer*), que consiste na formação de uma cavidade ressonante na região entre duas superfícies refletoras, dispostas geralmente paralelas umas às outras. Este interferômetro é o alicerce para a construção do filtro de Fabry-Perot, que será apresentado em mais detalhe adiante. A resposta em frequência deste tipo de filtro é resultado da interferência entre múltiplas reflexões nos espelhos. Assim, a saída é uma soma infinita de amostras atrasadas do sinal de entrada, uma em relação a outra, onde os diferentes atrasos são resultados dos diferentes caminhos percorridos pelas amostras na cavidade.

Uma variedade de filtros ópticos atualmente disponíveis no mercado tem seu funcionamento baseado no princípio dos interferômetros citados acima, salvo algumas variações. Por exemplo, o filtro interferométrico em filme fino e as grades de Bragg podem ser considerados como cavidades acopladas de Fabry-Perot de ordem N , onde N é igual ao número de camadas ou períodos utilizados nos filtros.

A filtragem óptica é uma tecnologia essencial para a concepção de sistemas WDM, no qual a aplicação mais evidente é na multiplexação ou demultiplexação de canais que se propagam em uma mesma fibra com pequeno espaçamento entre eles. Entretanto, os filtros ópticos também desempenham um importante papel na equalização de ganho e na compensação de dispersão. Um sistema WDM simplificado, que mostra a transmissão de um sinal em uma direção, é ilustrado na Fig. 2.17. Neste exemplo, filtros multiplexadores e demultiplexadores encontram-se nos terminais do enlace e filtros equalizadores de ganho e compensadores de dispersão podem ser empregados em pontos intermediários ao longo da linha de transmissão, ou, também, em pontos extremos da rede. O filtro de adição ou deriva (*add/drop*) encontra-se no nó 1, de modo que o filtro realiza a separação do canal que será derivado dos demais que seguirão na fibra. Assim, o nó 1 deriva um determinado canal, e torna possível a inserção de um outro canal, com o mesmo comprimento de onda do canal derivado, carregando informação diferente [18].

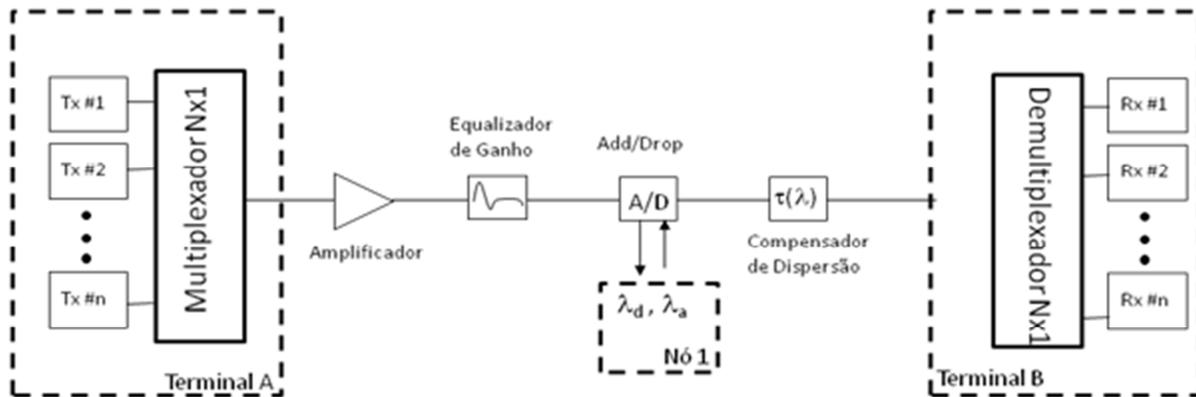


Fig. 2.17: Aplicações de filtros em um sistema WDM simplificado.

Dentre as variedades e aplicações, listam-se abaixo alguns fatores fundamentais que devem ser contemplados pelos filtros ópticos.

1. Bons filtros ópticos devem possuir baixa perda de inserção. Perda de inserção é perda de potência do sinal após a passagem pelo filtro.
2. A perda deve ser independente do estado de polarização do sinal de entrada.
3. A resposta espectral do filtro deve ser imune a variações da temperatura ambiente. O coeficiente de temperatura relaciona o deslocamento do comprimento de onda central do filtro com a variação de temperatura ($\text{nm}/^{\circ}\text{C}$). Esta é uma importante característica, já que os pontos onde os filtros estão dispostos em um sistema de transmissão são passíveis de variação de temperatura. Existem filtros que possuem alta dependência com a temperatura, como, por exemplo, os filtros opto-cerâmicos.
4. Como vários filtros são cascadeados em sistemas WDM, a banda passante torna-se cada vez mais estreita. Para garantir uma banda razoável no final da cascata, é necessário que os filtros possuam uma banda passante plana [8].
5. Ao mesmo tempo, esta banda passante deve decair de forma abrupta em suas extremidades, de forma a reduzir a quantidade de energia proveniente de canais adjacentes. Esta energia é vista como uma intermodulação (influência do campo eletromagnético entre canais adjacentes) que degrada o desempenho do sistema.

6. Custo do filtro. Tecnologias que atendem à maior parte dos requisitos listados acima têm maior custo. Então, no projeto de um enlace, deve ser avaliado a relação custo-benefício.

Nas subseções seguintes, serão apresentados alguns tipos de filtros de forma mais detalhada, cujos princípios de operação são aplicados de forma direta/indireta em sistemas de equalização de ganho.

2.3.1 Filtros Fabry-Perot

O filtro de Fabry-Perot consiste em uma cavidade formada por dois espelhos de alta refletividade dispostos, geralmente, em paralelo um em relação ao outro, como ilustrado na Fig. 2.18. A ideia por trás deste tipo de filtro é baseada nos princípios relacionados ao interferômetro de Fabry-Perot ou etalon [8].

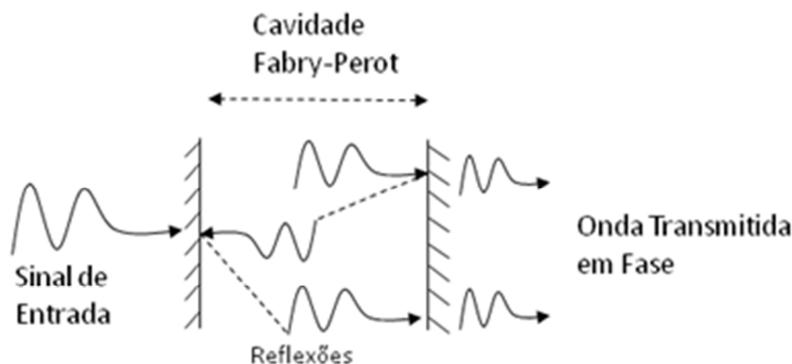


Fig. 2.18: Cavityde Fabry-Perot [8].

O feixe de luz entra pelo primeiro espelho e, em seguida, sofre múltiplas reflexões entre os espelhos paralelos, provocando interferências das frentes de onda no interior da cavidade. Como estes espelhos não são perfeitos, parte da luz pode deixar a cavidade. No entanto, devido às próprias características de interferência, quando o comprimento da cavidade (distância entre os espelhos) coincide com múltiplos inteiros de meio comprimento de onda do sinal de entrada, as frentes de onda que obedecem esta condição sobrevivem à interferências destrutivas e podem ser transmitidas parcialmente pelas faces, de modo que as ondas eletromagnéticas (relativas a estas

frequências) se adicionam em fase. Os comprimentos de onda que satisfazem esta condição são chamados de comprimentos de onda ressonantes da cavidade.

O filtro de Fabry-Perot é um dispositivo clássico e tem sido extensivamente usado para aplicações WDM. Atualmente, existem filtros com melhor desempenho, como por exemplo, os filtros de filme fino (*thin-film*) de múltiplas cavidades, que são semelhantes ao Fabry-Perot cuja refletividade dos espelhos é função do comprimento de onda do sinal de entrada [8]. A grande vantagem dos filtros Fabry-Perot em relação aos demais é a capacidade de se sintonizar sua frequência central, de maneira a selecionar diferentes canais em um sistema WDM.

A função de transferência do filtro é uma fração da luz do sinal de entrada que é transmitida pelo filtro em função da frequência. A função de transferência é dada por [8]:

$$T_{FP}(f) = \frac{\left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2}{1 + \left(\frac{2\sqrt{R}}{1-R} \operatorname{sen} 2\pi f\tau\right)^2} \quad (2.7)$$

onde A é a perda de absorção do espelho, no qual uma fração da luz incidente é absorvida pelo espelho, R denota a refletividade de cada espelho, τ é o atraso de propagação da luz na cavidade, dado por $\tau = (c/n)l$, n é o índice de refração da cavidade, l o tamanho da mesma e c a velocidade de propagação da luz no vácuo.

A Fig. 2.19 ilustra a função de transferência de um filtro Fabry-Perot obtida a partir de (2.7), tendo a refletividade como parâmetro. Neste caso, a perda de absorção foi assumida nula e as refletividades $R = 0,75, 0,9$ e $0,99$, para um comprimento de onda central correspondente a 1550 nm (ou, aproximadamente, 193 THz). Notar que, quanto maior o valor da refletividade maior será a isolação do filtro para canais adjacentes.

A função de transferência $T_{fp}(f)$ é periódica em f , e os seus picos ocorrem para frequências que satisfazem $f\tau = k/2$ para qualquer inteiro positivo k . Assim, em sistemas WDM, mesmo que os comprimentos de onda estejam espaçados o suficiente um do outro, alguns comprimentos de onda podem ser transmitidos pelo filtro se eles coincidirem com diferentes bandas passantes que satisfaçam a condição acima.

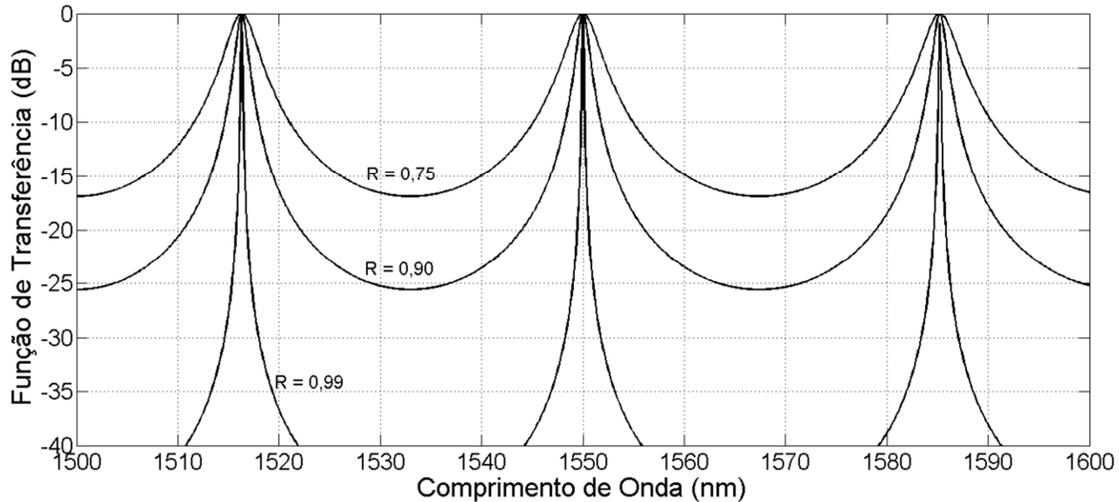


Fig. 2.19: Função de transferência de um filtro Fabry-Perot para diferentes refletividades [8].

Há dois parâmetros importantes que são medidos nos filtros Fabry-Perot. Um deles é a faixa espectral livre (FSR – *free spectral range*), que é o espaçamento entre dois picos da função de transferência (Hz ou nm). No caso da Fig. 2.19, tem-se um FSR de, aproximadamente, 35 nm. O outro parâmetro é o a faixa total de meia potência (FWHM – *full width half maximum*), que é a banda passante do filtro no ponto cuja função de transferência é metade do valor de seu máximo (3 dB, se a escala for logarítmica). Em sistemas WDM, o espaçamento entre canais deve ser pelo menos de um FWHM para minimizar a intermodulação. A razão FSR/FWHM, chamada de finesse (F), é uma medida aproximada do número de comprimentos de onda que podem ser acomodados pelo sistema e é dada por [20]:

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1 - R} \quad (2.8)$$

Uma vantagem dos filtros Fabry-Perot é sua capacidade de sintonia de banda, tornando possível a seleção de comprimentos de onda dinamicamente. Esta característica pode ser obtida variando-se a distância entre os espelhos através de um sistema mecânico, por exemplo, ou modificando-se o índice de refração do meio entre os espelhos.

2.3.2 Filtros de Filme Fino

Uma cavidade ressonante do tipo filme-fino é, basicamente, um interferômetro de Fabry-Perot onde os espelhos ao redor da cavidade são construídos através do uso de múltiplas camadas refletivas dielétricas de filme fino. Do mesmo modo que o Fabry-Perot, o comprimento de onda que passa pelo filtro é determinado de acordo com o comprimento da cavidade. Este tipo de filtro consiste em duas ou mais cavidades separadas por camadas refletivas dielétricas de filme fino, como ilustrado na Fig. 2.20.

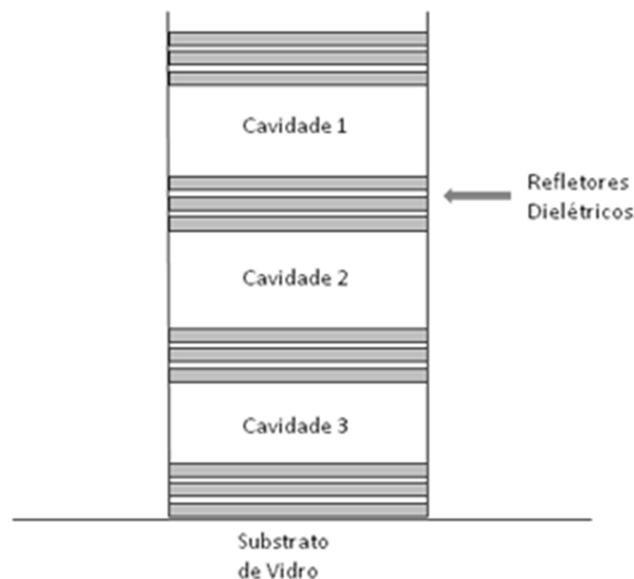


Fig. 2.20: Três cavidades ressonantes dielétricas de filme-fino.

Para a construção de multiplexadores ou demultiplexadores, um determinado número destes filtros pode ser cascadeado, de acordo com o número de canais que o dispositivo oferecerá. Cada filtro deixa passar comprimentos de onda diferentes e refletem todos os outros.

Os filtros de filme fino têm respostas espectrais satisfatórias, de acordo com o número de cavidades, são extremamente estáveis com a temperatura, possuem baixa perda de inserção e são independentes da polarização do sinal de entrada. Outra aplicação é o uso desta tecnologia na concepção de filtros equalizadores de ganho (GFF – *gain flattening filter*) de resposta fixa para EDFAs, que reduzem a dependência do ganho em relação ao comprimento de onda inerente do amplificador a fibra dopada com érbio. Filtros GFF de filmes finos dominam o mercado de

telecomunicações, devido a suas vantagens em relação às outras tecnologias, tais como projeto econômico, baixo custo de fabricação, baixa perda de inserção e pequenas dimensões, dentre outros. No entanto, estes filtros necessitam de um processo de controle de camadas sofisticado. Tipicamente, para a fabricação de um GFF de filme fino, são necessárias, em torno, de 100 camadas dielétricas, de modo que a resposta espectral possa cobrir toda a faixa de ganho do EDFA [21].

2.3.3 Grades a fibra

As grades a fibra (*fiber grating*) podem ser usadas em uma variedade de aplicações tais como filtragem, compensação de dispersão e equalização de ganho, dentre outros. Estes dispositivos, por serem totalmente a fibra, possuem vantagens como baixa perda de inserção, fácil acoplamento de sinal, insensibilidade à polarização, baixo coeficiente de temperatura, encapsulamento simples e, conseqüentemente, baixo custo.

As grades são construídas na fibra através da exposição do seu núcleo a uma intensa luz ultravioleta (UV) de comportamento senoidal. Dessa forma, o núcleo da fibra adquire uma variação periódica do índice de refração, com o efeito se tornando mais significativo com a dopagem do núcleo com germânio. A amplitude da variação do índice de refração controla a magnitude do efeito da grade. Quanto mais intenso o feixe ultravioleta, mais pronunciada será a variação do índice, podendo chegar a ser da ordem de 10^{-4} [22]. A variação do índice de refração ao longo da fibra forma, portanto, uma rede de difração, de modo que determinados comprimentos de onda são refletidos e outros passam através da fibra, caracterizando-se um comportamento de filtro.

As grades a fibra são classificadas em duas categorias: período curto e período longo, de acordo com período onde ocorre a variação do índice na grade. As grades de período curto, conhecidas como grades de Bragg, têm períodos comparáveis ao comprimento de onda do sinal, tipicamente em torno de $0,5 \mu\text{m}$. Por outro lado, as grades de período longo possuem período muito maior que o comprimento de onda do sinal, indo desde centenas de micrometros até alguns milímetros. A Fig. 2.21 ilustra estes dois tipos de grade de difração. A seguir, será apresentado

um maior detalhamento sobre a grade de período longo, por ser esta utilizada na fabricação de filtros fixos equalizadores de ganho.

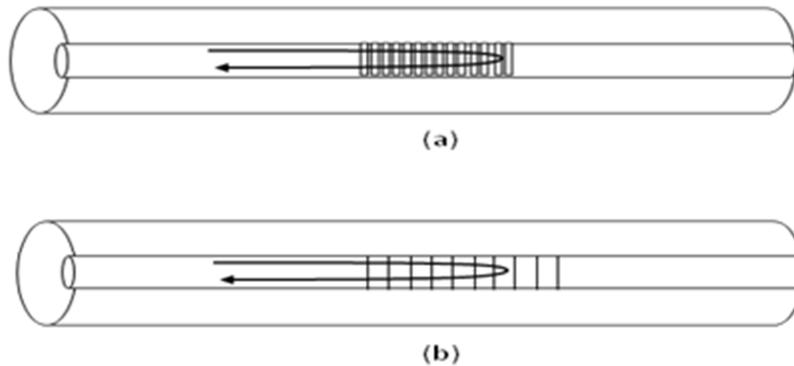


Fig. 2.21: Grades de difração do tipo (a) período curto e (b) período longo.

2.3.3.1 Grades a fibra de período longo

Uma das principais aplicações das redes de difração de período longo é como filtro equalizador para amplificadores a fibra dopada com érbio, com o intuito de compensar a não-uniformidade do espectro de ganho do amplificador. Estes dispositivos apresentam uma rejeição de banda eficiente, capaz de cobrir todo o espectro de ganho do EDFA, cerca de 40 nm, e podem ser adaptados para prover, de forma precisa, um perfil de transmissão oposto ao perfil de ganho do amplificador.

Nas grades de período longo, a periodicidade causa um acoplamento entre o modo co-propagante do núcleo da fibra e os modos co-propagantes do revestimento da fibra, com os modos de revestimento sofrendo tal perda que sua energia decai rapidamente ao longo da fibra. Existem vários modos de revestimento, entretanto, o acoplamento ocorre entre o modo do núcleo e um determinado modo do revestimento, em um dado comprimento de onda, de acordo com o período da grade Λ (unidade de comprimento). Esta condição é descrita da seguinte forma: seja β a constante de propagação do modo no núcleo de uma fibra monomodo, e β^p a constante de propagação do p-ésimo modo de revestimento. A condição de acoplamento é dada por [22]:

$$\beta - \beta^p = \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (2.9)$$

No geral, a diferença entre a constante de propagação do modo no núcleo e a de um determinado modo de revestimento, (2.9), é pequena e, conseqüentemente, o valor de Λ deve ser elevado, tipicamente de algumas centenas de micrometros, caracterizando a classificação da grade como de período longo. Assumindo-se n_{eff} e n_{eff}^p como sendo os índices efetivos de refração do núcleo e do revestimento, respectivamente, então, o comprimento de onda que terá sua energia acoplada entre o modo do núcleo e o p-ésimo modo do revestimento será [22]:

$$\lambda = \Lambda(n_{eff} - n_{eff}^p) \quad (2.10)$$

Logo, (2.10) pode ser satisfeita para uma série de valores de comprimentos de onda. Desta maneira, com o índice de refração efetivo do núcleo em mãos, projeta-se uma grade com um valor de período Λ adequado para se obter o acoplamento de energia de uma determinada faixa de comprimento de onda desejada. Isto faz da grade um elemento de perda dependente do comprimento de onda [8].

A perda do elemento se torna mais ou menos dependente do comprimento de onda, de acordo com o tempo de exposição da fibra aos raios ultravioleta no processo de fabricação. Assim, espectros de transmissão complexos podem ser obtidos cascadeando várias grades de longo período com diferentes comprimentos de onda centrais e diferentes tempos de exposição às radiações UV. A Fig. 2.22 mostra um exemplo da resposta espectral de um filtro fabricado a partir de grades de longo período cascadeadas para o uso como equalizador fixo de ganho, tomando como base um perfil de ganho arbitrário de um EDFA.

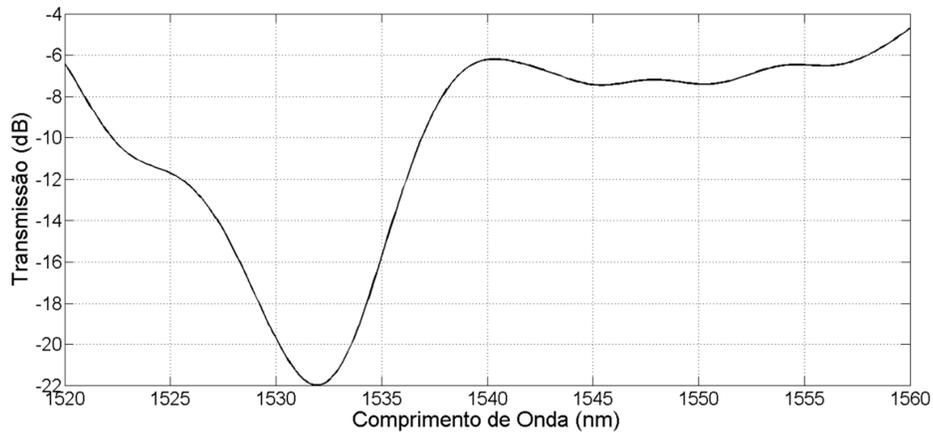


Fig. 2.22: Função de transmissão de uma grade de período longo.

2.3.4 Filtros Opto-Cerâmicos

Filtros opto-cerâmicos são uma classe de filtros construídos com elementos cerâmicos que, através do efeito eletro-óptico, é capaz de inserir mais ou menos perda a determinados comprimentos de onda de um sinal óptico. Nesta seção, será abordado um pouco mais sobre a teoria por trás desta família de filtros, uma vez que é o elemento de atuação de base para o desenvolvimento deste trabalho de equalização dinâmica de ganho. Primeiramente, será discutido o efeito eletro-óptico, a base de funcionamento dos filtros opto-cerâmico, e, em seguida, serão abordados os materiais opto-cerâmicos e suas aplicações.

2.3.4.1 Efeito Eletro-Óptico

Certos materiais podem mudar suas propriedades ópticas quando submetidos a um campo elétrico, no qual a força altera a posição, orientação e/ou o formato das moléculas que constituem o material. O efeito eletro-óptico é a alteração do índice de refração do material quando submetido a um campo elétrico DC ou de baixa frequência. Esta variação pode ser diretamente proporcional ao campo elétrico aplicado (efeito eletro-óptico linear ou efeito Pockels), ou proporcional ao quadrado do campo elétrico aplicado (efeito eletro-óptico quadrático ou efeito Kerr). A variação no índice de refração atinge, tipicamente, valores em torno de 10^{-4} . No entanto, este efeito em um sinal óptico propagando em uma distância muito maior comparada ao comprimento de onda do sinal torna-se significativo. Por exemplo, se um aumento de índice de

refração é de 10^{-5} e um sinal percorre uma distância equivalente a 10^5 comprimentos de onda, ao final do percurso, este sinal sofrerá um deslocamento de fase de 2π . Esta propriedade de certos materiais abre um leque de possibilidades de aplicações, principalmente no campo de dispositivos ópticos controlados eletricamente, podendo-se listar [23]:

- Luz transmitida através de uma placa transparente com índice de refração controlado pode ser usada como um deslocador de fase controlável e, conseqüentemente, como um modulador de fase.
- Um cristal anisotrópico, cujo índice de refração varia de acordo com a direção pode ser usado como um retardador de onda com atraso controlado.
- Um retardador de onda colocado entre dois polarizadores faz com que a intensidade da luz seja dependente do atraso de fase, logo, este arranjo pode ser usado como um modulador de intensidade eletricamente controlado.

O índice de refração de um material eletro-óptico é uma função $n(E)$ do campo elétrico aplicado E , normal ao sentido de propagação da luz no dispositivo. Expandindo esta função em uma série de Taylor (em $E = 0$) [24]:

$$n(E) = n + a_1 E + \frac{1}{2} a_2 E^2 + \dots \quad (2.11)$$

onde os coeficientes da expansão são $n = n(0)$, $a_1 = (dn/dE)|_{E=0}$ e $a_2 = (d^2n/dE^2)|_{E=0}$. Tomando-se $\kappa = -2a_1/n^3$ e $\zeta = -a_2/n^3$, conhecidos como coeficientes eletro-ópticos, pode-se reescrever (2.11) como:

$$n(E) = n - \frac{1}{2} \kappa n^3 E - \frac{1}{2} \zeta n^3 E^2 + \dots \quad (2.12)$$

O segundo termo e os termos de maior ordem são, geralmente, muito menores em relação ao primeiro termo n . Assim, os termos a partir do quarto podem ser desprezados. Os valores dos coeficientes κ e ζ dependem da direção do campo elétrico aplicado e da polarização da luz [24]. Para que o Efeito Pockels, ou efeito eletro-óptico linear, seja dominante, o terceiro termo de (2.12) deve ser muito menor em comparação ao segundo, de maneira que:

$$n(E) = n - \frac{1}{2} \kappa n^3 E \quad (2.13)$$

Tem-se, então, uma relação linear entre o índice de refração do meio e o campo elétrico aplicado. O meio é conhecido como meio Pockels, e o coeficiente κ é chamado de coeficiente de Pockels ou coeficiente eletro-óptico linear. Este coeficiente assume valores, tipicamente, entre 10^{-12} a 10^{-10} m/V. Por exemplo, para um dado campo elétrico $E = 10^6$ V/m, o segundo termo de (2.13) é da ordem de 10^{-6} a 10^{-4} , respectivamente.

Se o material é centro-simétrico, como no caso de líquidos e determinados cristais, $n(E)$ deve ser uma função par, ou seja, $n(E) = n(-E)$. Assim, a primeira derivada no ponto $E = 0$ é nula, e como o coeficiente κ é calculado a partir de a_1 , que por sua vez depende da primeira derivada de $n(E)$, tem-se o coeficiente eletro-óptico linear indo ao valor zero. Dessa forma:

$$n(E) = n - \frac{1}{2} \zeta n^3 E^2 \quad (2.14)$$

Os materiais que tem esta propriedade são conhecidos como meios Kerr. O parâmetro ζ é chamado de coeficiente de Kerr ou coeficiente eletro-óptico quadrático. O coeficiente de Kerr assume valores, tipicamente, entre 10^{-18} a 10^{-14} m²/V² em cristais e 10^{-22} a 10^{-19} m²/V² em líquidos. Por exemplo, para um campo elétrico $E = 10^6$ V/m, o segundo termo de (2.14) é da ordem de 10^{-6} a 10^{-2} em cristais.

Uma das aplicações do efeito eletro-óptico é o seu uso como modulador de fase. Seja um meio do tipo Pockels de comprimento L no qual um campo elétrico é aplicado. Ao término do percurso, o sinal sofrerá um atraso de fase de $\varphi(E) = 2\pi n(E)L/\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda do sinal. Utilizando-se (2.13), chega-se a:

$$\varphi(E) = \varphi_0 - \pi \frac{\kappa n^3 EL}{\lambda_0} \quad (2.15)$$

onde $\varphi_0 = 2\pi nL/\lambda_0$. Se o campo elétrico é obtido pela aplicação de uma tensão V entre as duas faces do material separadas por uma distância d , então $E = V/d$, e reescrevendo (2.15):

$$\varphi(V) = \varphi_0 - \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (2.16)$$

onde $V_\pi = (d/L) \cdot (\lambda_0/\kappa n^3)$ é conhecido como tensão de meia onda, ou seja, é a tensão para a qual o deslocamento de fase é de π rad. Logo, obtém-se um modulador de fase a partir de um meio eletro-óptico.

A partir de um modulador de fase, pode-se construir o modulador de intensidade apenas com a adição de um interferômetro do tipo Mach-Zehnder. Considere o esquema como ilustrado na Fig. 2.23 (a). Se o divisor de feixe divide a potência óptica do sinal de entrada igualmente, então a intensidade I_o de saída pode ser relacionada a de entrada por:

$$I_o = \frac{1}{2}I_i + \frac{1}{2}I_i \cos \varphi = I_i \cos^2 \frac{\varphi}{2} \quad (2.17)$$

onde $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ é a diferença de fase do sinal que percorre nos dois braços do interferômetro. A transmitância do interferômetro é dada pela razão $I_o/I_i = \cos^2(\varphi/2)$. Como esta diferença de fase pode ser controlada devido à presença do modulador de fase no braço inferior, a intensidade da luz que passa através do interferômetro também pode ser controlada, pois de acordo com a fase imposta, gera-se interferência construtiva ou destrutiva no sinal. Este fato pode ser observado no gráfico da Fig. 2.23 (b), em que a transmitância varia de acordo com o valor de tensão aplicada no braço inferior. Neste caso, V_π representa a tensão em que o sinal de entrada é transferido completamente para a saída, pois a diferença inicial de fase é diferente de zero, entretanto, se esta diferença de fase inicial for múltiplo de 2π , V_π será a tensão em que o sinal de entrada é totalmente extinto da saída. Visto o princípio de funcionamento dos filtros opto-cerâmicos (efeito eletro-óptico), a seguir, o material opto-cerâmico será um pouco mais detalhado.

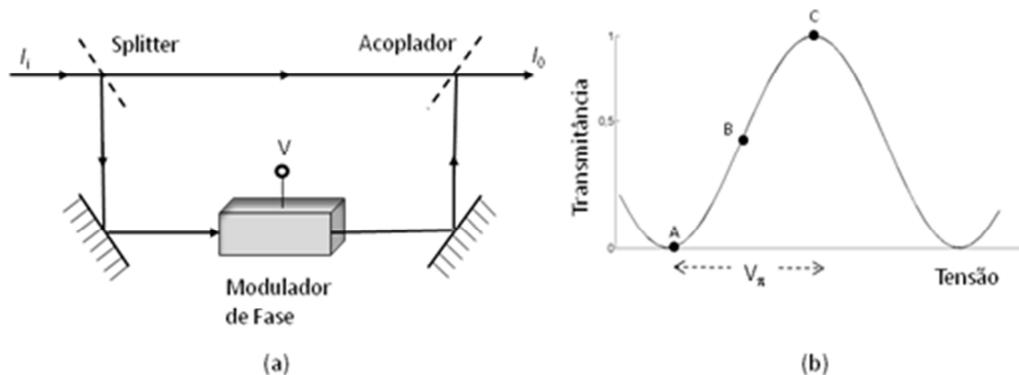


Fig. 2.23: (a) Modulador de intensidade composto por um modulador de fase inserido em um dos braços de um interferômetro de Mach-Zehnder e (b) a transmitância do interferômetro.

2.3.4.2 *Materiais Opto-Cerâmicos*

Enquanto muito se tem feito nos últimos 30 anos no desenvolvimento de chaves ópticas, moduladores e filtros, dentre outros, alguns dispositivos atuais não são tão satisfatórios para determinadas aplicações. Componentes ópticos sem parte móvel têm sido projetados para que seu tempo de resposta seja mais rápido e operem de forma estável independentemente do ambiente em que se encontram. Estes dispositivos dependem apenas das propriedades do material, sem partes móveis. Podem-se citar os cristais líquidos e os cristais eletro-ópticos. Cristais líquidos possuem um tempo de resposta mais lento, pois têm como mecanismo de atuação a rotação da molécula inteira frente à aplicação de um campo elétrico. Cristais eletro-ópticos, tais como o niobato de lítio (LiNbO_3), tem um tempo de resposta mais rápido, no entanto, são extremamente dependentes da polarização do sinal.

Uma classe promissora de material para ser usado em dispositivos ópticos ativos são as chamadas cerâmicas eletro-ópticas, cuja composição é, geralmente, de óxidos ferroelétricos policristalinos [25]. Devido à orientação aleatória dos grãos cristalinos, a cerâmica eletro-óptica é isotrópica na ausência do campo elétrico. Entretanto, na presença de campo, torna-se um meio anisotrópico, com o índice de refração menor na direção do campo que na direção perpendicular a ele. O material isotrópico é aquele que mantém suas propriedades independentemente da direção, ao contrário dos anisotrópicos.

O titanato zirconato de lantânio (PLZT – *lanthanum zirconate titanate*) é o material opto-cerâmico mais comum e pode ser formado para ser substancialmente transparente à luz na faixa de comprimento de onda entre 0,5 μm a 7 μm . Suas características podem ser modificadas de acordo com a concentração dos compostos. Por exemplo, a fórmula $\text{Pb}_{0,91}\text{La}_{0,9}(\text{Zr}_{0,65}\text{Ti}_{0,35})_{0,9775}\text{O}_3$ tem um coeficiente eletro-óptico quadrático, ou coeficiente de Kerr, de $9,2 \times 10^{-16} \text{ m}^2/\text{V}^2$, e o coeficiente eletro-óptico linear, Pockels, é desprezado por este tipo de material apresentar comportamento anisotrópico na presença de um campo elétrico.

Os materiais opto-cerâmicos, comumente utilizados em sistemas ópticos, têm uma perda de propagação em torno de 3 dB/cm e um coeficiente de Kerr em torno de $1 \times 10^{-16} \text{ m}^2/\text{V}^2$ a 20°C, na região de 1550 nm. Estes materiais são utilizados como moduladores, chaves ópticas, retardadores de fase, controladores de polarização, atenuadores ópticos variáveis e filtros ópticos.

Uma característica desejada em materiais eletro-ópticos é a sua capacidade de resposta frente ao campo elétrico aplicado, medida através do coeficiente eletro-óptico. Adicionalmente, o material também deve ser transparente no comprimento de onda de operação para campo elétrico nulo, ou seja, sua resposta espectral deve ser independente do comprimento de onda na janela de interesse se nenhum campo for aplicado. Quando estes materiais operam em malha aberta, ou seja, seu ponto de operação é configurado uma vez através da aplicação de tensão, e sua resposta espectral não é monitorada para verificar possíveis alterações, deve existir algum sistema de controle de temperatura, pois o seu coeficiente eletro-óptico é dependente da temperatura ambiente, como ilustrado na Fig. 2.24.

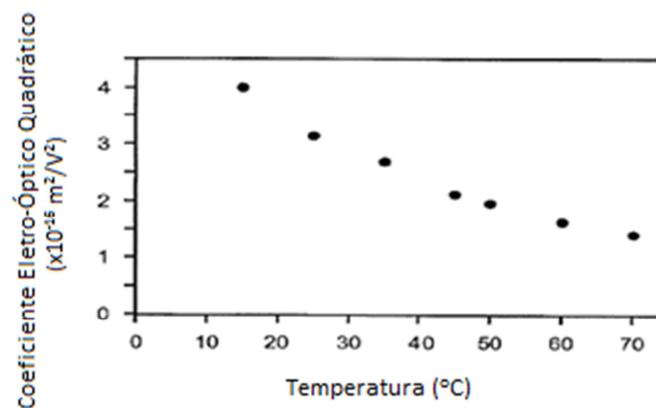


Fig. 2.24: Comportamento do coeficiente eletro-óptico com a variação da temperatura [26].

No capítulo seguinte, será detalhada a utilização de filtros opto-cerâmicos para aplicações de equalização dinâmica de ganho.

Capítulo 3

Sistemas de Equalização de Ganho aplicado a EDFAs

Com o advento da amplificação óptica, um grande passo nas comunicações ópticas foi dado, tornando o uso de regeneradores optoeletrônicos obsoleto, principalmente devido ao seu alto custo e alta dependência com a taxa de transmissão. O EDFA, principal amplificador óptico utilizado nas transmissões ópticas, provê ganho na janela de comprimento de onda de menor atenuação da fibra sem que haja interferência entre canais, como também possui independência da taxa de transmissão. Diante destes fatos, várias fronteiras foram superadas com o uso de amplificadores ópticos. Entretanto, uma das principais implicações do uso do EDFA é a adição de ruído ao sinal, e um dos principais fatores limitantes é o seu espectro de ganho não-uniforme, ou seja, o amplificador a fibra dopada com érbio fornece diferentes valores de ganho, dependendo do comprimento de onda do sinal incidente. Neste capítulo, serão apresentadas técnicas de equalização de ganho aplicada a EDFAs, tanto em redes ópticas fixas quanto em redes ópticas reconfiguráveis.

3.1 Introdução

O nível de planicidade de ganho é um parâmetro crítico para o projeto de sistemas WDM, pois, como os canais WDM atravessam vários EDFAs em um sistema de transmissão, a não-uniformidade de ganho de cada um dos amplificadores contribui para a criação de uma elevada diferença nas potências dos canais.

O canal mais afetado pela não-uniformidade é aquele que experimenta um menor ganho do amplificador e, conseqüentemente, este terá um valor de OSNR bem menor que os demais canais que receberam maior ganho. O déficit de potência, que pode ser interpretado como uma forma de penalidade para o sistema, cresce de acordo com o nível de não-uniformidade de ganho. Assim, o espectro plano de ganho é um fator de alto impacto na OSNR final do sistema. Esta penalidade é especialmente severa para longas cadeias de amplificadores, como no caso de sistemas de transmissão de longas distâncias (*long-haul*) e ultra longas distâncias (*ultra long-haul*).

Sistemas ópticos com ampla banda de transmissão são vantajosos sob dois aspectos: o projeto da largura de banda do filtro usado passa a ser menos crítico, com o uso de canais mais espaçados; ou mantêm-se filtros de banda estreita, adicionando-se mais canais na transmissão, como uma forma de maior flexibilidade para roteamento do tráfego. Entretanto, é necessário manter um espectro de ganho uniforme. Em redes ópticas reconfiguráveis, o número de canais no enlace passa a ser variável e, como visto no capítulo anterior, o espectro de ganho do EDFA depende basicamente de dois fatores, potência de entrada e potência de bombeio. Se um desses dois fatores é alterado o perfil de ganho também sofre mudança, de modo que o uso de filtros fixos equalizadores de ganho não é suficiente para a compensação da não-uniformidade. Assim, faz-se necessário o uso de elementos de atuação dinâmica para se adaptar cada ponto de operação do amplificador (potências de bombeio e de entrada).

A Fig. 3.1 mostra a penalidade na relação sinal/ruído óptica em função do número de lances (*spans*) para três casos de desigualização, 1,0, 1,4, e 1,8 dB, obtida através de simulação. Na figura, os lances representam o número de enlaces num sistema de transmissão ponto a ponto, com cada um desses lances contendo um EDFA, e o *ripple* representa a diferença de potência entre o canal que recebeu maior ganho e o canal que recebeu menor ganho do amplificador óptico. A variação da intensidade do sinal pode exceder o limiar de recepção do canal recebido, e começar a aumentar a taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*). Por exemplo, para o caso de um *ripple* de 1,8 dB, a OSNR é penalizada em mais que 5 dB depois de apenas 8 lances de transmissão. Este exemplo de situação de degradação limitaria o alcance para sistemas WDM e tornaria necessária a regeneração do sinal após poucas centenas de quilômetros, distância relativamente curta em se tratando de transmissão a fibra óptica. Estes regeneradores requerem a conversão eletro-óptica do sinal para a reformatação, re-sincronização e re-amplificação do pulso, o que é um processo de elevado custo.

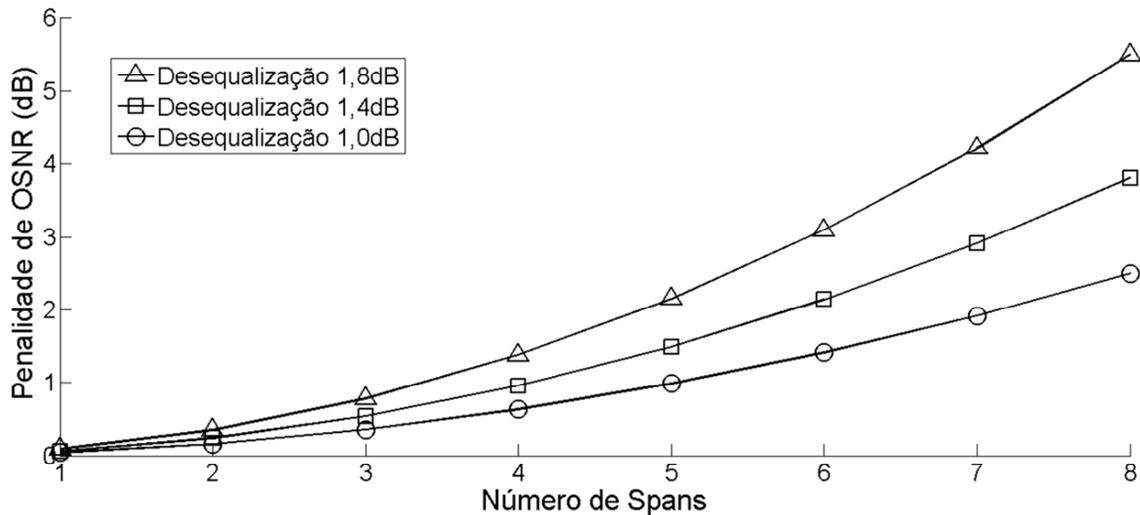


Fig. 3.1: Penalidade da OSNR em função do número de lances.

A não-uniformidade de ganho não implica somente em penalidade de OSNR. Enquanto os canais com menor ganho evidenciam tal penalidade, o que limita o desempenho do sistema, os canais de maior potência continuam a receber incremento de potência nos amplificadores, de tal forma que podem atingir limiares de efeitos não-lineares, e conseqüentemente, limitar também o desempenho do sistema [27]. Adicionalmente, uma alta diferença de potência eleva a intermodulação total de um canal WDM nos canais adjacente na saída do demultiplexador. Assim, torna-se essencial o projeto de EDFAs com espectro plano de ganho, o que pode ser conseguido durante a escolha de um circuito óptico apropriado junto com a inserção de um filtro equalizador.

Como mencionado anteriormente, o espectro de ganho do EDFA é dependente da potência de bombeio e da potência de entrada. A Fig. 3.2 ilustra o caso onde a potência de bombeio do amplificador possui valores de 50, 200 e 300 mW. Esta variação de potência de bombeio ocorre frequentemente em amplificadores que possuem controle automático de ganho. A Fig. 3.2, obtida através de simulação, contempla esta situação de operação do EDFA com diferentes valores ajustados de ganho. Percebe-se uma grande variação de ganho ao longo do espectro, tornando a desigualdade um fator crucial em um sistema WDM. Assim, as técnicas de equalização de ganho são divididas em duas grandes áreas que são: equalizadores passivos, e equalizadores

ativos. Se o sistema de transmissão óptico não possui reconfigurabilidade, ou seja, o número de canais e os ganhos dos amplificadores são sempre os mesmos, utilizam-se os equalizadores fixos. Em contrapartida, se um desses fatores passa a ser modificado dinamicamente, recomenda-se fortemente a utilização de equalizadores ativos, de forma que sua compensação ocorra de acordo com o estado de operação do amplificador.

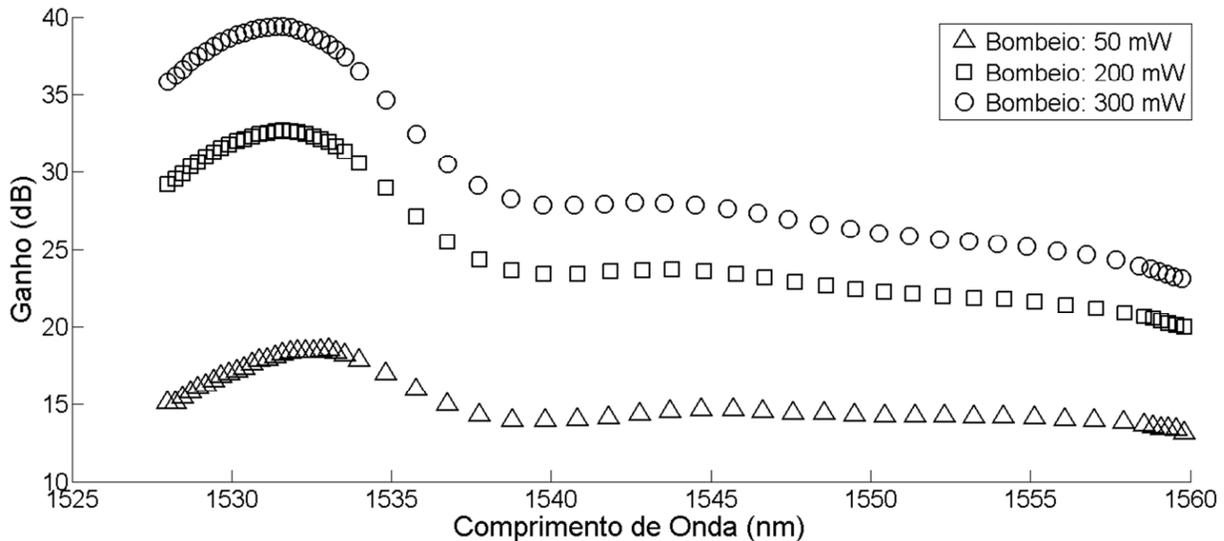


Fig. 3.2: Espectro de ganho de um EDFA para diferentes valores de potência de bombeio.

Outro fator que deve ser levado em consideração no projeto é a localização do equalizador, devido à perda associada ao mesmo. Colocando-o antes do amplificador, há um aumento da figura de ruído total do amplificador, pois o equalizador introduz uma perda no sinal de entrada, entretanto, colocá-lo na saída do amplificador implica em perda na potência de saída. Existe certa tendência de se posicionar o filtro na saída do amplificador e adicionar, caso necessário, mais um estágio de amplificação, pois é preferível perder potência de saída a elevar a figura de ruído do amplificador, comprometendo, assim, a recepção do sinal. A seguir, serão apresentadas algumas técnicas de equalização de ganho existentes tanto para redes ópticas fixas, quanto para redes ópticas reconfiguráveis. Ao final do capítulo, será demonstrada a idéia básica do equalizador dinâmico de ganho proposto neste trabalho.

3.2 Equalização em Redes Ópticas de Segunda Geração

Nas redes ópticas de segunda geração (redes WDM fixas), não havia reconfigurabilidade da rede. Isto significa que o número de canais na entrada do amplificador (potência de entrada) era previamente conhecido, e o ganho do amplificador óptico era projetado de acordo com o orçamento de potência estabelecido previamente. Consequentemente, o EDFA opera em um nível de bombeio fixo. Assim, o projetista possui o conhecimento do perfil de ganho do amplificador e, diante deste cenário, projeta filtros fixos para equalização de ganho, de modo a compensar a não-uniformidade de ganho imposta pelo amplificador. Para alcançar um bom nível de equalização, utilizam-se técnicas que vão desde a dopagem da fibra de vidro com outros elementos até o projeto de amplificadores com múltiplos estágios de amplificação. Algumas destas principais técnicas serão vistas a seguir.

3.2.1 Mudança na Composição da Fibra

Modificações na composição do vidro que compõe a fibra podem produzir planicidade de ganho em regiões extensas de comprimento de onda, no qual o amplificador a fibra dopada com érbio provê ganho. Uma co-dopagem com alta concentração de alumínio (Al) pode fornecer espectros de ganhos planos, pois esta alta concentração reduz a diferença do pico de ganho em 1530 nm e 1550 nm no espectro, de modo que o espectro torna-se relativamente plano na região entre 1540 nm e 1557 nm [22].

Outra alternativa para alcançar a uniformidade de ganho para sistemas de transmissão WDM de longas distâncias é substituir a matriz vítrea de sílica por outra composta de outro elemento. O fluoreto dopado com érbio torna o espectro de ganho intrinsecamente equalizado na região de 1550 nm. A fibra baseada em fluoreto apresenta uma distribuição de potência mais uniforme sobre os vários canais que incidem nos amplificadores da cascata. No entanto, um amplificador a fibra dopada com érbio em fibras baseadas em fluoreto é mais problemático em termos de fabricação, manipulação e na realização de emenda com a fibra tradicional, além de que, deve-se utilizar o bombeio em 1480 nm, aumentando a figura de ruído do amplificador.

O uso de fibras baseadas em telurito também representa uma técnica promissora. Neste tipo de fibra, pode-se conseguir ganho também na faixa de comprimento de onda de 1530 a 1560 nm [28]; entretanto, a fibra baseada em telurito possui extrema fragilidade para manuseio.

3.2.2 Elementos Passivos

Os equalizadores passivos são, tipicamente, filtros espectrais previamente projetados para compensar o perfil de ganho de um EDFA em um determinado ponto de operação. Existem várias tecnologias para fabricação deste tipo de filtro. As mais comuns são filtros etalon (Fabry-Perot), filtros com grades de período longo e filtros de filme fino.

Nos filtros que usam a tecnologia Fabry-Perot, projeta-se uma cascata de filtros de forma que sua resposta espectral resultante seja de perfil contrário àquele do ganho do amplificador. Utiliza-se esta cascata, pois este tipo de filtro apenas com um estágio de filtragem não é capaz de contemplar todo o espectro de amplificação do EDFA. A Fig. 3.3 (a) ilustra a resposta espectral de quatro filtros Fabry-Perot projetados com diferentes refletividades e FSR. Quando estes filtros são projetados devidamente, obtém-se a resposta espectral resultante desejada. O mesmo pode ser obtido com filtros com grades de período longo, onde se projeta a variação do índice de refração com uma periodicidade tal que a perda imposta pelo filtro é dependente do comprimento de onda do sinal de entrada. Assim, obtém-se uma função de transmissão que compensa a diferença de potência em decorrência do amplificador a fibra dopada com érbio.

Atualmente, a tecnologia mais utilizada para a fabricação de filtros fixos planificadores de ganho é através do uso de filtros de filme fino, com grande parte dos maiores fabricantes de componentes ópticos fazendo uso desta tecnologia. Este tipo de filtro atingiu essa popularidade devido ao seu processo de fabricação ser simples, possuir baixa perda de inserção, ser independente da polarização da luz, não provocar intermodulação, possuir estabilidade da resposta espectral com a variação de temperatura e ter um custo relativamente baixo. A Fig. 3.3 (b) ilustra a função de transmissão de um filtro fixo planificador de ganho, que pode ser obtida com qualquer uma das tecnologias de filtragem apresentadas.

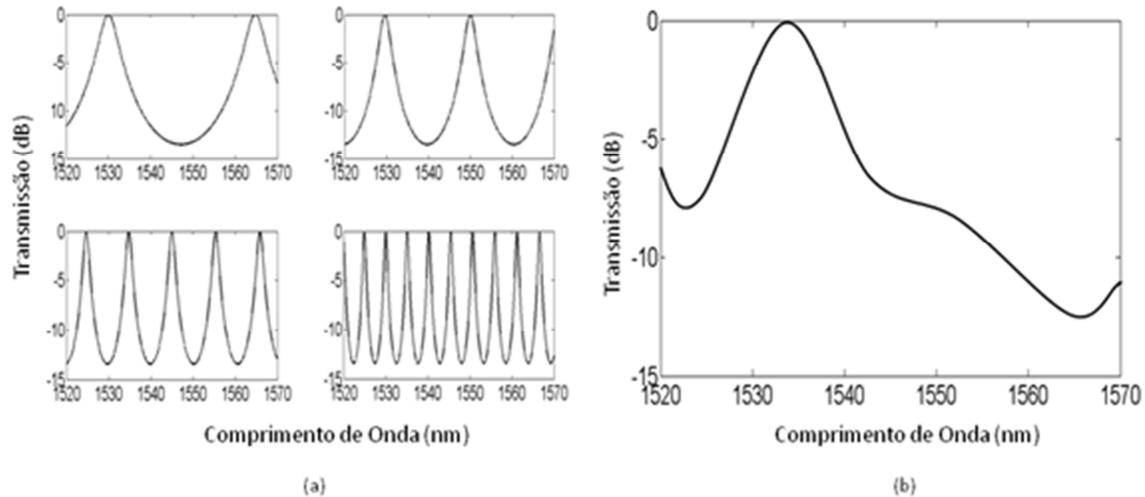


Fig. 3.3: Resposta espectral de filtros equalizadores de ganho fixo com (a) vários estágios Fabry-Perot; (b) função de transmissão de um GFF fixo.

Filtros equalizadores de ganho possuem uma perda de inserção inerente ao dispositivo, e esta perda não pode ser desconsiderada. Colocando este filtro antes do amplificador, provoca-se uma perda de potência de entrada e, conseqüentemente, um aumento da figura de ruído. Quando colocado na saída, há uma perda de potência de saída. Assim, o amplificador necessita de uma maior potência de bombeio para manter o mesmo valor de ganho. Uma solução é colocá-lo entre os estágios de um amplificador com dois estágios de amplificação. Desta forma, o valor da figura de ruído é determinado pelo primeiro estágio, e o segundo estágio age como um amplificador de potência, compensando a perda de inserção imposta pelo filtro equalizador de ganho. Neste caso da utilização de amplificadores com mais de um estágio de amplificação, a resposta espectral do filtro deve ser projetada de modo que a sua inserção no sistema compense a não-uniformidade de ganho proveniente de todos os estágios de amplificação, diferentemente de filtros projetados apenas para um estágio de amplificação.

3.2.3 Pré-Ênfase

Outro método de equalização de ganho é a utilização da pré-ênfase, onde a potência do transmissor WDM é ajustada baseando-se no formato da cascata de amplificadores que compõe o

enlace. Os canais que experimentam menos ganho ao longo da transmissão são lançados no transmissor com maior potência, enquanto que os que receberão mais ganho são transmitidos com menor potência. Deste modo, na recepção, todos os canais tendem a possuir, aproximadamente, a mesma relação sinal/ruído óptica (OSNR).

O método de pré-ênfase pressupõe que as características do sistema, tais como comprimento de onda e potência dos sinais, sejam fixas ao longo do tempo. Caso não as sejam, o sistema deve possuir alguma forma de realimentação para fornecer informações ao transmissor, de maneira que o mesmo possa ajustar sua potência de transmissão de acordo com o ponto de operação na recepção. Este é um ponto de limitação, se o sistema é utilizado em uma arquitetura de rede no qual o conjunto dos sinais WDM pode ser modificado devido à variação de tráfego. Como a realimentação é economicamente inviável, para a utilização do método de pré-ênfase, é necessário conhecer o comportamento do enlace ponto-a-ponto, de maneira que os ajustes sejam feitos para manter a OSNR igual para todos os canais. Este método vem se tornando obsoleto, frente às novas técnicas atualmente utilizadas, devido a sua falta de flexibilidade, sendo empregado como solução temporária em casos em que o sistema está seriamente penalizado, onde a OSNR recebida é inferior ao limiar requerido pelo receptor.

As técnicas aplicadas em redes ópticas de segunda geração são comumente aplicadas em redes estáticas, em que o número de canais é fixo e os amplificadores operam com um determinado valor de ganho. Satisfazendo-se estas duas condições, o amplificador produz um perfil de ganho fixo e, conseqüentemente, técnicas passivas podem ser empregadas sem o comprometimento do desempenho do sistema. Quando o sistema torna-se reconfigurável, e amplificadores com controle automático de ganho passam a ser utilizados, estas técnicas não são mais aplicáveis, pois, neste cenário, a não-uniformidade de potência nos canais WDM é variável, de modo que a aplicação de filtros estáticos não é mais satisfatória. A Fig. 3.4 apresenta o espectro de saída de um EDFA, quando diferentes valores de ganho são projetados para o amplificador, neste caso $G = 15, 17, 19$ e 24 dB. A potência de entrada foi de 0 dBm e um filtro fixo equalizador de ganho foi colocado na saída do EDFA. Em particular, este filtro foi projetado para prover um perfil de ganho plano quando o amplificador opera para um ganho alvo de 15 dB e potência de entrada de 0 dBm. Notar que, para o ponto de operação em que o filtro foi projetado, o espectro de ganho é praticamente plano. Entretanto, a inserção deste filtro para outras condições de operação não satisfaz o requisito de perfil plano de ganho. Isto ocorre pois, à

medida que o valor do ganho aumenta (aumento da potência do bombeio), a não-uniformidade de potência do amplificador também aumenta e, conseqüentemente, o filtro estático projetado para um só ponto de operação não é o suficiente para compensar esta diferença de potência.

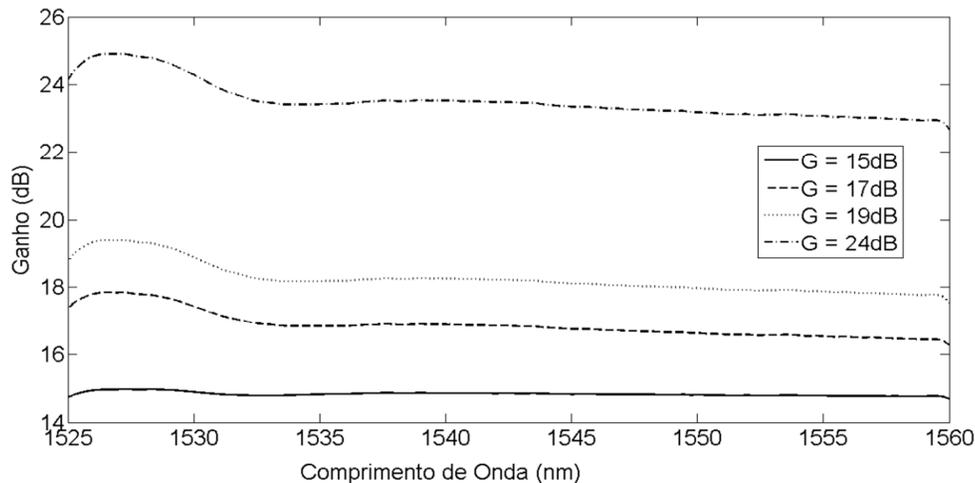


Fig. 3.4: Espectro de ganho de um EDFA com AGC e GFF fixo, para vários valores de ganho alvo.

3.3 Equalização em Redes Ópticas Reconfiguráveis

A evolução das comunicações ópticas migrou para uma vertente onde, hoje, é possível realizar o roteamento na camada óptica da rede. Isto se deve, principalmente, ao surgimento de equipamentos como ROADMs (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*) e OXCs, dentre outros. Estes equipamentos permitem a configuração de forma dinâmica dos comprimentos de onda presentes num sistema de transmissão, de modo que o número de canais transmitidos não são mais fixos como na segunda geração de redes ópticas. Os canais que trafegam pelo enlace passam a ser função aleatória do tempo. Conseqüentemente, flutuações de potência também aleatórias na entrada dos amplificadores ópticos implicam em variação da potência de entrada e, como visto anteriormente, variação no perfil de ganho do amplificador. Outro fator que contribui para a mudança do espectro de ganho do amplificador é a utilização de EDFAs com controle automático de ganho eletrônico, onde o principal responsável por essa variação é a modificação da potência do laser de bombeio, que se faz necessário para manter o ganho constante independente da potência de entrada.

Diante destes dois principais fatores que contribuem para modificação dinâmica do perfil de ganho do amplificador, os filtros fixos equalizadores de ganho se tornam inadequados para satisfazer condições de desempenho do sistema de transmissão WDM. Assim, faz-se necessário o uso de métodos dinâmicos de equalização, onde seja possível modificar alguns parâmetros do sistema de equalização de modo que o mesmo se adapte de acordo com a mudança do estado de operação do amplificador. Nesta seção, serão apresentadas algumas das principais técnicas de equalização dinâmica de ganho.

3.3.1 Mux/Demultiplexador associado a VOAs

Um dos métodos mais simples para equalização dinâmica de ganho é a utilização conjunta de multiplexadores, demultiplexadores, atenuadores ópticos variáveis (VOA – *variable optical attenuator*), fotodetectores e uma unidade de processamento (UP), como esquematizado na Fig. 3.5. O sinal óptico incide na entrada do demultiplexador e cada comprimento de onda é direcionado para um caminho óptico independente. Em seguida, cada um destes canais passa por um atenuador óptico variável (elemento de atuação) e parte do sinal (geralmente 1%) é direcionada para entrada de um fotodetector para que a potência do sinal seja monitorada. Assim, quando um sinal WDM entra neste sistema, ele é demultiplexado, parte da potência de cada um dos comprimentos de onda é amostrada e detectada por seu respectivo fotodetector e esta informação é então enviada para uma unidade de processamento, para que seja calculada a relação de potência entre os canais ópticos incidentes. Com essa informação, a unidade de processamento estabelece os valores de atenuação que devem ser aplicadas a cada um dos canais pelos seus respectivos VOAs, de modo que, na saída do multiplexador, todos os canais sejam acoplados novamente na fibra com a mesma potência.

Apesar da técnica relativamente simples, ela demanda um alto custo agregado, pois, para cada comprimento de onda, é necessário um atenuador óptico variável e um fotodetector. Outro fator limitante é a sua baixa flexibilidade, pois, de antemão, deve ser estabelecido um número máximo de canais que poderão ser equalizados, visto que os multiplexadores e demultiplexadores têm um número fixo de comprimentos de onda de operação. Assim, antes da inserção deste sistema em um enlace de transmissão, deverá ser realizado um planejamento do número máximo

de canais que a rede poderá suportar. Caso o limite de canais seja alcançado e seja necessário a ampliação da rede, a única solução é realizar a troca do sistema de equalização.

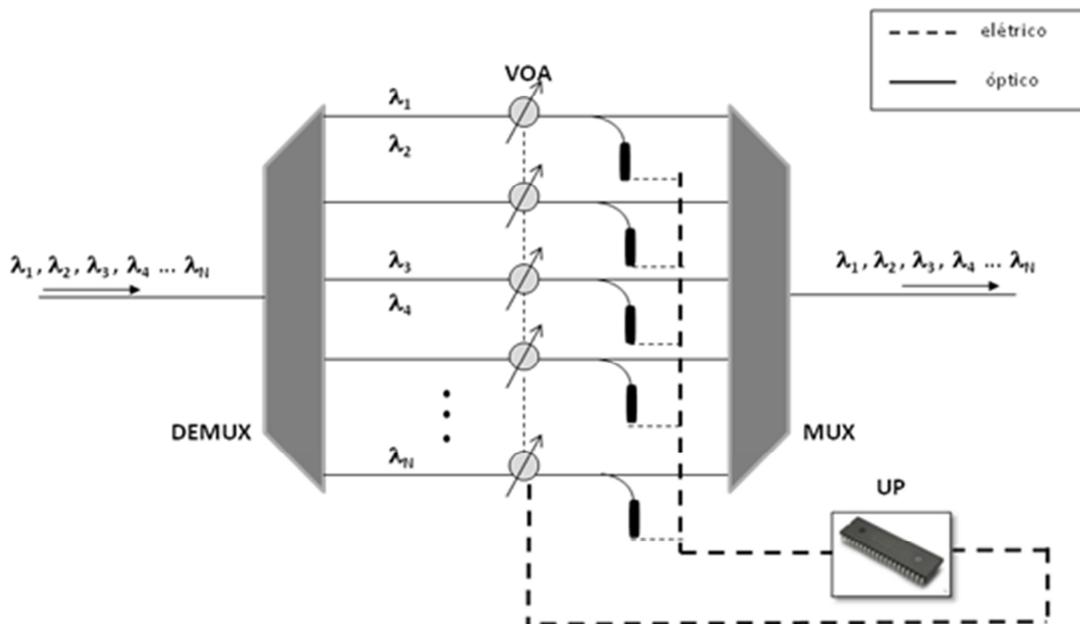


Fig. 3.5: Técnica de equalização dinâmica de ganho através da associação de mux/demultiplexador, VOAs, fotodetectores e uma unidade de processamento.

O uso de multiplexadores e demultiplexadores pode penalizar significativamente a transmissão óptica, devido à sua alta perda de inserção (em torno de 5 e 6 dB), reduzindo, assim, a faixa de operação do amplificador [29]. Desta maneira, geralmente, torna-se necessário mais um estágio de amplificação para compensar a perda do dispositivo.

As principais vantagens são a sua simplicidade de implementação, independência da polarização do sinal, estabilidade a variações de temperatura e ampla faixa de comprimento de onda, dependendo da quantidade de portas utilizadas nos multiplexadores e demultiplexadores.

3.3.2 EDFA com dois estágios associado a um GFF fixo e VOA

Um dos métodos de equalização dinâmica de ganho mais utilizado atualmente é o uso de dois estágios de amplificação com EDFAs e controle automático de ganho, em que entre os dois estágios são inseridos um atenuador óptico variável (VOA – *variable optical attenuator*) e um

GFF de resposta espectral estática, como ilustrado na Fig. 3.6. A unidade de processamento é responsável pela atuação na potência dos lasers de bombeio e no VOA, para garantir o controle do ganho no patamar desejado.

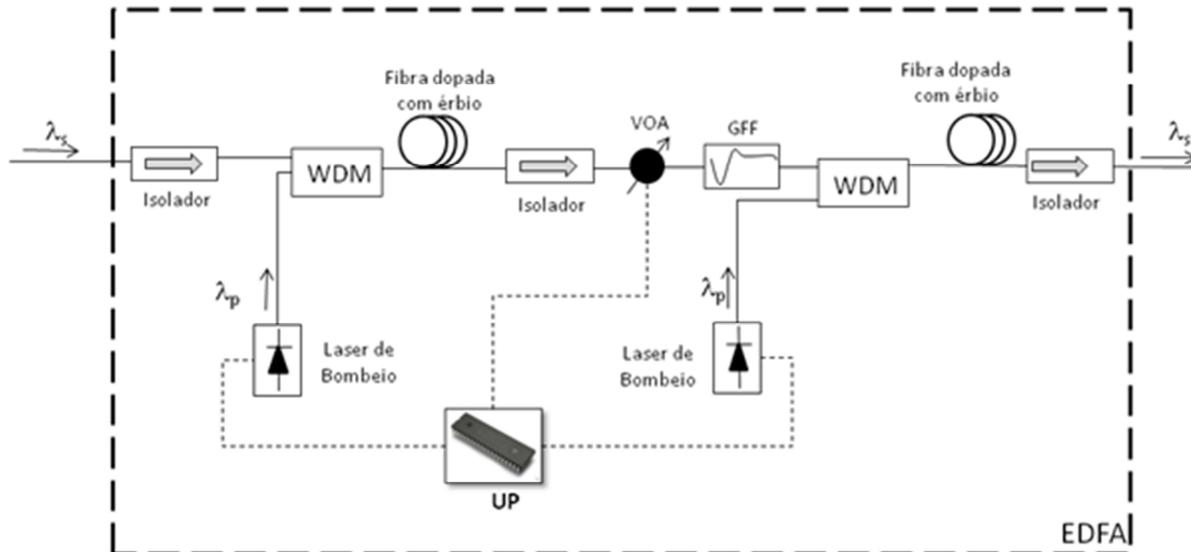


Fig. 3.6: EDFA de dois estágios com sistema de equalização dinâmica de ganho.

Nesta técnica de equalização de ganho, o sinal de entrada passa por um estágio de amplificação com ganho fixo, por exemplo, 20 dB, e, em seguida, o sinal óptico passa por um atenuador óptico variável, cuja função é manter a potência de entrada do segundo estágio de amplificação constante em um determinado valor, por exemplo 0 dBm. Posteriormente, o sinal amplificado no primeiro estágio passa por um filtro fixo de equalização de ganho, cujo objetivo é compensar a não-uniformidade de ganho acumulada dos dois estágios. O segundo estágio de amplificação é projetado para trabalhar em regime de saturação com potência de entrada constante em um valor garantido pelo VOA, de modo que a não-uniformidade de potência imposta por ele seja mínima. Este segundo estágio de amplificação é utilizado para compensar a perda de inserção causada pela introdução do GFF e manter o ganho global (entre entrada e saída) do amplificador no valor alvo desejado. O projeto do GFF é o ponto chave desta técnica, e é realizado através de simulação da seguinte forma:

1. Levando em consideração apenas o primeiro estágio de amplificação, é estabelecido um ganho fixo de operação, onde, para uma dada faixa de operação de potência de entrada, na média, a desigualização seja mínima;
2. Projeta-se um GFF de modo que sua compensação de diferença de potência, na média, para todos os casos de potência de entrada, seja a melhor possível;
3. Em seguida, adiciona-se o segundo estágio de amplificação, que trabalhará em regime de saturação. Então, é identificada uma potência de entrada de operação, de modo que o amplificador seja capaz de compensar a perda imposta pelo GFF, manter o ganho global do amplificador no valor desejado e resultar em desigualização mínima. Neste caso, deve ser levada em consideração uma solução de compromisso, pois, quanto maior a potência de entrada do segundo estágio, maior será a saturação e, conseqüentemente, menor a desigualização. Entretanto, se a potência de entrada é elevada, a faixa de ganho na qual o amplificador pode operar é reduzida, sendo necessário um laser de bombeio de potência cada vez maior para o segundo estágio;
4. O projeto do GFF realizado no passo 2 é refeito, agora, adicionando a desigualização imposta pelo segundo estágio. E, finalmente, tem-se a resposta espectral final do GFF.

Existe um ponto de operação ótimo (ganho e potência de entrada) para esta técnica de equalização, devido ao fato de ser usado um GFF fixo. Entretanto, esta técnica garante equalização de ganho aceitável para uma ampla faixa de potência de entrada. Apenas para ilustrar, suponha-se que o ganho de operação do primeiro estágio tenha sido estabelecido em 20 dB, e que a potência de entrada projetada do segundo estágio seja de 0 dBm. Considere-se que a potência de entrada do amplificador é de -15 dBm, e que o mesmo esteja configurado para prover um ganho global de 25 dB. Assim, o sinal óptico de entrada sairia do primeiro estágio de amplificação com uma potência de 5 dBm. Em seguida, o VOA atenuaria este sinal em 5 dB para manter a potência de entrada do segundo estágio em 0 dBm. Finalizando, o segundo estágio poderia fornecer um ganho de 10 dB, de maneira que o ganho global estivesse de acordo com o valor desejado de 25 dB.

A localização do GFF também é um ponto importante a ser tratado. Quando colocado entre os dois estágios de amplificação, há uma degradação da figura de ruído do segundo estágio, devido a sua perda de inserção. No entanto, se colocado na saída dos dois estágios de

amplificação, o GFF penaliza a potência de saída do amplificador e, neste caso, o amplificador não tem como compensar essa perda inserida pelo GFF, pois, na realização do controle de ganho, só se leva em consideração a potência de saída imediatamente após o isolador de saída. Caso o GFF fosse colocado na saída, e a monitoração de potência fosse colocada após o GFF, haveria uma compensação da perda de inserção. Em contrapartida, seria necessário um maior valor de bombeio para manter o mesmo ganho, se comparado à situação com o GFF entre os dois estágios. Então, na maioria dos casos, é preferível a alocação do GFF entre os dois estágios, mesmo degradando a figura de ruído do segundo estágio.

A Fig. 3.7 ilustra a desqualização de ganho provocada por este método, em função da potência de entrada e do ganho do amplificador. Esta técnica apresenta um bom desempenho para ampla faixa de potência de entrada. Entretanto, à medida que o valor do ganho aumenta, a não-uniformidade de potência também aumenta. Este comportamento se deve, principalmente, ao fato do GFF possuir uma resposta espectral estática, com a sua resposta prejudicando a eficiência em determinados pontos de operação.

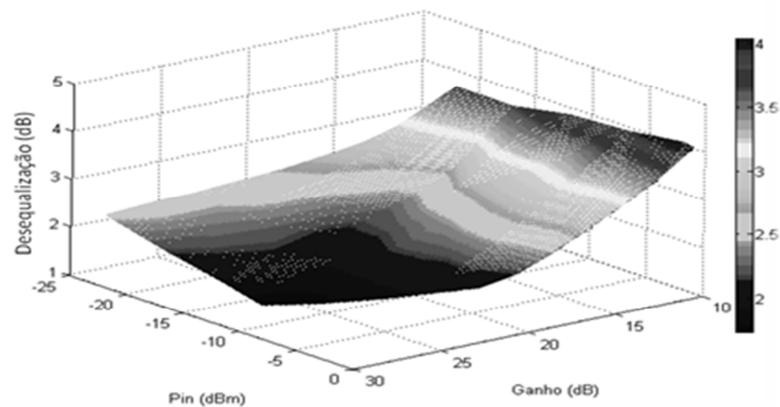


Fig. 3.7: Desequalização de potência de saída de um amplificador óptico de dois estágios com EDFAs, assumindo a utilização de um VOA e um GFF entre os estágios, em função da potência de entrada e do ganho [30].

3.3.3 Circuito Óptico Integrado Associado a Interferômetro Mach-Zehnder

Outra técnica utilizada para a equalização dinâmica de ganho aplicado a EDFAs é o uso de circuitos ópticos integrados, no qual são construídos, em um mesmo circuito óptico,

multiplexadores, demultiplexadores, interferômetros e deslocadores de fase. Este método é semelhante ao apresentado na Seção 3.3.1, onde se descreveu o uso de demultiplexadores e multiplexadores associados a atenuadores ópticos variáveis. No entanto, os VOAs são substituídos por deslocadores de fase que, associados a um interferômetro de Mach-Zehnder, configuram o perfil de atenuação desejado. Com isto, o sistema de equalização torna-se compacto, mais flexível e com baixa perda de inserção. A Fig. 3.8 ilustra o circuito óptico integrado utilizado neste método de equalização.

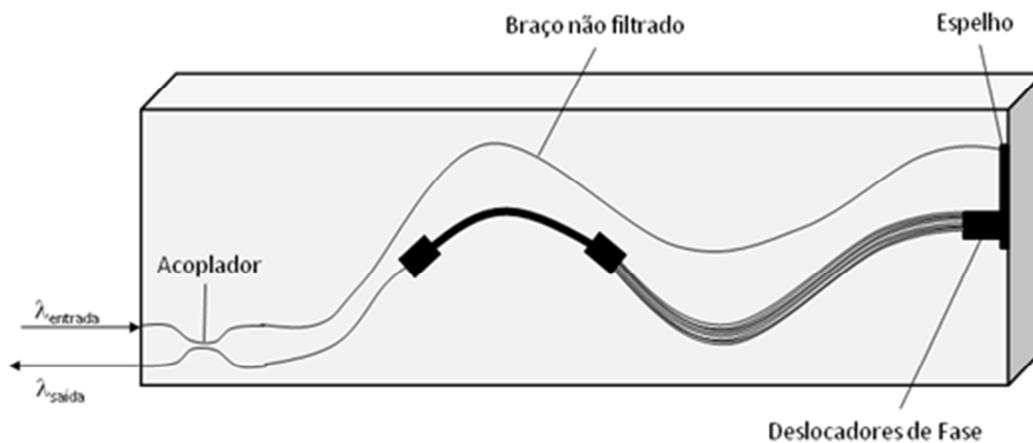


Fig. 3.8: Esquemático do circuito óptico integrado com interferômetro de Mach-Zehnder que é utilizado para equalização dinâmica de ganho .

O sinal WDM entra no circuito óptico é igualmente dividido em dois caminhos no guia de onda. O caminho superior leva parte da potência óptica do sinal diretamente para o lado direito do dispositivo, sem que experimente nenhum tipo de filtragem, e onde este será refletido por um espelho dielétrico localizado em uma face polida, retornando ao acoplador de entrada. O sinal WDM do caminho inferior é demultiplexado, de maneira a separar o espectro de amplificação em bandas de comprimento de onda menores, geralmente espaçadas em 1,6 nm. Isto significa que o demultiplexador separa o sinal óptico em 22 comprimentos de onda, separados por 1,6 nm (200 GHz), cobrindo, assim, o espectro de amplificação do EDFA ($22 \times 1,6 \text{ nm} \approx 35 \text{ nm}$) [31]-[32]. Estes 22 comprimentos de onda são deslocados em fase, geralmente por um deslocador termo-óptico de fase, antes de serem multiplexados novamente e redirecionados ao acoplador. O mesmo acoplador usado para separar o sinal óptico em potências iguais também é usado para recombinar ambos os sinais na saída do guia de onda, de modo que a interferência entre os dois sinais

provenientes de caminhos diferentes determine o espectro de transmissão de cada comprimento de onda. Assim, aplicando-se a tensão correta nos deslocadores termo-ópticos de fase, o dispositivo ajusta individualmente os níveis de potência para cada banda de comprimento de onda, de modo a prover a equalização ao espectro de ganho do amplificador [33].

Para a correta atuação no dispositivo, é necessário um sistema de realimentação, como o mostrado na Fig. 3.9. O sinal WDM, primeiramente, é amplificado por um EDFA, passando, em seguida, pelo dispositivo de equalização. Na saída do dispositivo, parte da potência é amostrada ($\approx 5\%$) e encaminhada para um analisador de espectro óptico (OSA – *optical spectrum analyzer*). O OSA converte o sinal óptico em um sinal elétrico digital e o envia para uma unidade de processamento, que, por sua vez, calcula os valores das tensões que serão aplicados aos deslocadores termo-ópticos de fase. O aquecimento gerado pelos deslocadores de fase expande o guia de onda e aumenta seu índice de refração, o que, conseqüentemente, modifica o comprimento real e efetivo do caminho percorrido pela luz e muda o padrão de interferência na saída. A cada iteração dos cálculos das tensões na unidade de processamento, o espectro torna-se mais plano.

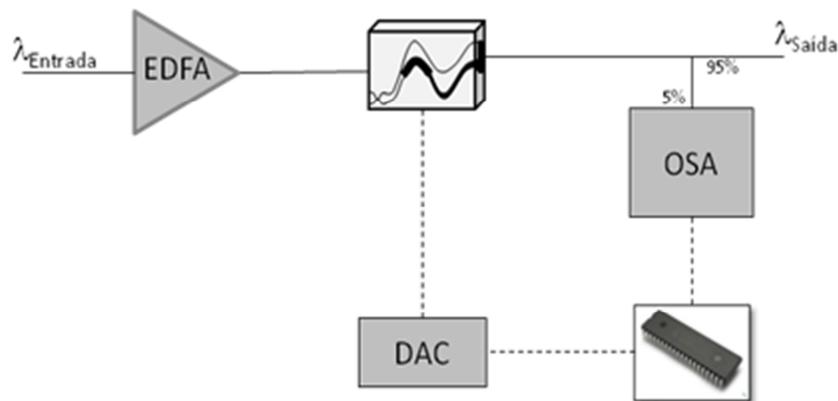


Fig. 3.9: Sistema realimentado para atuação no filtro de equalização dinâmica baseado em um circuito óptico integrado.

Esta técnica de equalização dinâmica de ganho possui desempenho satisfatório, podendo alcançar um *ripple* de até ± 1 dB em 35 nm [33]. No entanto, existem algumas dificuldades para operação deste dispositivo:

- Por utilizar deslocadores termo-ópticos de fase, o tempo de atuação é lento, devido à própria dinâmica da temperatura; assim, são necessários alguns décimos de segundo para estabilização completa do espectro, sem levar em consideração o tempo de varredura do OSA;
- Por utilizar um analisador de espectro óptico para monitoração do espectro e realização da malha de realimentação, este sistema de equalização torna-se de alto custo;
- É necessário também um sistema de controle da temperatura onde o dispositivo está inserido, pois alteração na temperatura do ambiente provoca alterações na fase, devido ao fato dos deslocadores de fase serem termo-ópticos.

Verifica-se que, quanto menor o espaçamento de comprimento de onda na saída do demultiplexador, mais suave será o seu espectro de atuação, evitando, assim, degraus no espectro. Entretanto, na fabricação de circuitos ópticos integrados, quanto maior o número de saídas do demultiplexador, maior será a complexidade do circuito e, conseqüentemente, mais elevado será o seu custo.

3.3.4 Equalizador Dinâmico de Ganho Utilizando Filtro Acusto-Óptico

O índice de refração de um meio óptico pode ser alterado na presença do som. Este efeito é chamado de efeito opto-acústico. Alguns dispositivos ópticos utilizam esta tecnologia, tais como moduladores, chaves ópticas, filtros isoladores e deslocadores de fase, dentre outros. Uma onda acústica cria uma perturbação no índice de refração na forma de uma onda e, como as frequências ópticas são muito maiores do que frequências acústicas, as variações no índice de refração do meio são muito mais lentas em comparação às do sinal óptico. Assim, no caso de filtros, sua resposta espectral pode ser modificada (sintonizada) de acordo com a onda acústica aplicada ao material [34]. Os filtros opto-acústicos arranjados em cascata podem prover um perfil de transmissão suave e sintonizável, capaz de equalizar a não-uniformidade de ganho imposta pelo EDFA.

Seok *et al.* [35] demonstrou o uso de filtros opto-acústico sintonizáveis em equalizadores dinâmicos de ganho. Este filtro é utilizado em conjunto com um EDFA de dois estágios de

amplificação, onde o filtro encontra-se entre os dois estágios, de maneira a minimizar sua perda de inserção. Assim, um laço de realimentação ajusta automaticamente o perfil do filtro e a potência de bombeio. O ajuste da potência do laser de bombeio, além de controlar o ganho, é realizado para compensar a perda de inserção do filtro, pois para cada ponto de operação do amplificador existe um diferente perfil de ganho e, conseqüentemente, o filtro possui diferentes perdas de inserção.

A Fig. 3.10 ilustra a configuração realimentada para atuação no filtro opto-acústico (AOTF – *all-fiber acoustooptic tunable filter*). Neste esquema, parte do sinal óptico WDM de saída é realimentado através de um analisador de espectro óptico (OSA), cuja função é repassar a informação espectral à unidade de processamento (UP). Em seguida, a unidade de processamento atua nos lasers de bombeio, bem como no filtro opto-acústico, de modo a controlar o ganho do amplificador e manter o seu espectro de saída plano. Neste caso, a atuação no filtro é realizada através de um sinal de rádio-frequência (RF) para que a onda acústica seja gerada e ocorra o desencadeamento do efeito opto-acústico, o qual modifica o perfil de transmissão do filtro. Esta onda acústica, geralmente, é gerada por um transdutor piezelétrico e lançada em uma fibra monomodo e, de acordo com as frequências lançadas, a resposta espectral do filtro é modificada.

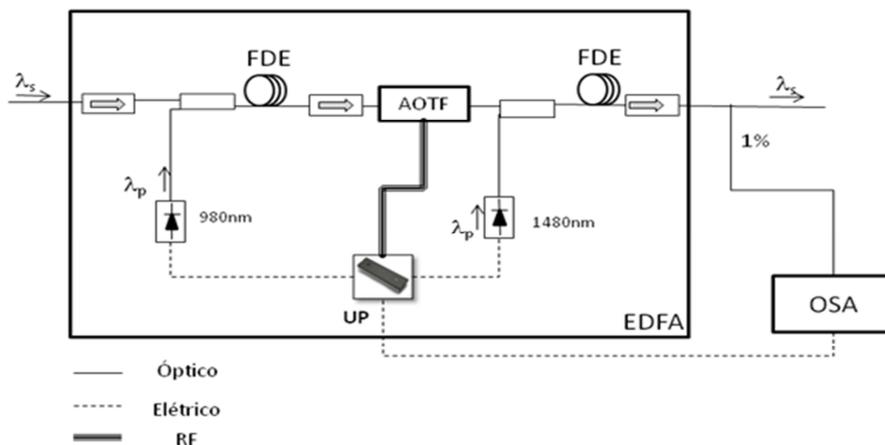


Fig. 3.10: Configuração para atuação no filtro sintonizável opto-acústico baseada em [35].

Esta técnica de equalização tem como grande vantagem o tempo de sintoniza do filtro, que é em torno de 100 μ s, para se alcançar um *ripple* de $\pm 0,8$ dB. Apesar dos bons resultados obtidos por esta técnica, o seu custo é elevado, pois o circuito integrado fabricado para atuação no filtro é

bastante complexo por envolver sinais em RF. Neste caso, quanto maior o número de sinais de RF aplicados, mais fiel será o perfil de transmissão do filtro em relação ao perfil desejado. Este tipo de filtro apresenta uma independência a variações de temperatura, o que representa uma das características desejadas.

3.3.5 Equalizador Dinâmico de Ganho Utilizando LPFG

Filtros baseados em LPFG (*Long-Period Fiber Grating*) são comumente utilizados para a fabricação de filtros equalizadores de ganho estático. Entretanto, este tipo de filtro também pode ser aplicado a equalizadores dinâmicos de ganho. Esta característica é obtida através da adição de um grau de liberdade ao sistema, em que o filtro deixa de ser um elemento passivo e passa a ser ativo. Como visto na Seção 2.3.3, este tipo de filtro é baseado na variação do índice de refração da fibra (birrefringência); assim, geralmente, este grau de liberdade é realizado através da variação desta birrefringência, e é alcançado pelo aquecimento da fibra. Grades a fibra do tipo *long-period* acopla o modo fundamental do núcleo a vários modos co-propagantes do revestimento da fibra, com isso, torna-se um elemento de perda dependente do comprimento de onda, caracterizando assim o processo de filtragem, e, para se obter uma melhor resposta espectral, vários LPFGs são concatenados.

Jun *et al.* [36] mostrou que o uso de filtros LPFGs concatenados pode ser usado como equalizador dinâmico de ganho aplicados a EDFAs. Concatenou-se vários LPFGs, nos quais foram separados dois conjuntos, e em cada um dos conjuntos foram projetados diferentes modos de revestimento, de maneira que o espectro de atuação do filtro contemplasse uma faixa de 1500-1650 nm. Bobinas aquecedoras foram colocadas ao redor da fibra, tornando o dispositivo um elemento ativo capaz de sintonizar a sua resposta espectral; assim, o acoplamento entre os modos do núcleo e do revestimento (elemento de perda dependente do comprimento de onda) passa a ser função da mudança térmica nos aquecedores [36].

A Fig. 3.11 ilustra a estrutura de um equalizador dinâmico de ganho aplicado a EDFAs usando filtros LPFG. Uma amostra do sinal de saída é enviada a um analisador de espectro óptico, que por sua vez encaminha o espectro de ganho do amplificador para uma unidade de

processamento responsável pela atuação nas bobinas aquecedoras, mantendo assim uma distribuição de temperatura adequada na fibra de acordo com o ponto de operação do amplificador, alcançando assim a equalização da saída. Para evitar acúmulo de calor em pontos indesejados, um ventilador deve ser colocado acima das bobinas. Como esta técnica utiliza bobinas aquecedoras como meio de atuação, a sua dinâmica torna-se bastante lenta, até que haja uma estabilização da resposta espectral do filtro capaz de manter a uniformidade de ganho dos canais. Devido a este mesmo fato, a dependência do dispositivo frente a variações da temperatura do ambiente em que se encontra é bastante significativa.

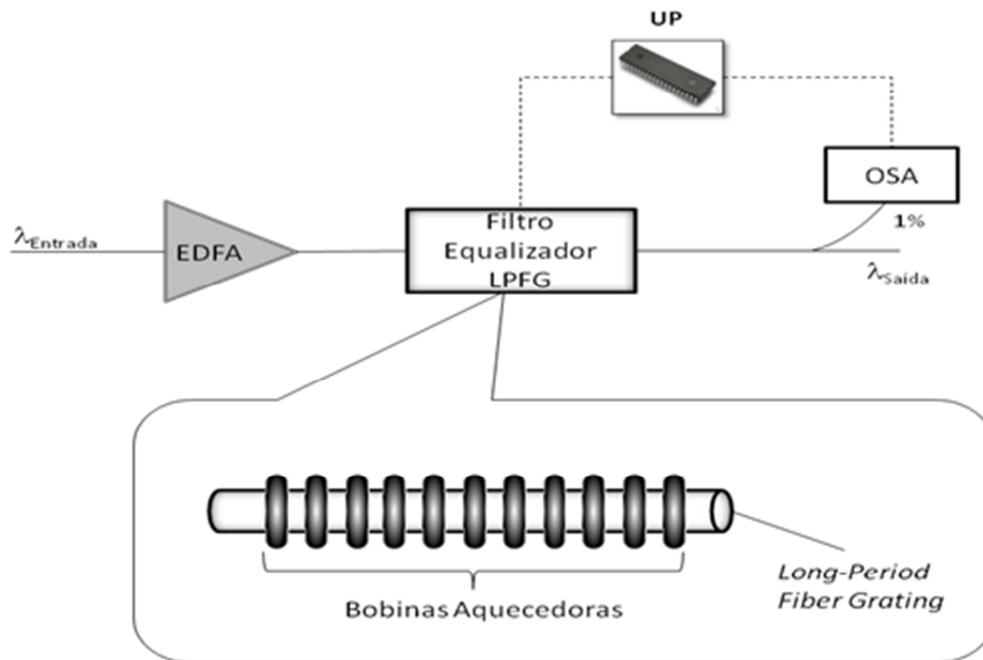


Fig. 3.11: Estrutura proposta para equalização dinâmica de ganho usando LPFG [36].

3.3.6 Proposta de Equalizador Dinâmico de Ganho Baseado em Filtros Opto-Cerâmicos Senoidais

A concepção básica do sistema aqui proposto é baseada na teoria desenvolvida por Joseph Fourier, que demonstrou que qualquer sinal ou função periódica pode ser decomposto em uma soma simples de funções oscilantes, chamadas de senos e cossenos, ou exponenciais complexas. Esta soma é conhecida como Série de Fourier. Uma extensão desta teoria diz que a representação

de sinais aperiódicos através da soma de funções oscilantes também é possível. No entanto, para que esta representação seja perfeita, seriam necessários infinitos termos da série de Fourier. Entretanto, na maioria dos casos, não é necessário existir uma reprodução perfeita do sinal, mas sim uma aproximação deste. Isto pode ser alcançado com um número finito de termos da série, de maneira que o resíduo não seja significativo. Quanto mais suave for o sinal ou a função que se deseja representar, ou seja, sinais sem mudanças abruptas no comportamento/tendência, menor será o número de termos necessários para sua representação com um erro mínimo e sem o comprometimento da qualidade. Assim, uma relação custo-benefício deve ser considerada, pois, quanto maior o número de termos, melhor será a representação da função. Em contrapartida, maior serão a complexidade e o custo [37].

Como o perfil de ganho do EDFA é uma curva suave, sem mudanças bruscas de tendências, pode-se representá-la com um número reduzido de termos na série de Fourier. Mais precisamente, após estudo realizado, constatou-se que apenas cinco termos da série são suficientes para a representação da curva de ganho do amplificador com um erro tolerável. É tomada como base a curva de ganho do EDFA, pois um filtro equalizador de ganho necessita de um perfil “contrário” para que possa ser realizada a compensação da diferença de potência na saída do amplificador.

Assim, com base na teoria mencionada, usando filtros ópticos com resposta espectral senoidal, em que seja possível modificar os valores de amplitude e fase das senóides, é possível construir um equalizador dinâmico de ganho aplicado a EDFAs. Logo, este é o princípio básico do sistema de equalização original proposto neste trabalho. O principal elemento de atuação do sistema de equalização dinâmico proposto é um filtro óptico constituído por um material optocerâmico que, através do efeito eletro-óptico, têm suas propriedades ópticas modificadas (índice de refração) e, conseqüentemente, sua resposta espectral. O material cerâmico do qual o filtro é composto, de fórmula química $\text{Pb}_{0,91}\text{La}_{0,9}(\text{Zr}_{0,65}\text{Ti}_{0,35})_{0,9775}\text{O}_3$, possui uma função de transmissão senoidal com fase e amplitude sintonizáveis. Esta é uma tecnologia promissora, pois este material foi concebido para ser transparente à luz com comprimento de onda entre 0,5 e 7 μm , faixa suficiente para cobrir o espectro de ganho do amplificador. Este material possui independência com relação à polarização da luz que o atravessa e tempo de resposta curto ($< 100 \mu\text{s}$), características desejadas em filtros ópticos sintonizáveis. Uma desvantagem deste tipo de material é a forte dependência da sua resposta espectral com a temperatura.

A seguir, apresenta-se uma tabela comparativa entre os métodos de equalização dinâmicos apresentados neste capítulo, classificando diferentes características de desempenho de acordo com alto, médio ou baixo. Da Tab. 3.1, percebe-se que a tecnologia opto-cerâmica é a mais vantajosa em relação às demais, apresentando, como única desvantagem, a dependência de temperatura da sua resposta espectral. Entretanto, esta deficiência pode ser resolvida utilizando elementos externos para controle da temperatura, ou através da inclusão deste efeito no modelo da função de transferência do filtro. No capítulo seguinte, ambas as soluções serão mais detalhadas, bem como o princípio de funcionamento do filtro e seu equacionamento.

Tab. 3.1: Tabela comparativa entre as tecnologias de equalização dinâmica apresentadas.

	Complexidade de hardware	Tempo de Resposta	Flexibilidade	Planicidade	Custo	Dependência de Temperatura
MUX/DEMUX +VOA	Média	Baixo	Baixa	Média	Alto	Baixa
EDFA duplo estágio + GFF	Média	Baixo	Média	Média	Médio	Baixa
Circuito Óptico + Mach-Zehnder	Alta	Alto	Média	Alta	Médio	Baixa
Filtro Opto-Acústico	Alta	Baixo	Média	Média	Alto	Baixa
Filtro LPFG	Média	Alto	Média	Alta	Alto	Média
Filtro Opto-Cerâmico	Baixa	Baixo	Alta	Alta	Baixo	Alta

Capítulo 4

Caracterização e Projeto Experimental do Sistema de Equalização

Como citado anteriormente, a não-uniformidade do espectro de ganho do amplificador a fibra dopada com érbio é um fator crítico no projeto dos sistemas ópticos. No capítulo anterior, foram apresentadas algumas técnicas de equalização de ganho tanto estáticas quanto dinâmicas, bem como suas vantagens, desvantagens e aplicabilidade. Neste capítulo será descrito todo o princípio de funcionamento do sistema de equalização proposto, o qual é baseado na tecnologia opto-cerâmica. Será descrita a idéia básica de funcionamento do filtro, que por meio do efeito eletro-óptico é capaz de modificar sua resposta espectral; em seguida, todo o equacionamento, caracterização e projeto experimental é contemplado.

4.1 Princípio de Funcionamento do Filtro Opto-Cerâmico Proposto

Com base na teoria de Fourier apresentada na Seção 3.3.6, o equalizador dinâmico de ganho proposto é baseado no cascadeamento de cinco filtros opto-cerâmicos senoidais, dos quais as amplitudes e as fases são individualmente sintonizáveis através da aplicação de tensão a seus terminais.

A construção destes filtros opto-cerâmicos senoidais é baseada no retardador de fase eletro-óptico apresentado na Seção 2.3.4.1. Com dois deslocadores (retardadores) de fase corretamente alocados, é possível obter um filtro óptico senoidal de amplitude e fase sintonizáveis. A Fig. 4.1 ilustra o esquemático da construção deste filtro, que faz uso de dois retardadores/moduladores de fase eletro-ópticos. Inicialmente, o sinal óptico WDM (I_i) passa por um modulador de fase que tem como função modificar a fase do sinal. Esta atuação é realizada por meio da tensão V_{fase} . Em

seguida, o sinal resultante passa pelo modulador de intensidade, concebido a partir de um modulador de fase, como ilustrado na Seção 2.3.4.1, que controla a amplitude do sinal óptico através da tensão $V_{\text{amplitude}}$. Assim o sinal óptico de saída (I_o) difere do de entrada de acordo com a amplitude e fase ajustada no filtro, obtendo-se, assim, a resposta senoidal desejada. Outro fator que faria a resposta senoidal do filtro ser totalmente ajustável seria o controle de sua periodicidade; entretanto, em elementos eletro-ópticos este é um fator intrínseco à construção do dispositivo, não sendo possível o controle deste grau de liberdade. Assim, a periodicidade deve ser previamente ajustada na fase de construção do dispositivo.

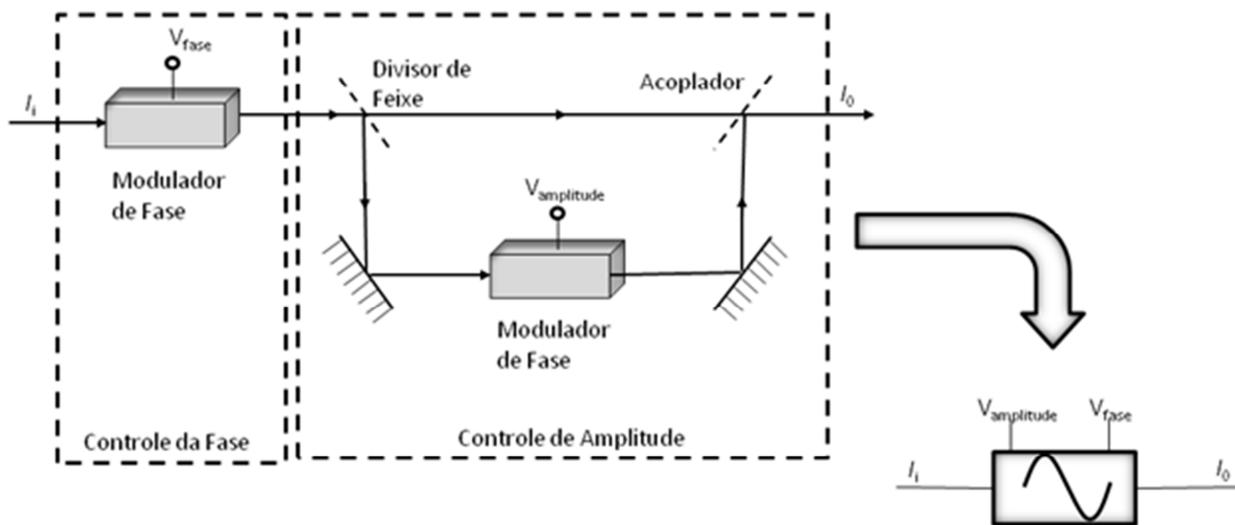


Fig. 4.1: Diagrama esquemático de um filtro opto-cerâmico de resposta senoidal sintonizável.

Considerando filtros ópticos com resposta espectral senoidal, é possível uma disposição dos mesmos em série de forma a se obter um determinado espectro desejado. A Fig. 4.2 ilustra a modificação da função de transmissão do filtro senoidal frente às variações das tensões de amplitude (V_{amp}) e de fase (V_{fase}). No caso do sistema proposto, cinco filtros com este comportamento são justapostos de maneira a representar uma resposta espectral desejada. Deve-se alertar para o fato da resposta espectral do filtro não possuir um formato senoidal perfeito na Fig. 4.2, por se estar utilizando uma escala logarítmica.

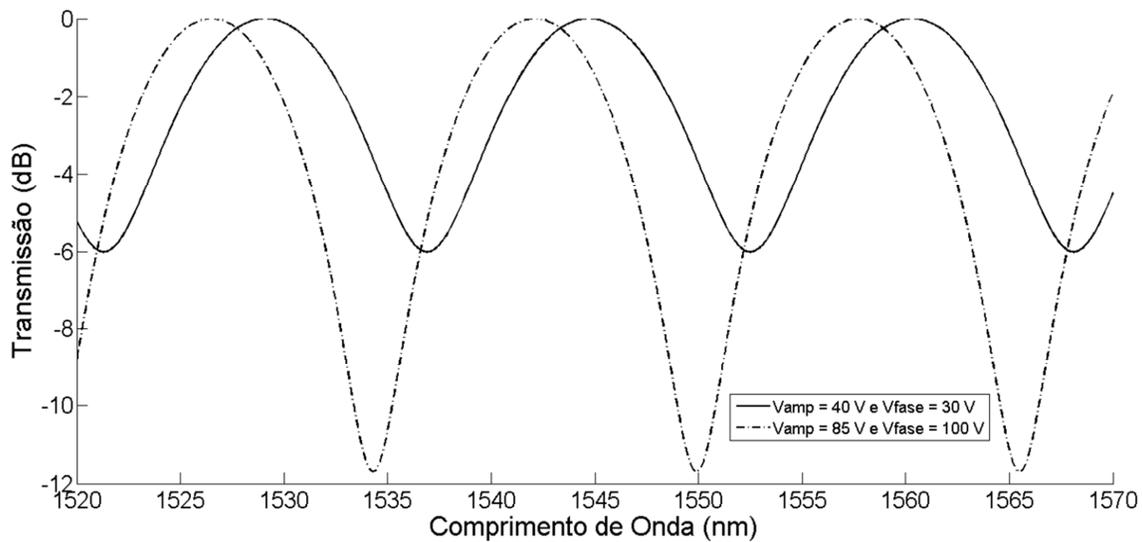


Fig. 4.2: Resposta espectral de um filtro opto-cerâmico senoidal para diferentes valores de tensões aplicadas.

Como mencionado anteriormente, esta tecnologia de filtros possui dependência em sua resposta espectral frente a variações de temperatura. Isto se torna um fator crítico na operação do dispositivo, pois quando empregado em diferentes ambientes, o sistema pode deixar de exercer a sua função como equalizador e acabar por degradar ainda mais o desempenho do sistema. A dependência de temperatura é própria do material eletro-óptico e é traduzida através da dependência do seu coeficiente eletro-óptico (coeficiente Kerr) com a temperatura [38]. Este coeficiente quantifica o comportamento do índice de refração do material frente a variações do campo elétrico.

A Fig. 4.3 mostra a variação do coeficiente de Kerr do material opto-cerâmico utilizado na fabricação dos filtros senoidais, $\text{Pb}_{0,91}\text{La}_{0,9}(\text{Zr}_{0,65}\text{Ti}_{0,35})_{0,9775}\text{O}_3$. Notar que, à medida que a temperatura aumenta, o coeficiente diminui. Isto significa que, para se obter uma mesma resposta espectral do filtro, face ao aumento de temperatura, é necessário aumentar o valor da tensão aplicada ao filtro. Para minimizar a influência da temperatura na resposta espectral do filtro, inicialmente, projetou-se o controle da temperatura do dispositivo via hardware, através do uso de um circuito controlador de temperatura em conjunto com um dispositivo peltier. Este dispositivo realiza trocas de calor com um dissipador (efeito Peltier), de maneira que a face em contato com o filtro seja resfriada ou aquecida de acordo com a corrente elétrica aplicada pelo circuito de controle. Assim, assume-se que o filtro opera com temperatura constante e controlada, de forma

que, durante um primeiro equacionamento do comportamento do filtro, o efeito da temperatura pôde ser desprezado.

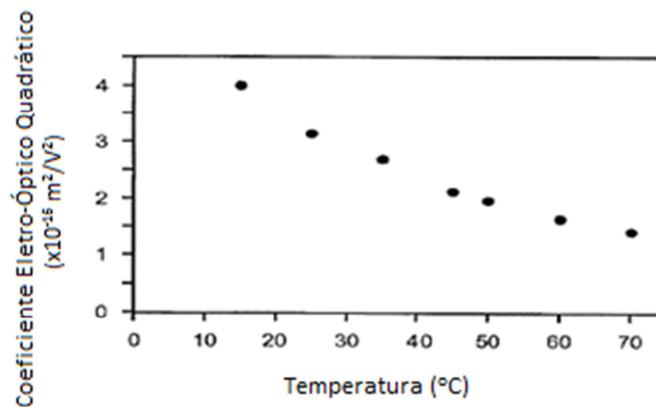


Fig. 4.3: Variação do coeficiente eletro-óptico quadrático em 1550 nm do material opto-cerâmico utilizado com a temperatura [26].

Paralelamente ao desenvolvimento desse trabalho, Jun Ji *et al.* [39] modelou a influência da temperatura na função de transferência de um dispositivo opto-cerâmico com resposta espectral semelhante à utilizada em cada um dos estágios da solução aqui proposta. Estendeu-se este resultado para a cascata de cinco filtros opto-cerâmicos senoidais, de modo que, posteriormente, o circuito controlador de temperatura foi deixado de lado, e o efeito da temperatura levado em consideração diretamente no seu equacionamento. Assim, a compensação da variação de temperatura na função de transmissão do filtro é realizada através da modificação das tensões aplicadas ao filtro. Estas duas abordagens, sequenciadas cronologicamente ao longo do trabalho, serão detalhadas na seção seguinte, bem como todos os elementos periféricos necessários para atuação no filtro.

4.2 Equacionamento e Caracterização do Filtro Opto-Cerâmico

O sistema de equalização dinâmica de ganho proposto é composto por cinco filtros ópticos com respostas espectrais senoidais, como mencionado na análise anterior. Cada um desses filtros alinhados compõe um estágio de filtragem e, após estudo realizado, identificou-se que cinco estágios são suficientes para compensar a não-uniformidade de ganho imposta pelo amplificador.

A Fig. 4.4 ilustra esta comparação para o caso em que são empregados 4, 5 e 6 estágios de filtragem. Nos gráficos, a linha contínua representa o perfil do filtro ideal, e os pontos representam o perfil obtido de acordo com o número de estágios. Notar que a diferença entre a resposta espectral quando se tem 5 ou 6 estágios e a real é pequena, significando que o sexto estágio é irrelevante. Em compensação, quando se reduz o número de estágios para 4, o erro em relação ao perfil ideal torna-se significativo. Quantitativamente, a precisão pode ser obtida pelo fator R-quadrático, dado por $R^2 = 1 - S_{erro}/S_{total}$, em que $S_{total} = \sum_i (y_i - \bar{y})^2$ e $S_{erro} = \sum_i (y_i - f_i)^2$, y_i é o conjunto de pontos obtidos, \bar{y} é a média aritmética dos pontos obtidos e f_i é o valor da função ideal. Os respectivos valores desta figura de mérito são mostrados nos gráficos.

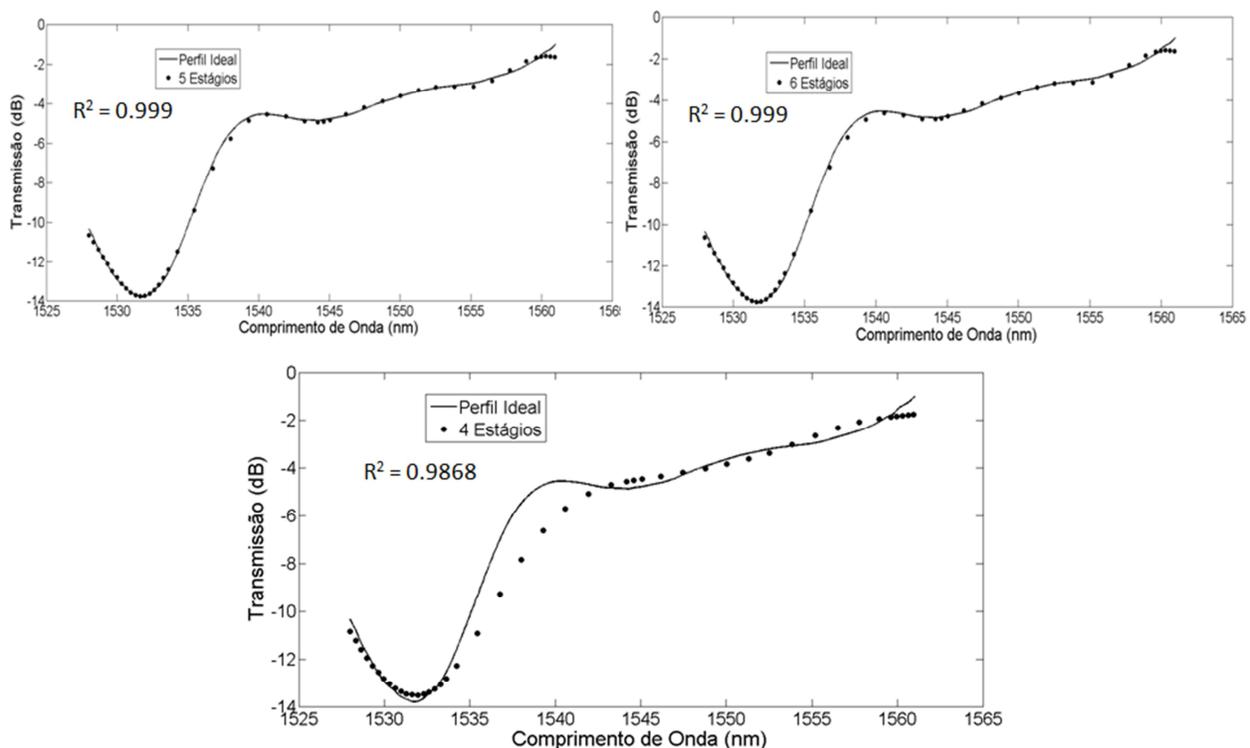


Fig. 4.4: Comparativo da quantidade de estágios na qualidade do filtro.

No levantamento da quantidade de estágios necessários para reprodução do perfil inverso de ganho do amplificador, devem-se levar em consideração vários perfis de ganho do EDFA, produzidos por diferentes pontos de operação relativos à potência de entrada do amplificador e potência de bombeio, de modo que a escolha seja satisfatória para todas as situações. Como

mencionado anteriormente, a periodicidade (FSR) de cada um dos filtros senoidais não é ajustável, de maneira que cada filtro possui apenas dois graus de liberdade para o controle dinâmico do perfil de ganho, ou seja, sua amplitude e sua fase, totalizando, assim, dez variáveis ao se computarem os cinco estágios. Com base nisto, os valores da FSR devem ser previamente projetados. Assim, seguindo-se procedimento semelhante ao da verificação do número de estágios, realizou-se uma análise para determinar os valores de FSR que melhor satisfazem as diferentes situações de operação do amplificador. A Tab. 4.1 mostra os valores selecionados de FSRs para cada um dos estágios de filtragem. Ao final do processo de projeto da quantidade de estágios do filtro e a periodicidade da cada um dos estágios, obtêm-se uma cascata de cinco filtros ópticos senoidais, como ilustrado na Fig. 4.5. Note que cada um dos estágios possui dois terminais para atuação através da aplicação de tensão, um é responsável pelo ajuste da amplitude e o outro pelo ajuste da fase.

Tab. 4.1: FSR dos filtros senoidais utilizados.

Estágio	1	2	3	4	5
FSR (nm)	48	24	16	12	9,6

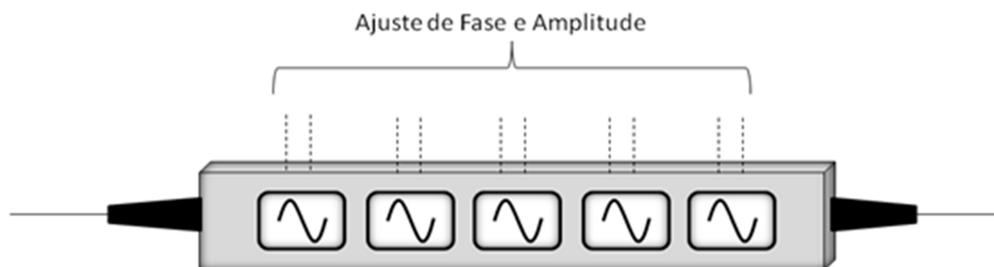


Fig. 4.5: Diagrama do filtro de equalização dinâmica de ganho baseado na integração de cinco estágios de filtragem senoidal.

4.2.1 Caracterização do Filtro sem Modelagem da Temperatura

O filtro óptico que compõe parte do sistema dinâmico de equalização proposto é baseado na superposição de cinco perfis de atenuação suave, representando uma soma de funções senoidais

$S(\omega, \theta, \varphi, \varpi)$ para cada um dos filtros. Matematicamente, a resposta do filtro, composta no domínio da frequência, em escala logarítmica e sem levar em consideração a temperatura, é expressa por:

$$H(\omega) = 10 * \log_{10} \sum_{i=1}^5 S(\omega, \theta_i, \varphi_i, \varpi_i) \quad (4.1)$$

em que ϖ_i é o valor do i -ésimo FSR (Tab. 4.1), θ_i e φ_i são as variáveis de controle de cada um dos estágios e estão relacionadas à fase e amplitude do i -ésimo filtro que compõe a cascata, respectivamente. Como observado anteriormente, o perfil de ganho do amplificador é diretamente influenciado por dois parâmetros, a potência de entrada e potência do laser de bombeio. Em uma operação prática do EDFA, a variação da potência de entrada pode ser representada pela modificação da quantidade de canais que ingressam no amplificador, ou a variação da perda ao longo da transmissão; já a variação da potência do laser de bombeio é refletida diretamente no valor do ganho para amplificadores com controle automático de ganho eletrônico, de maneira que, quanto maior o valor do ganho do EDFA, maior será a potência de bombeio necessária para uma mesma potência de entrada. Assim, os parâmetros de (4.1), mais especificamente θ_i e φ_i , são escolhidos, dentre as várias possibilidades, de modo a ajustar o perfil do filtro o mais próximo possível daquele desejado. A equação que representa a resposta senoidal de cada um dos estágios (S), substituindo-se a frequência ω por comprimento de onda λ , é dada por:

$$S(\lambda, \theta, \varphi, \varpi) = 1 - \frac{1}{2} \sin^2(\varphi) \left[1 + \cos \left(\theta + 2\pi \frac{\lambda - \lambda_c - 0,5\varpi}{\varpi} \right) \right] \quad (4.2)$$

Adicionalmente, foram introduzidos dois novos parâmetros em relação aos de (1.1), com λ representando o comprimento de onda ao longo do espectro (variável independente) e λ_c o comprimento de onda central do estágio de filtragem. Este comprimento de onda central é o valor de comprimento de onda médio entre dois vales adjacentes, como ilustrado pela Fig. 4.6 (a). Esta função representa uma função senoidal com um nível de excursão de amplitude controlado por φ , de maneira que, quando φ é igual a zero, S assume o valor unitário para toda a faixa de comprimento de onda. Isto significa que o sinal da entrada é igual ao da saída. A fase é controlada por θ . A Fig. 4.6(a) mostra a função de transferência de um dos estágios do filtro em escala linear, para evidenciar seu comportamento senoidal, bem como o controle de sua excursão de amplitude. A Fig. 4.6 (b) ilustra a estrutura interna de um dos estágios de filtragem, que

consiste em um par de colimadores usados para direcionar o feixe de luz, e elementos de sintonia de fase e de amplitude.

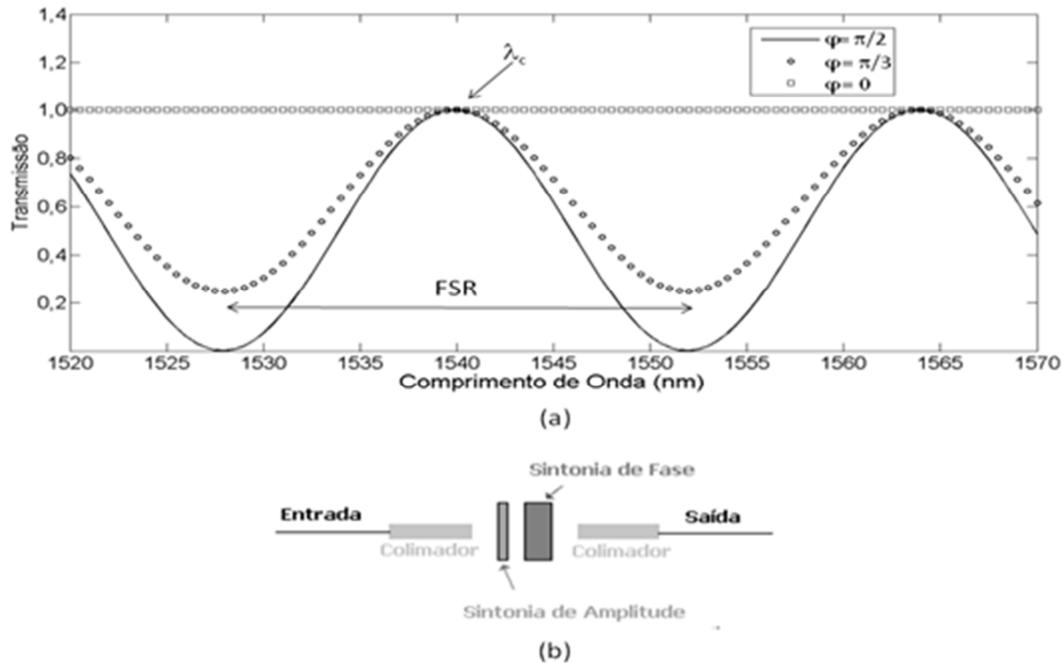


Fig. 4.6 (a) Função de transmissão em escala linear e (b) estrutura interna de cada estágio do filtro.

4.2.1.1 Hardware para Atuação no Filtro

A primeira abordagem de filtragem dinâmica desconsiderou o efeito da temperatura na resposta espectral do filtro. Para que esta suposição pudesse ser válida, foi necessário um hardware específico para manter a temperatura de operação do filtro constante. Para tanto, empregou-se um dispositivo *peltier* para conservar a temperatura do dispositivo igualmente distribuída e estável frente a variações de temperatura do ambiente.

Por se tratar de um material eletro-óptico, a atuação no dispositivo é realizada através da aplicação de tensão. A tecnologia opto-cerâmica requer altos valores de tensão para o ajuste da resposta do filtro, tipicamente entre 0 e 350 V. Portanto, é necessário um circuito elevador de tensão capaz de elevar tensões entre 0 a 5 volts (saída dos conversores digital-analógico) para

altos patamares. Este circuito elevador de tensão também é conhecido como *driver* de tensão. A Fig. 4.7 ilustra um macro diagrama de todo o *hardware* necessário para atuação no filtro.

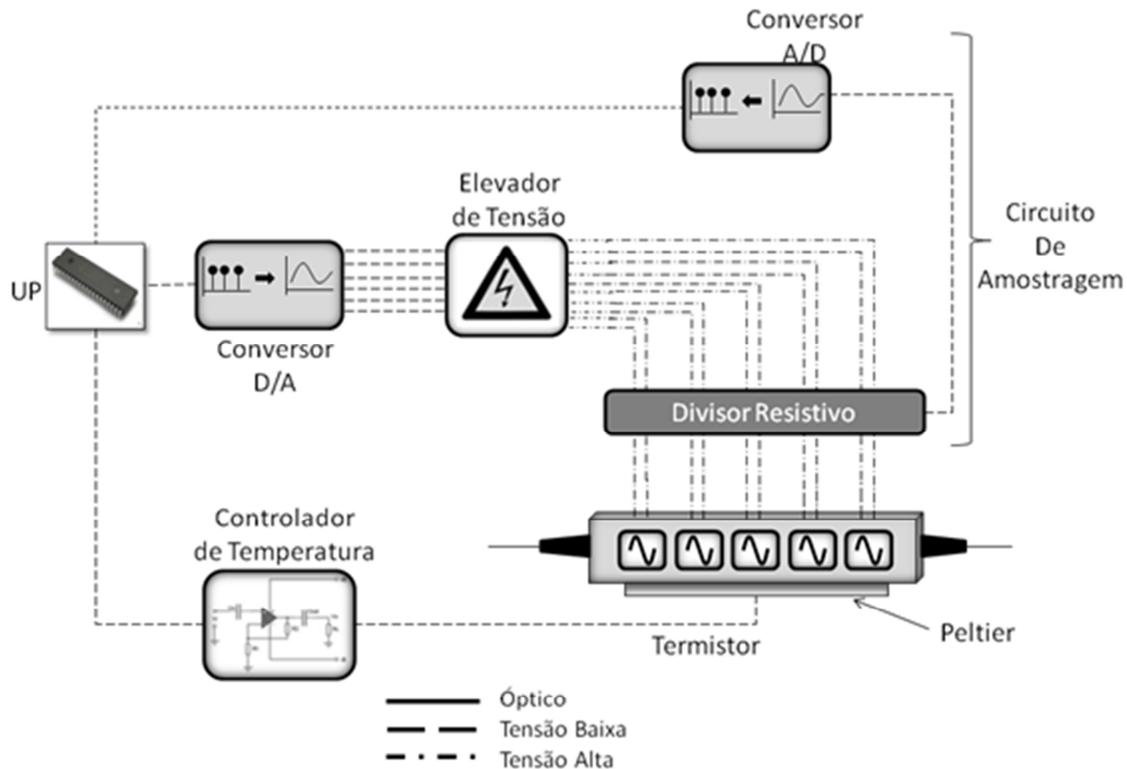


Fig. 4.7: Diagrama de blocos do hardware necessário para atuação no filtro.

A unidade de processamento (UP) é responsável pela inteligência do sistema e tem como principal função calcular as tensões adequadas a serem enviadas ao filtro, de acordo com o ponto de operação do amplificador. O processo de determinação dos valores das tensões será detalhado na Seção 4.3. De acordo com a tensão, a unidade de processamento a converte, internamente, em uma escala de 0 a 5 volts, que é enviada a um conversor digital-analógico (D/A) através de uma interface de comunicação serial conhecida como *SPI* (*serial peripheral interface*). Este conversor é responsável por aplicar, na entrada do *driver*, a tensão calculada pela unidade de processamento. No elevador de tensão, o circuito escala o sinal resultante para valores adequados na faixa de 0 a 350 V que são aplicados ao filtro. Existe uma malha de realimentação através do circuito de amostragem, que envia uma amostra da tensão efetivamente aplicada ao filtro, de modo que a unidade de processamento ajuste, dinamicamente, o valor da tensão para garantir que o valor aplicado seja exatamente igual ao calculado. O circuito de amostragem é

composto, basicamente, por um divisor resistivo, de onde cerca de 1% do valor da tensão aplicada ao filtro é direcionado à entrada do conversor analógico-digital (A/D) ligado à UP.

Por fim existe um circuito controlador de temperatura, capaz de manter a temperatura do dispositivo praticamente constante para uma determinada faixa de variação da temperatura ambiente e, conseqüentemente, manter válida a omissão da variação da temperatura no equacionamento do filtro. Este circuito realiza a leitura da temperatura do filtro através de um termistor e, de acordo com o valor obtido, atua na corrente que alimenta o peltier de modo que o mesmo aqueça ou resfrie o dispositivo, buscando manter a temperatura fixa no valor de 25°C. Na verdade, não existe uma leitura real de temperatura, sendo que o circuito compara a tensão no termistor localizado no filtro a um valor de tensão de referência correspondente ao da temperatura de 25°C. Se há erro entre a referência e o valor da tensão no termistor, o circuito aplica mais ou menos corrente ao peltier. Este esquema de controle de temperatura tem suas limitações, já que, para grandes variações de temperatura, torna-se incapaz de compensar as variações de forma satisfatória. Observou-se experimentalmente que este sistema suporta uma faixa de variação de temperatura de, aproximadamente, $\pm 5^\circ\text{C}$.

Em (4.2), os parâmetros de atuação (θ_i e φ_i) são ângulos, em radianos. No entanto, a atuação no filtro é realizada através de tensão, por se tratar de um elemento eletro-óptico. Assim, foi necessário estabelecer uma relação entre os valores dos ângulos, em radianos, e o seus correspondentes em tensão. Para o levantamento desta relação entre radianos e tensão (volts), realizou-se um processo de mapeamento das grandezas em radianos que controlam fase e amplitude. Assim, ao final do processo de mapeamento de fase e de amplitude, foi possível estabelecer uma relação bem definida, através de uma equação polinomial, entre os ângulos de fase e amplitude, em radianos, e seus respectivos valores de tensão.

4.2.1.2 Mapeamento de Amplitude

Primeiramente, para realizar o mapeamento de amplitude, é necessário montar a configuração experimental ilustrada na Fig. 4.8. Vale ressaltar que a amplitude do filtro é representada espectralmente pelo vale da resposta espectral, como destacado na Fig. 4.8. O

EDFA, neste caso, é utilizado simplesmente como uma fonte de luz de banda larga para que seja possível realizar a caracterização do filtro do dispositivo. O dispositivo sob teste representa toda a estrutura de hardware apresentada na Fig. 4.7. Um analisador de espectro óptico (OSA – *optical spectrum analyzer*) é utilizado para capturar a resposta espectral de cada um dos estágios do filtro, e enviar essa informação ao computador responsável pelo tratamento dos dados, através de uma interface GPIB. Esta interface foi desenvolvida para realizar a comunicação entre equipamentos laboratoriais e, conseqüentemente, a automação de experimentos. Existe uma conexão entre o dispositivo sob teste e o computador através da interface serial RS-232, também conhecida como UART, na qual o computador envia o valor de tensão que deve ser aplicado ao filtro à unidade de processamento contida no dispositivo.

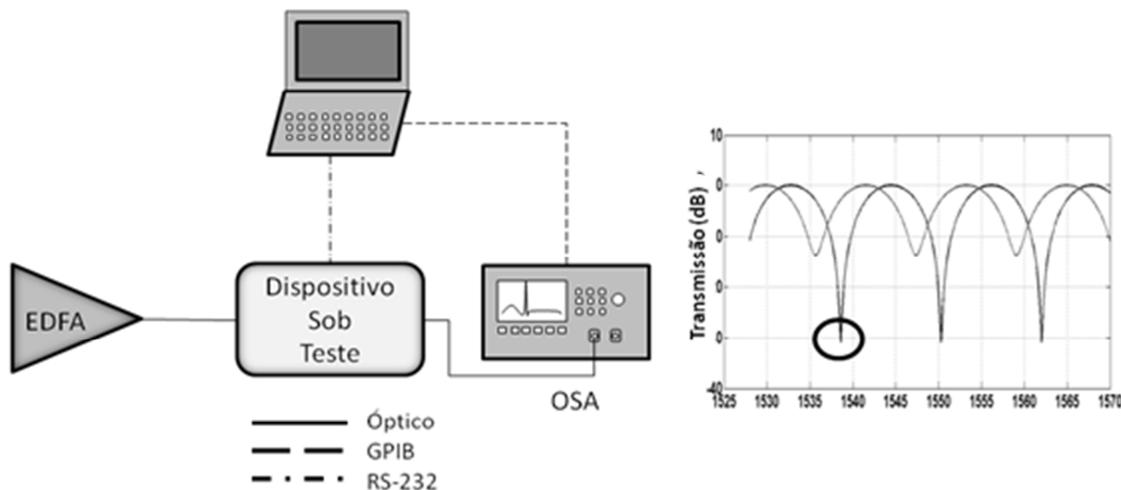


Fig. 4.8: Configuração experimental para caracterização de amplitude e fase.

O processo de mapeamento de amplitude é realizado para cada um dos cinco estágios do filtro e é baseado em (4.2). Quando anulada a tensão de fase, o valor de θ assume o valor zero. Assim, para um dado valor de tensão aplicado à variável de amplitude, com a resposta espectral provida pelo analisador de espectro, é possível calcular o valor de φ para esta determinada situação. Anulando-se as tensões de todos os estágios do filtro, exceto do estágio em que será realizado o mapeamento, a resposta espectral da cascata de filtros é representada apenas pela resposta do estágio em questão. Assim, pode-se reescrever (4.2) em função de φ , assumindo que o valor de θ é igual a zero:

$$\varphi = \sin^{-1} \sqrt{\left[\frac{2(1 - S(\lambda, 0, \varphi, \varpi))}{1 + \cos\left(2\pi \frac{\lambda - \lambda_c - 0,5\varpi}{\varpi}\right)} \right]} \quad (4.3)$$

Nesta equação, com a resposta espectral em mãos, todos os valores do lado direito da igualdade são conhecidos. O valor da FSR (ϖ) é constante para cada um dos estágios, λ_c também é determinado de acordo com a resposta espectral, $S(\lambda, \theta, \varphi, \varpi)$ é o valor da função de transmissão no ponto circulado na Fig. 4.8 e, por fim, λ é o comprimento de onda no ponto de mínimo (circulado) do espectro capturado pelo OSA. Dessa maneira é possível determinar o valor de φ , para uma dada tensão aplicada ao eletrodo correspondente ao controle de amplitude do estágio.

Assim, ao se variar a tensão de amplitude aplicada na faixa entre 0 e 350 V, com o passo de 1 V, por exemplo, e capturar o espectro do filtro para cada uma destas situações, é possível estabelecer uma relação entre o ângulo, em radianos, e o valor da tensão aplicada. A realização deste mapeamento foi totalmente automatizada através do programa MATLAB[®], de acordo com o fluxograma da Fig. 4.9.

Primeiramente, é realizada a inicialização dos equipamentos; em seguida, configura-se o EDFA para trabalhar no modo de bombeio fixo, para que opere apenas como uma fonte de luz de faixa larga. Depois, calcula-se o tamanho do laço de acordo com a faixa de tensão que será aplicada. Após isto, o processo de caracterização é iniciado, enviando a tensão de amplitude para um determinado estágio de filtragem. Então, realiza-se a captura do espectro, extraindo-se todos os parâmetros necessários para o cálculo de φ por (4.3). Este processo é repetido para cada valor de tensão aplicada, bem como para cada um dos cinco estágios de filtragem que compõe o dispositivo. Ao final do processo de mapeamento de amplitude, obtém-se uma curva que relaciona o ângulo φ , em radianos, ao seu respectivo valor de tensão aplicada ou de atenuação, como mostra a Fig. 4.10. Esta curva torna-se periódica à medida que o valor de tensão aplicada aumenta, pois o elemento de controle de amplitude, $\sin^2(\varphi)$ em (4.2), é uma função periódica. Então, esta curva de tendência começa a se repetir a partir de 105 volts. Notar que o pico negativo de amplitude da resposta espectral de um determinado estágio de filtragem é atingido quando φ assume o valor próximo a $\pi/2$, que é o ponto de mínimo da função que representa o filtro.

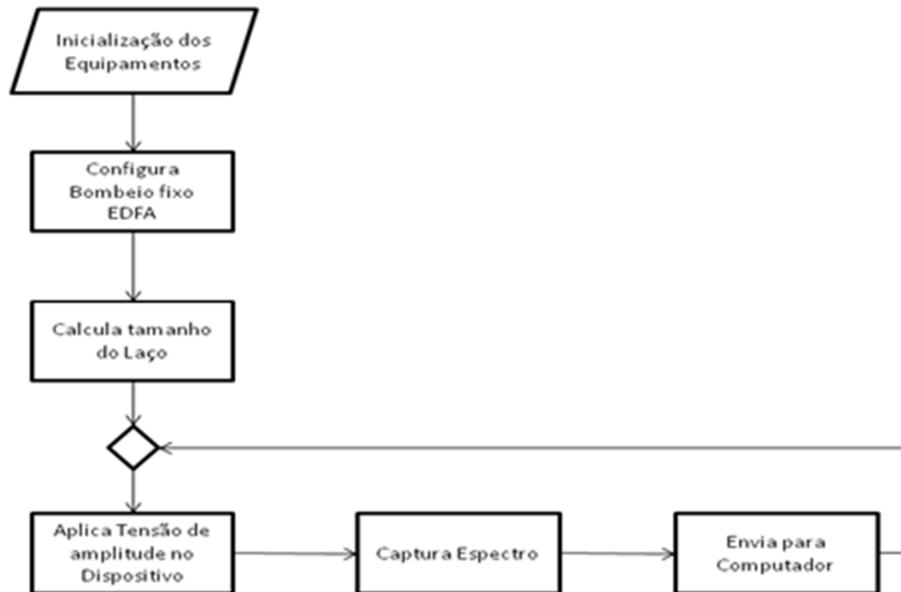


Fig. 4.9: Fluxograma do mapeamento de amplitude.

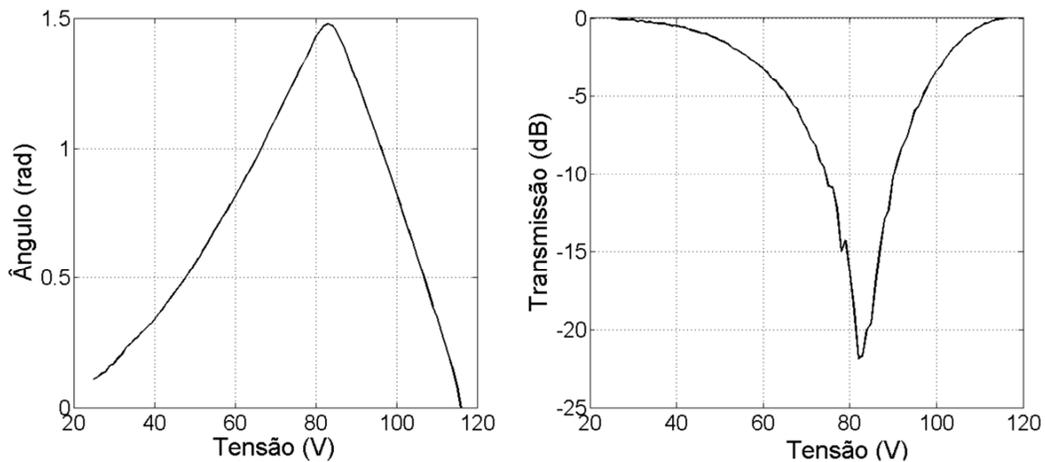


Fig. 4.10: Curva obtida no mapeamento de amplitude.

4.2.1.3 Mapeamento de Fase

Para a realização do mapeamento de fase, é montada a mesma configuração experimental do mapeamento de amplitude, como ilustrada na Fig. 4.8. O processo de mapeamento de fase é realizado para cada um dos cinco estágios do filtro, e também é baseado em (4.2). Neste caso, inicialmente a tensão de fase do respectivo estágio é zerada e a tensão de amplitude colocada em

um valor correspondente $\varphi = \pi/2$; isto é possível, pois o mapeamento de amplitude é previamente realizado, então a relação entre tensão e ângulo de amplitude já está estabelecida. Na realidade, não necessariamente o valor da componente de amplitude precisa ser $\pi/2$, pode ser aplicado qualquer valor de tensão desde que o seu respectivo ângulo seja conhecido; entretanto, utilizou-se esse valor, pois a resposta espectral torna-se mais acentuada e mais fácil de identificar o pico negativo, o qual é necessário para estabelecer como referência este ponto de mínimo. Assim, (4.2) pode ser reescrita em função de θ , assumindo-se que o valor de φ é igual a $\pi/2$:

$$\theta = \cos^{-1} \left(2 \left(1 - S \left(\lambda, \theta, \frac{\pi}{2}, \varpi \right) \right) \right) - 2\pi \frac{\lambda - \lambda_c - 0,5 \varpi}{\varpi} \quad (4.4)$$

Em (4.4), considerando a resposta espectral obtida, todos os valores do lado direito da igualdade são conhecidos. O valor do FSR (ϖ) é constante para cada um dos estágios, λ_c também é determinado de acordo com a resposta espectral, $S(\lambda, \theta, \varphi, \varpi)$ é o valor da função de transmissão no ponto circulado na Fig. 4.8 e, por fim, λ é o comprimento de onda no ponto de mínimo (circulado) do espectro capturado pelo OSA. Dessa maneira é possível calcular o valor de θ , para uma dada tensão aplicada no eletrodo correspondente ao controle de fase do estágio. Deste modo fixa-se o valor da tensão de fase no ângulo correspondente a $\pi/2$; inicialmente mantém-se a tensão de fase em zero, então captura-se o espectro que será o espectro de referência (fase zero), à medida que a tensão de fase aumentar o ângulo de fase é calculado de acordo com (4.4). A realização deste mapeamento foi totalmente automatizada através do MATLAB[®], de acordo com o fluxograma da Fig. 4.11, em que a tensão de amplitude é mantida fixa e a tensão de fase é variada na faixa de 0 a 350 volts.

A estrutura do processo de automatização do mapeamento é semelhante ao do executado para amplitude; entretanto, o ângulo de controle de amplitude é sempre mantido em $\pi/2$ enquanto varia-se a tensão de fase. A cada iteração, o ângulo de fase é calculado de acordo com (4.4) e, ao final do processo de mapeamento de amplitude, é obtida uma curva que relaciona o ângulo θ , em radianos, e a sua respectiva tensão aplicada, como mostra a Fig. 4.12. Este processo de mapeamento é repetido para cada um dos estágios de filtragem. Esta curva que relaciona o ângulo de fase, em radianos, e a tensão aplicada ao eletrodo de fase é periódica; à medida que o valor de tensão aumenta, o seu comportamento começa a se repetir.

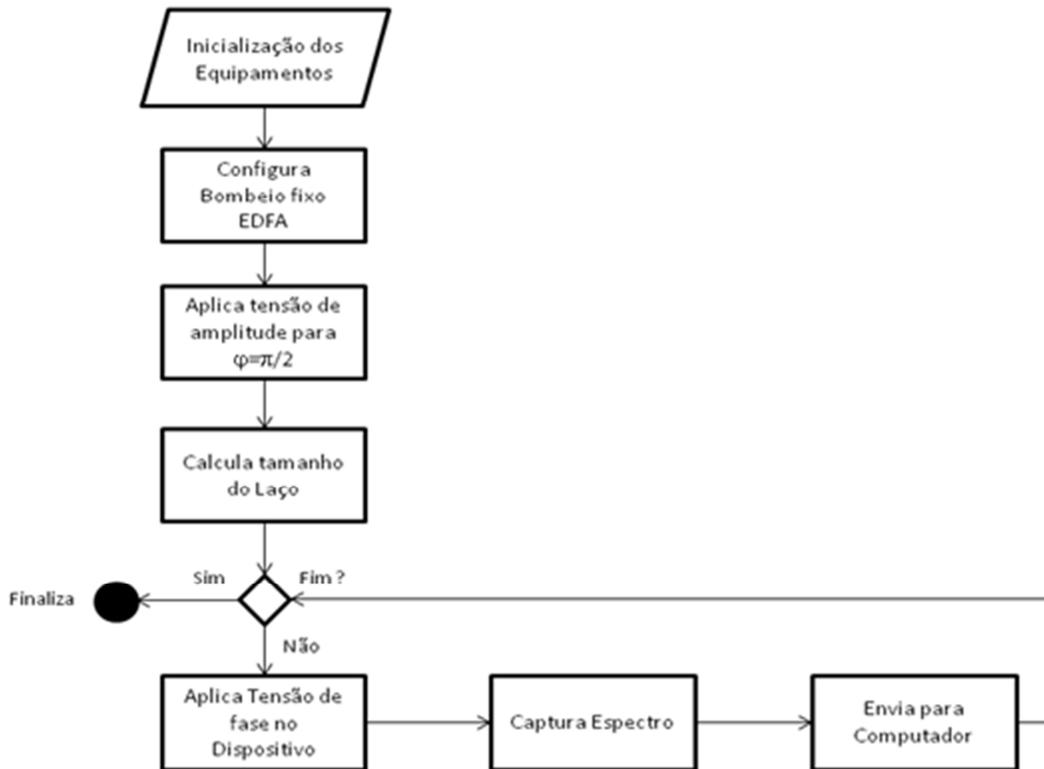


Fig. 4.11: Fluxograma do mapeamento de fase.

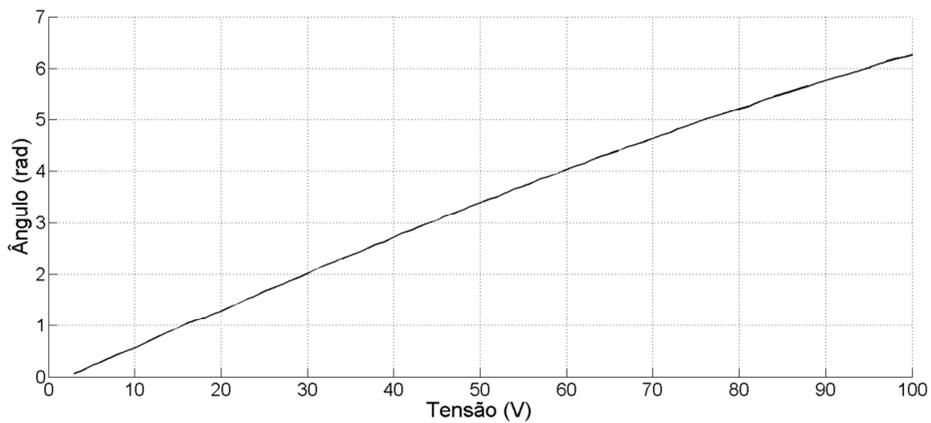


Fig. 4.12: Curva obtida após o mapeamento de fase.

4.2.2 Caracterização do Filtro com Modelagem da Temperatura

Nesta abordagem, a dependência da temperatura do filtro eletro-óptico é levada em consideração em seu equacionamento. A resposta espectral do filtro é compensada modificando os valores de tensões aplicadas ao filtro de acordo com a variação de temperatura, com o intuito

de manter constante o perfil de filtragem desejado. Jun Ji *et al.* [39] demonstrou, para um filtro de inclinação variável de ganho (VGTF – *variable gain tilt filter*), a possibilidade de compensação de temperatura através da modificação da tensão aplicada ao filtro. O VGTF é um filtro dinâmico de compensação de inclinação, cuja função é compensar a inclinação do espectro de ganho do EDFA que ocorre devido à saturação dos amplificadores. O VGTF também é fabricado com a tecnologia opto-cerâmica, e a sua resposta espectral é semelhante àquela de um estágio de filtragem da solução aqui proposta. Assim, a modelagem desenvolvida em [39] pôde ser estendida para a cascata de cinco filtros que forma o sistema de equalização de ganho dinâmico.

Sejam φ e θ os ângulos de controle de amplitude e fase da resposta espectral de um estágio de filtragem, respectivamente. A matriz de Jones do sistema é dada por [40]:

$$\begin{pmatrix} e^{-j\alpha} \cos^2 \frac{\beta}{2} + \sin^2 \frac{\beta}{2} & e^{-j\alpha} \sin \frac{\beta}{2} \cos \frac{\beta}{2} - \sin \frac{\beta}{2} \cos \frac{\beta}{2} \\ e^{-j\alpha} \sin \frac{\beta}{2} \cos \frac{\beta}{2} - \sin \frac{\beta}{2} \cos \frac{\beta}{2} & e^{-j\alpha} \sin^2 \frac{\beta}{2} + \cos^2 \frac{\beta}{2} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

De (4.5), a função de transmissão do sistema pode ser escrita como:

$$T(\beta, \alpha) = 1 - \frac{1}{2} \sin^2 \beta [1 + \cos \alpha] \quad (4.6)$$

onde β e α são os deslocamentos de fase que controlam a amplitude e fase, respectivamente. A função $T(\beta, \alpha)$ é semelhante à função $S(\lambda, \theta, \varphi, \varpi)$ de (4.2); ambas modelam a resposta espectral de um determinado estágio de filtragem; entretanto, elas são representadas em função de diferentes parâmetros. O efeito eletro-óptico dominante no material opto-cerâmico PMN-PT (usado na cascata de filtros) é o de segunda ordem, também conhecido como efeito Kerr ou quadrático. Quando uma tensão é aplicada ao PMN-PT, o deslocamento de fase é dado por [26]:

$$\Gamma = \frac{\pi L n^3 R V^2}{\lambda d^2} \quad (4.7)$$

onde R é o coeficiente eletro-óptico quadrático, L é o comprimento do caminho físico que a luz atravessa no material, d é a distância entre os eletrodos, n é o índice de refração do material quando não há campo elétrico aplicado e V é a tensão aplicada ao eletrodo. Reescrevendo (4.7), tem-se que:

$$\Gamma = \frac{\pi \eta V^2}{\lambda} \quad (4.8)$$

onde η é dado por Ln^3R/d^2 .

O atraso de fase entre as polarizações x e y da luz, depois desta passar pelo cristal birrefringente (PMN-PT), pode ser expresso como [39]:

$$\delta = \frac{2\pi \Delta n \cdot L}{\lambda} \quad (4.9)$$

onde Δn é conhecido como birrefringência do material, que representa a diferença entre o maior e menor valores do índice de refração do material, L é o comprimento do material e λ é o comprimento de onda no material. Substituindo-se os deslocamentos de fase β e α pelos determinados em (4.8) e (4.9) em (4.6), fica-se com:

$$T(V_1, V_2, \lambda) = 1 - \frac{1}{2} \sin^2 \left[\frac{\pi \eta_2 V_2^2}{\lambda} \right] \left\{ 1 + \cos \left[\frac{2\pi \Delta n \cdot L}{\lambda} + \frac{\pi \eta_1 V_1^2}{\lambda} \right] \right\} \quad (4.10)$$

Consequentemente, é possível ajustar a função de transmissão de cada um dos estágios de filtragem aplicando diferentes valores de V_1 e V_2 ao eletrodo do material. Outro fato importante é que os coeficientes η_1 , η_2 e $\Delta n \cdot L$ são dependentes das propriedades e das dimensões do material, ressaltando principalmente a sua dependência do coeficiente eletro-óptico. Como visto anteriormente, o coeficiente eletro-óptico tem forte dependência com a temperatura (Fig. 4.3) e, de acordo com (4.7) e (4.8), pode-se concluir que esta dependência é repassada aos coeficientes η_1 , η_2 e $\Delta n \cdot L$. Este fato justifica a inclusão da temperatura na resposta espectral do filtro. É inviável calcular teoricamente estes coeficientes; no entanto, eles podem ser medidos através de um processo de caracterização, fazendo uso de (4.10) [39].

Utilizando este processo de caracterização, é possível determinar uma curva de tendência para estes coeficientes com relação a temperatura. A configuração experimental necessária para este procedimento está ilustrada na Fig. 4.13. Um EDFA é utilizado com uma fonte de luz de banda larga para que seja possível a caracterização do filtro. Um analisador de espectro óptico faz a captura da resposta espectral de cada um dos estágios de filtragem e esta informação é repassada a um computador para que os dados sejam tratados. Uma câmara aquecedora é empregada para permitir que dados sejam coletados em diferentes temperaturas de operação do

dispositivo, ponto chave para o procedimento de caracterização descrito adiante. A temperatura interna do dispositivo deve ser monitorada, o que foi feito pelo próprio termistor do filtro. Os dados referentes ao termistor são enviados ao computador via interface serial RS-232.

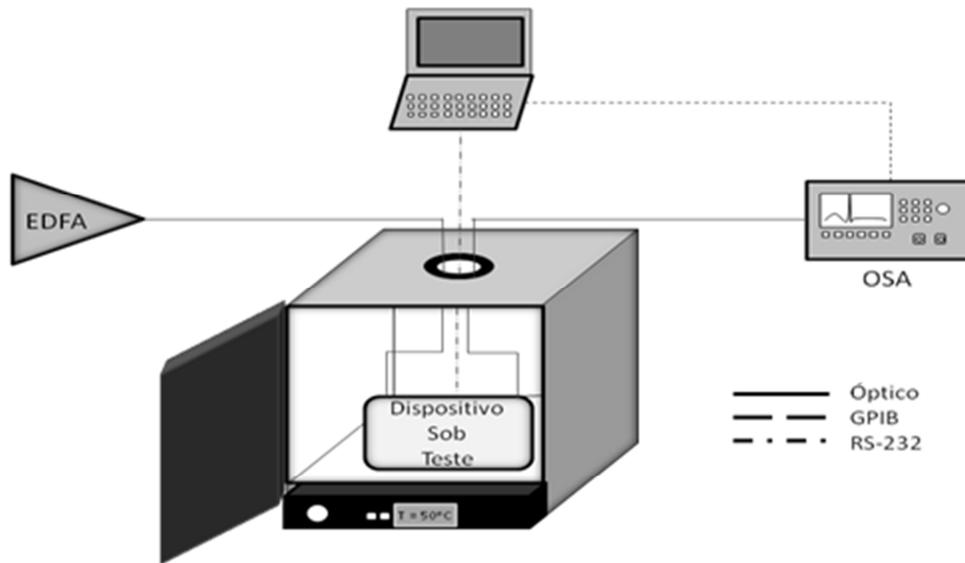


Fig. 4.13: Configuração experimental para caracterização dos coeficientes dependentes da temperatura.

Após a medição do espectro de transmissão de cada um dos estágios do filtro, torna-se possível calcular os coeficientes η_1 , η_2 e $\Delta n.L$ dos respectivos estágios, de modo que, ao final do processo, (4.10) pode ser utilizada com seus coeficientes adequados de acordo com a temperatura de operação do dispositivo. A seguir, descrever-se-á o procedimento de caracterização para cada um dos três coeficientes, começando por η_1 :

1. Inicialmente, configura-se a temperatura da câmara para 25°C. Escolheu-se este valor, pois a câmara utilizada não possui resfriamento, assim o valor inicial deve ser o da temperatura ambiente.
2. Fixa-se um valor para V_2 (controle da amplitude) e identifica-se um ponto qualquer de maior atenuação local, como, por exemplo, λ_0 ilustrado na Fig. 4.14 (a).
3. Incrementa-se V_1 (controle de fase) gradualmente, até certo valor $V_1 + \Delta V$ onde o espectro resultante volte a sobrepor o espectro inicial. Seja a Fig. 4.14 (b), para a qual $V_2 = 80$ V e $V_1 = 30$ V; ao se aumentar V_1 , o espectro se desloca para a direita na Fig. 4.14 (b), de maneira

que pode voltar à situação inicial com o aumento apropriado de V_1 . Na Fig. 4.14 (b), destaca-se que o estado inicial é atingido novamente quando a curva (Δ) atingir a curva (\circ), como ilustra a seta cinza.

4. Captura-se e armazena-se o espectro, respectivamente.
5. A situação descrita acima é equivalente à fase completar um ciclo de 360° , ou seja, em (4.10):

$$\frac{\pi \eta_1 (V_1 + \Delta V)^2}{\lambda_0} - \frac{\pi \eta_1 V_1^2}{\lambda_0} = 2\pi \quad (4.11)$$

6. Então, η_1 pode ser obtido de (4.11), isolando-se este parâmetro na equação.
7. O procedimento é repetido a partir do Passo 2, variando-se a temperatura de 5 em 5 °C até 75°C.

Para o cálculo de η_2 o procedimento é semelhante ao anterior, como segue:

1. Configura-se a temperatura da câmara para 25°C.
2. Fixa-se um valor para V_1 .
3. Incrementa-se o valor de V_2 gradualmente, monitorando-se a resposta espectral para cada incremento até que a mesma atinja o seu máximo de atenuação em um determinado valor $V_2 + \Delta V$. Por exemplo, na Fig. 4.14 (a) inicia-se V_2 em 70 V (\square), aplicando-se, em seguida, 80 V (\circ) e, por último, 85 V (Δ); notar que, apesar da tensão aplicada ter sido 85 V, a sua atenuação máxima é menor que a atenuação quando 80 V foram aplicados; isto significa que 80 V é o valor de tensão $V_2 + \Delta V$ em que a amplitude do filtro atinge sua atenuação máxima;
4. Captura-se o espectro quando este ponto for encontrado.
5. A situação descrita acima, onde a amplitude atinge um valor mínimo, é equivalente forçar (4.10) a valer:

$$\frac{\pi \eta_2 (V_2 + \Delta V)^2}{\lambda_0} = \frac{\pi}{2} \quad (4.12)$$

6. Então, η_2 pode ser obtido a partir de (4.12), isolando-se este parâmetro na equação.

7. Repete-se o procedimento a partir do Passo 2, variando-se a temperatura de 5 em 5 °C até 75°C.

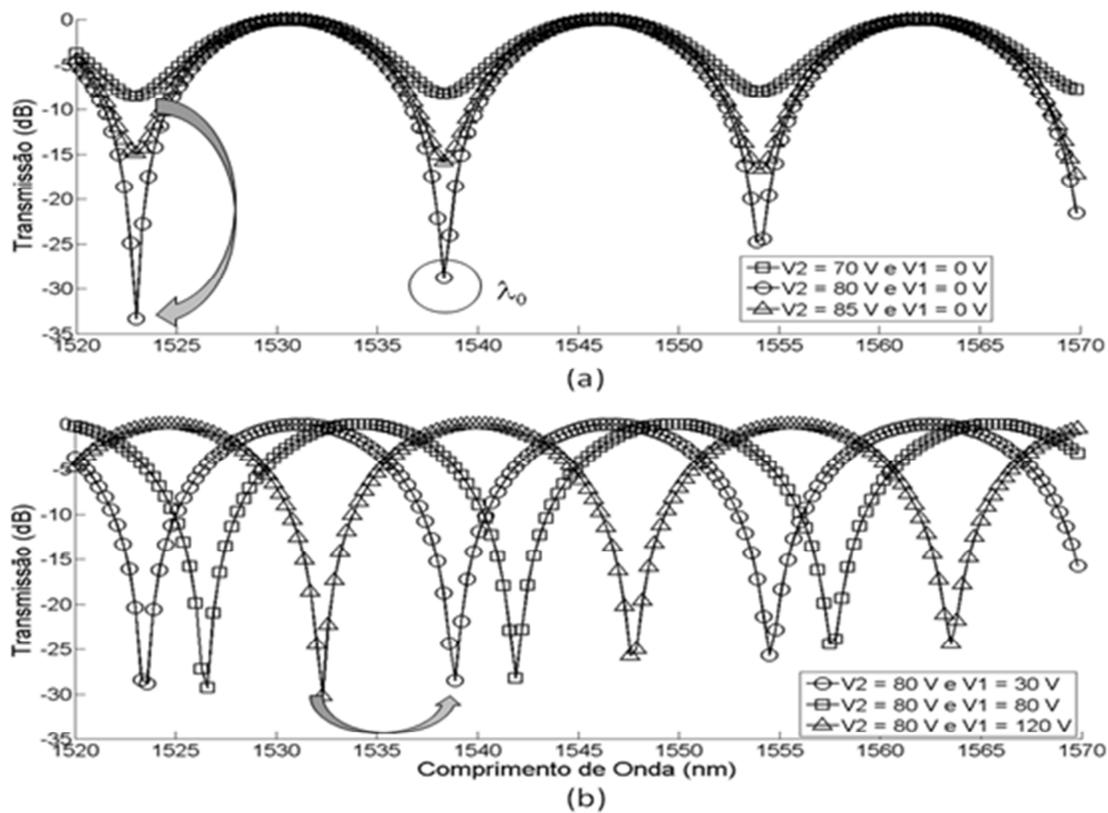


Fig. 4.14: Espectro de transmissão para diferentes valores de tensão a 25°C.

Finalizada a caracterização destes dois primeiros coeficientes em função da temperatura, obtém-se uma curva destes parâmetros em função da temperatura. O cálculo de $\Delta n \cdot L$ não é obtido de forma direta, sendo necessários os dados obtidos nos dois primeiros mapeamentos e os espectros coletados para que se possam obter os valores deste coeficiente. Isto ocorre pois $\Delta n \cdot L \gg \eta_1 V_1$; assim uma leve imprecisão nas medições resulta em uma mudança significativa nos valores calculados. Desta maneira, utiliza-se um processo de ajuste de curva para obter os valores deste coeficiente [39]. Um método de simples implementação e comumente usado é o método dos mínimos quadrados. Com o mapeamento anterior, é possível determinar os valores de η_1 e η_2 para uma dada temperatura, e como os valores das tensões aplicadas aos eletrodos e os espectros de transmissão são conhecidos (para cada um dos estágios), existe um conjunto de pontos (λ_1, T_1) , (λ_2, T_2) , ..., (λ_n, T_n) . Seja uma curva inicial arbitrária $F(\lambda)$. Os desvios dos pontos

obtidos em relação a $F(\lambda)$ são dados por $d_1 = T_1 - F(\lambda_1)$, $d_2 = T_2 - F(\lambda_2)$, ..., $d_n = T_n - F(\lambda_n)$. De acordo com o método dos mínimos quadrados, o melhor ajuste para $F(\lambda)$ tem a seguinte característica:

$$\prod = d_1^2 + d_2^2 + \dots + d_n^2 = \min \quad (4.13)$$

Assim, o valor ótimo para $\Delta n.L$ é aquele que torna \prod mínimo. O valor desta constante deve ser calculado para cada um dos valores de temperatura monitorado nos mapeamentos anteriores, de modo que, ao final do processo, exista uma curva de $\Delta n.L$ em função da temperatura. Vale salientar que as curvas dos coeficientes η_1 , η_2 e $\Delta n.L$ em função da temperatura devem ser obtidas para cada um dos estágios de filtragem, neste caso cinco, totalizando 15 curvas em função da temperatura. Os valores destes coeficientes em função da temperatura, obtidos no processo de caracterização para o terceiro estágio, estão apresentados na Fig. 4.15.

Desta forma, é possível estabelecer uma relação polinomial entre os coeficientes medidos e a temperatura, de modo que os seus valores possam ser calculados para uma faixa contínua de temperatura, não mais apenas de 5 em 5°C. Uma das vantagens desta abordagem, considerando a temperatura na modelagem da equação de transmissão, é a de que, em (4.10), os parâmetros de controle da resposta do filtro são diretamente a tensão aplicada aos eletrodos, diferente da abordagem anterior, que era em radianos e necessitava de outra caracterização de amplitude e de fase. Para manter a resposta espectral de cada um dos estágios de filtragem de acordo com o desejado, independentemente da variação de temperatura, atua-se na tensão para realizar esta compensação, obedecendo às seguintes condições:

$$\frac{\pi \eta_2 (V_2 + \Delta V_2)^2}{\lambda} = \text{constante}$$

$$\frac{2\pi \cdot \Delta n \cdot L}{\lambda} + \frac{\pi \eta_1 (V_1 + \Delta V_1)^2}{\lambda} = \text{constante} \quad (4.14)$$

Por exemplo, suponha, que a 25°C, o perfil desejado de um dos estágio do filtro seja obtido com os valores de $V_1 = 30$ e $V_2 = 90$ V; para esta situação, obtêm-se os valores das constantes de acordo com (4.14). Para a temperatura de 25°C, os valores dos coeficientes são conhecidos. Após um determinado período de operação, a temperatura do filtro aumenta para 35°C. Neste caso, recalculam-se os valores dos coeficientes para o novo valor de temperatura e obtêm-se os valores

dos ajustes de tensão (ΔV_1 e ΔV_2), de modo que (4.14) continue válida. Assim, a resposta espectral do filtro é mantida em face às variações de temperatura. Devido à compensação ser feita por meio da tensão aplicada, o peltier e seu circuito de controle não se fazem necessários no circuito de atuação do filtro, reduzindo-se, assim, o custo da solução. Houve, no entanto, um custo adicional no processo de caracterização que foi o da câmara aquecedora; em contrapartida, em larga escala, este pode ser reduzido pela não utilização do *peltier*.

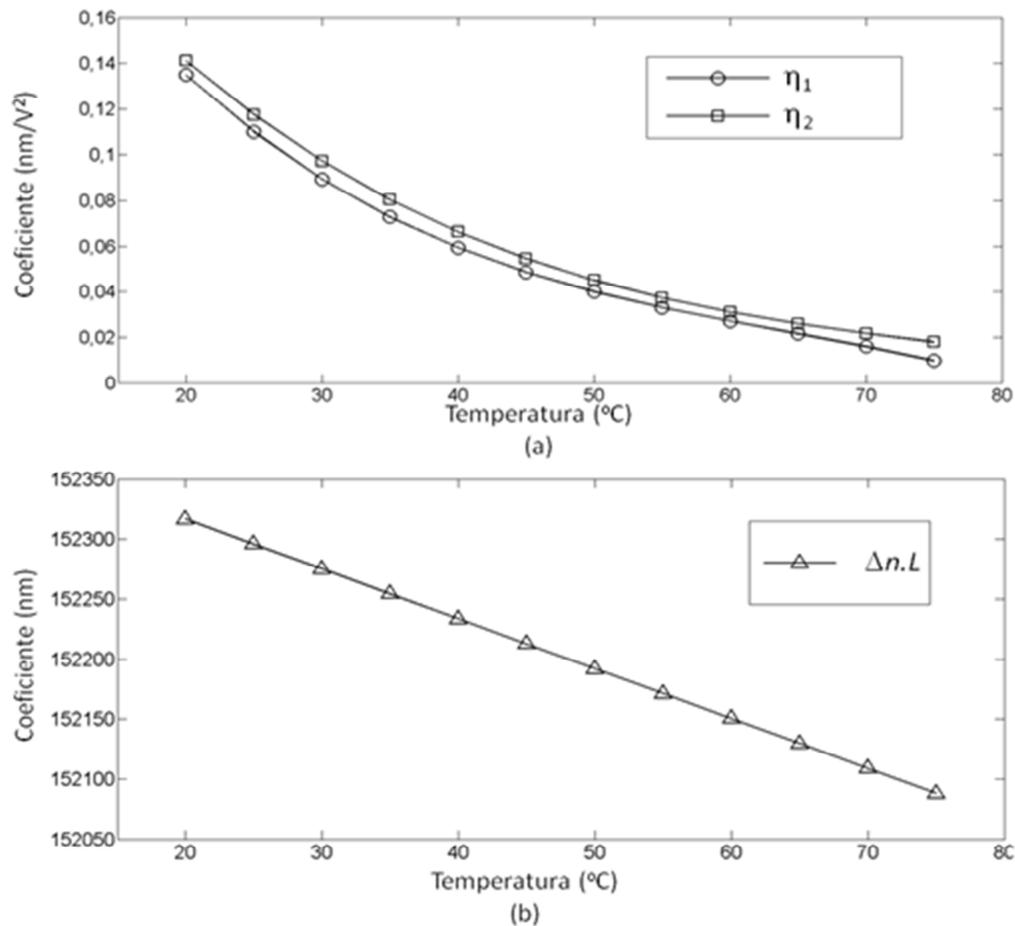


Fig. 4.15: Coeficientes medidos em função da temperatura relativos ao 3º estágio de filtragem (a) η_1 , η_2 e (b) $\Delta n.L$.

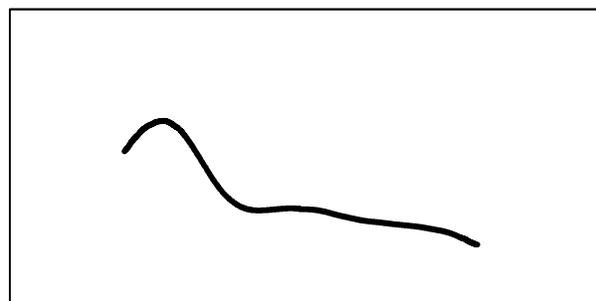
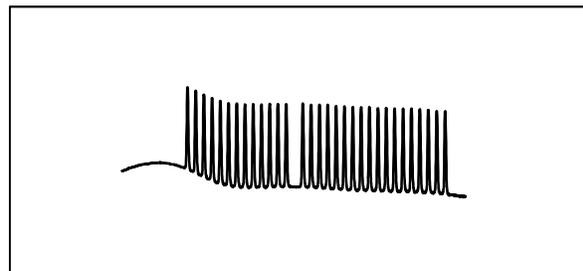
Nesta seção, descreveram-se os dois processos de caracterização do filtro, cujos objetivos são os de obter pleno conhecimento do dispositivo e da maneira de atuação. O processo de modelagem da temperatura no equacionamento do filtro é altamente inovador para a cascata de

filtros opto-cerâmicos e resolve um dos principais problemas associados a estes tipos de filtro. Depois do conhecimento consolidado e com o domínio de como controlar o filtro, seja através do mapeamento de amplitude e fase (primeira abordagem) ou através da modelagem da temperatura (segunda abordagem), na seção seguinte, será descrito o processo de atuação no filtro. Este processo de atuação é, basicamente, como se deve aplicar o filtro a um dado perfil de ganho não uniforme na saída de um EDFA.

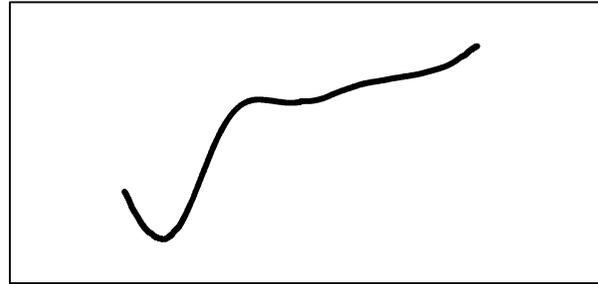
4.3 Metodologia para Atuação no Filtro

Como mencionado anteriormente, o perfil de ganho do EDFA com AGC depende, principalmente, de sua potência de entrada e do seu ganho (indiretamente relacionado ao nível de bombeio); desta maneira, é necessário uma metodologia de atuação que, de acordo com o perfil de ganho do amplificador, estabeleça o filtro desejado para realizar a compensação da não-uniformidade. Dado o perfil de ganho do EDFA que se deseja compensar, é necessário realizar algumas manipulações e cálculos para que, a partir de um perfil de ganho do amplificador, um perfil idealizado para que o filtro seja alcançado. Os seguintes passos devem, então, ser seguidos:

- Captura do espectro de saída do EDFA, seja através de um OSA ou de um monitor de canais.
- Matematicamente, manipulam-se estes dados para remover os canais ópticos amplificados, de maneira que o espectro resultante é composto apenas pela parcela de ASE do amplificador.



- O perfil ideal do filtro é adquirido refletindo esta ASE, de modo a obter um perfil oposto ao perfil de ganho do amplificador; quando sobrepostos os perfis, tem-se um perfil de saída plano.



- Com este perfil ideal, aplica-se um método de ajuste de curva para encontrar os valores ideais dos parâmetros de atuação, para cada um dos estágios, ou por (4.2) ou (4.10) (dependendo qual modelagem será usada), de maneira a reproduzir, no filtro, o perfil de filtragem ideal obtido previamente.

O método de ajuste de curva utilizado é o *Trust-Region* (Região de Confiança) [41]. Este método tem, como entrada, o perfil ideal no qual se deseja obter e a equação em função dos parâmetros que serão calculados. Após a convergência, são retornados os valores destes parâmetros otimizados, fazendo com que o perfil do filtro se aproxime ao máximo do perfil ideal desejado. Caso aplique-se este método para o equacionamento em que a temperatura não é levada em consideração (4.2), o seu retorno será os ângulos φ e θ em radianos, para cada um dos cinco estágios, totalizando dez retornos. Neste caso, é necessário converter estes valores para tensão de acordo com o mapeamento de fase e de amplitude descrito anteriormente. Aplicando este método na modelagem em que a temperatura é levada em consideração (4.10), o seu retorno será as tensões V_1 e V_2 já em volts, sem a necessidade de uma conversão adicional.

O primeiro passo para tornar dinâmico um sistema de equalização é possuir elementos sintonizáveis. Em um segundo momento, para que este elemento se adapte às diversas possibilidades de perfis de ganho do amplificador, é necessário que se tenha acesso à informação espectral de saída do EDFA para se atuar no filtro e, conseqüentemente, realizar a equalização do ganho. Para obter a informação espectral necessária para atuação no filtro, muitas técnicas dinâmicas de equalização apresentadas no Capítulo 3 fazem uso de um analisador de espectro óptico ou de um monitor de canal para adquirir esta informação. Este tipo de equipamento auxiliar representa um custo adicional elevado para a solução. No sistema de equalização dinâmico proposto, não será utilizado nenhum destes equipamentos adicionais para a sua sintonia de forma adaptativa, reduzindo-se significativamente o custo. Em contrapartida, é necessário um processo de mapeamento prévio do perfil de ganho do amplificador para cada um dos seus pontos

de operação. Este processo foi denominado de mapeamento de ASE. Antes da descrição do processo de mapeamento de ASE, deve-se possuir o entendimento de um conceito denominado faixa dinâmica. A faixa dinâmica operacional de um amplificador com AGC é a faixa de potência de entrada em que o EDFA mantém o seu valor de ganho, de acordo com o valor desejado, com um erro de $\pm 0,5$ dB. Já a faixa dinâmica ideal é calculada de acordo com as potências de saída máxima e mínima do amplificador, que dependem do projeto óptico do amplificador. Por exemplo, seja um EDFA com AGC operando com 20 dB de ganho e com potência de saída máxima de 20 dBm e mínima de -5 dBm. Neste caso, a faixa de potência de entrada (faixa dinâmica) que o amplificador consegue manter o ganho vai de -25 dBm a 0 dBm, ou seja, a faixa dinâmica é de 25 dB. Para uma potência de entrada além destes limites, o amplificador não consegue alcançar o valor de ganho desejado devido à limitação da potência de saída. Assim, o limite mínimo da faixa dinâmica é dado por $P_{saída(mínima)} - Ganho$ e o limite máximo é dado por $P_{saída(máxima)} - Ganho$. Neste processo de mapeamento, utilizou-se a faixa dinâmica ideal.

No processo de mapeamento de ASE, coletam-se os perfis de ganho do amplificador para diversas combinações de potência de entrada e de ganho dentro de sua faixa dinâmica, pois o perfil de ganho do amplificador depende destes dois fatores. O mapeamento é realizado com o auxílio de um analisador de espectro óptico e um atenuador óptico variável, de acordo com o fluxograma ilustrado na Fig. 4.16, o qual é totalmente automatizado utilizando Matlab[®]. Primeiramente, inicializam-se os equipamentos. Em seguida, o EDFA é configurado com o ganho inicial, que é enviado ao amplificador através da interface serial RS-232. Calcula-se a faixa de potência de entrada de acordo com o ganho de operação do amplificador. Conhecendo a faixa para o ganho em questão, envia-se o valor da atenuação através da interface GPIB correspondente à potência de entrada inicial (limite inferior da faixa) e, imediatamente após, captura-se o espectro de saída do amplificador com o auxílio de um OSA, também por meio da interface GPIB. Na sequência, manipula-se este espectro de saída, como descrito anteriormente, para o cálculo dos parâmetros de atuação do filtro ideal para o ponto de operação do amplificador em questão. Estes parâmetros, cujos valores foram obtidos através do método de ajuste de curva *trust-region*, são armazenados em um arquivo. Estes parâmetros retornados pelo método, tanto podem ser os ângulos, de acordo com (4.2), ou os valores de tensão, obtidos de (4.10).

Depois, todo o procedimento é repetido modificando-se a potência de entrada, até o limite superior da faixa dinâmica para o ganho em que o EDFA está operando. Finalizada toda a

varredura de potência de entrada, o valor do ganho é modificado e todo o processo de varredura de potência de entrada reiniciado para os diversos valores de ganho. No mapeamento realizado, a potência de entrada é variada em passos de 1 dB por toda a faixa dinâmica do amplificador. Já o ganho foi variado entre os valores de 10 e 25 dB em passos de 1 dB. Se o EDFA estiver operando em valores intermediários aos valores mapeados, os dados utilizados para a equalização são aproximados para o inteiro mais próximo. Esta aproximação pode ser realizada, pois as mudanças no espectro de ganho entre estes pontos de operação não são suficientes para que o erro possa ser considerado significativo.

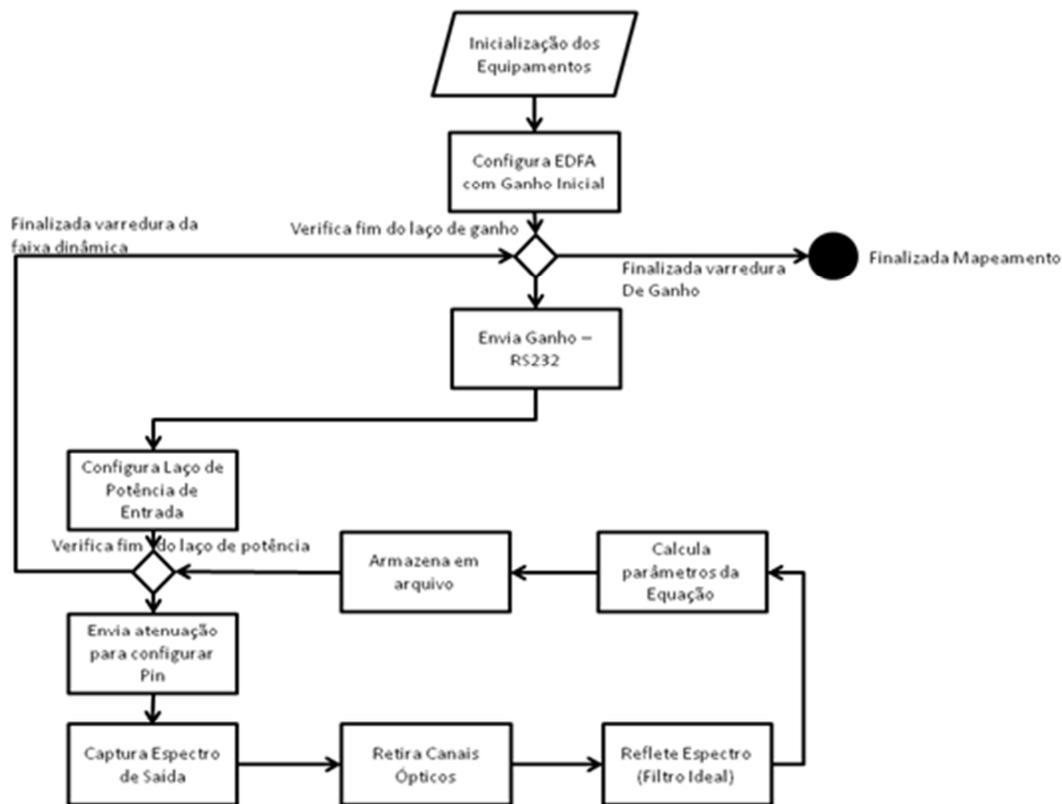


Fig. 4.16: Fluxograma do mapeamento de ASE.

Após todos os valores dos parâmetros serem armazenados nos arquivos de acordo com o ponto de operação do amplificador (potência de entrada e ganho), estes dados são transferidos para a unidade de processamento que integra o hardware para atuação no filtro. Assim, de acordo com o ponto de operação do amplificador, o filtro aplica a tensão adequada àquele ponto. Este ponto de operação é passado ao sistema de equalização através de uma interface de comunicação entre o amplificador e o sistema. Vale ressaltar que, caso o mapeamento seja realizado com o

equacionamento que desconsidera a influência da temperatura, um passo adicional é necessário para realizar a conversão dos parâmetros de radianos para volts.

Este mapeamento é realizado para que não seja necessário um analisador de espectro ou monitor de canal na saída do amplificador. Caso um destes equipamentos fosse utilizado na solução, o espectro de saída do amplificador seria repassado à unidade de processamento que executaria toda a manipulação dos dados (descrito no início da seção) para o cálculo do perfil do filtro ideal. Neste caso, o equipamento auxiliar serviria como uma malha de realimentação para o filtro, de modo que, de acordo com o ponto de operação do amplificador, o filtro se adaptasse conforme o realizado em várias outras técnicas estudadas no capítulo anterior.

Outro fato importante é que, ao se utilizar um malha de realimentação, não se faz necessária a modelagem da influência da temperatura. Isto pois, monitorando-se a saída do amplificador, qualquer mudança na resposta espectral do filtro devido à variação da temperatura se reflete na saída, de maneira que a unidade de processamento recalcula os novos valores dos parâmetros do filtro para compensar esta modificação. Uma relação de custo deve ser estabelecida, pois o fato de não se usar uma malha de realimentação reduz o custo da solução, mas, em contrapartida, aumenta o esforço prévio para realização do mapeamento *off-line*. No entanto, usando a malha de realimentação, eleva-se significativamente o custo da solução. Outra vantagem da não utilização da malha de realimentação é o menor tempo de resposta devido aos coeficientes estarem pré-armazenados. Devido a este fato, optou-se por não utilizar a malha de realimentação.

Capítulo 5

Resultados Experimentais e Simulações

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais e simulações relacionadas ao método proposto de equalização dinâmica, empregando este dispositivo na saída de um EDFA (análise não-sistêmica), como também será analisado o seu benefício ao ser empregado em uma cadeia de amplificadores (análise sistêmica). Inicialmente, apresenta-se uma análise de desempenho do equalizador considerando-se apenas um EDFA e a solução sem a modelagem da temperatura, onde se encapsulou o filtro juntamente com um dispositivo peltier numa caixa isolada termicamente. Em seguida, passa-se às implicações referentes à utilização da correção de efeitos da temperatura via algoritmo de controle das próprias tensões dos estágios do filtro. Nesta etapa, mostram-se resultados da modelagem da temperatura e apresenta-se a resposta espectral do filtro para diferentes condições de operação. Em seguida, com a validação do modelo de temperatura desenvolvido, a mesma análise descrita acima é realizada para mostrar a redução da desequalização quando se utiliza a função de transferência do filtro com modelagem da temperatura. Por fim, para se avaliar o impacto do equalizador dinâmico em um sistema óptico de transmissão, procederam-se avaliações por simulação de situações empregando cascata de amplificadores, onde o filtro equalizador de ganho foi colocado em diferentes pontos do enlace.

5.1 Análise Individual sem Modelagem da Temperatura

A primeira solução para a dependência da resposta do filtro equalizador de ganho com a temperatura foi por meio da utilização de um peltier posicionado acima do filtro óptico senoidal. O conjunto filtro + peltier foi colocado em uma caixa de madeira com um dissipador de calor acima, de modo que o conjunto ficasse isolado termicamente. Este arranjo tinha como propósito maximizar a atuação do dispositivo controlador de temperatura no filtro. A Fig. 5.1 ilustra o

protótipo do sistema de equalização automática de ganho, destacando as posições da caixa isolante térmica e do dissipador de calor.

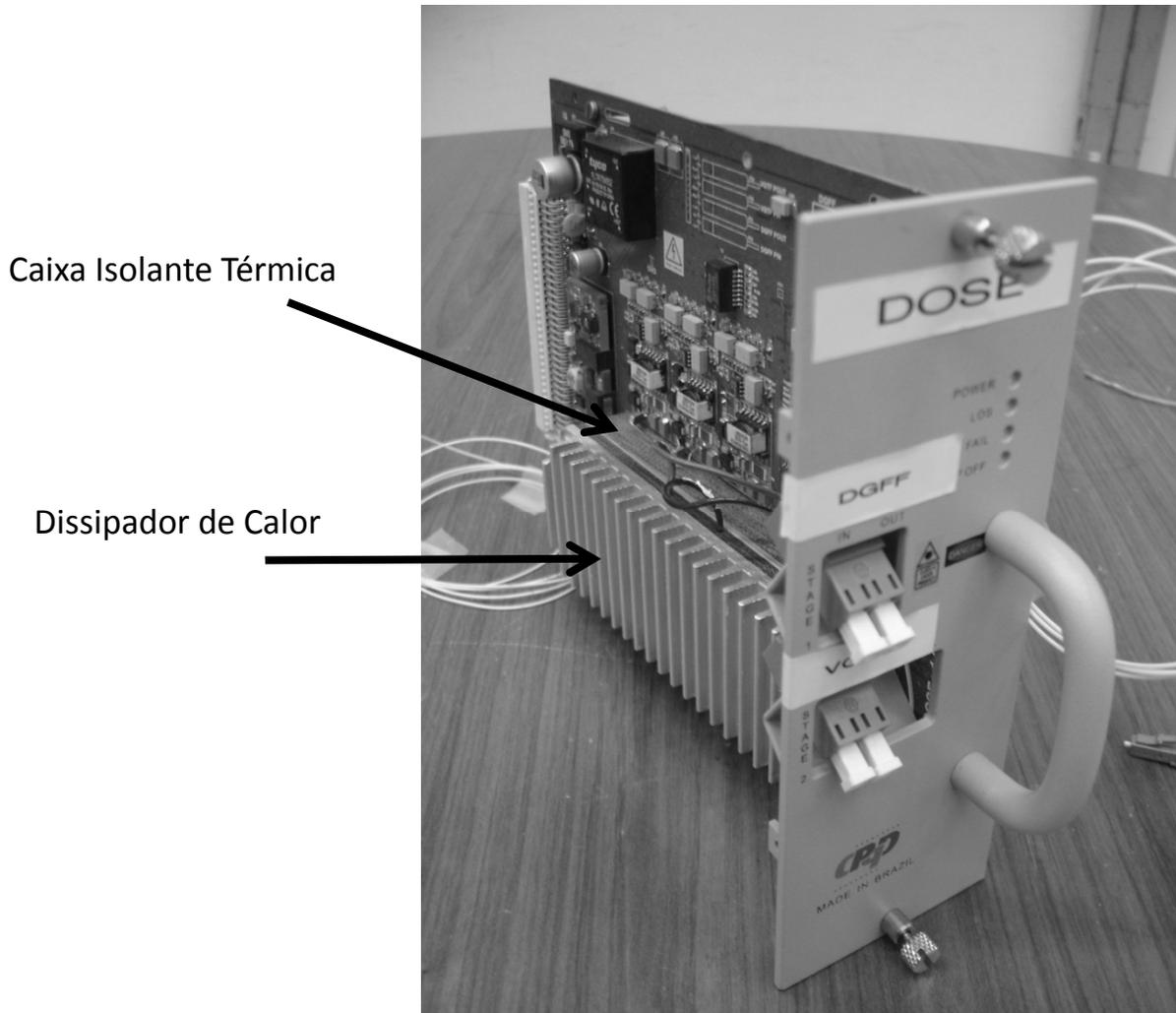


Fig. 5.1: Protótipo do sistema de equalização de ganho dinâmico com peltier.

Nesta montagem, verificou-se que a variação de temperatura ainda era um problema para a aplicação prática do filtro. Como mencionado anteriormente, a faixa de controle de temperatura obtida com este esquema de controle de temperatura foi de, aproximadamente, $\pm 5^{\circ}\text{C}$. Isto ocorre devido ao *peltier* não atingir a uniformidade de temperatura sobre toda superfície do dispositivo. Assim, em dias de alta amplitude térmica, verificou-se que o controle da resposta espectral do filtro era facilmente comprometido. Apesar disso, para se demonstrar a ideia de controle, mesmo que em um ambiente de temperatura controlada, a Fig. 5.2 mostra um diagrama da configuração

experimental montada para se testar e avaliar o protótipo da Fig. 5.1. Deve-se destacar que este mesmo arranjo experimental foi posteriormente utilizado para coletar os dados da resposta espectral do filtro cujo algoritmo de controle incluía a modelagem dos efeitos da temperatura.

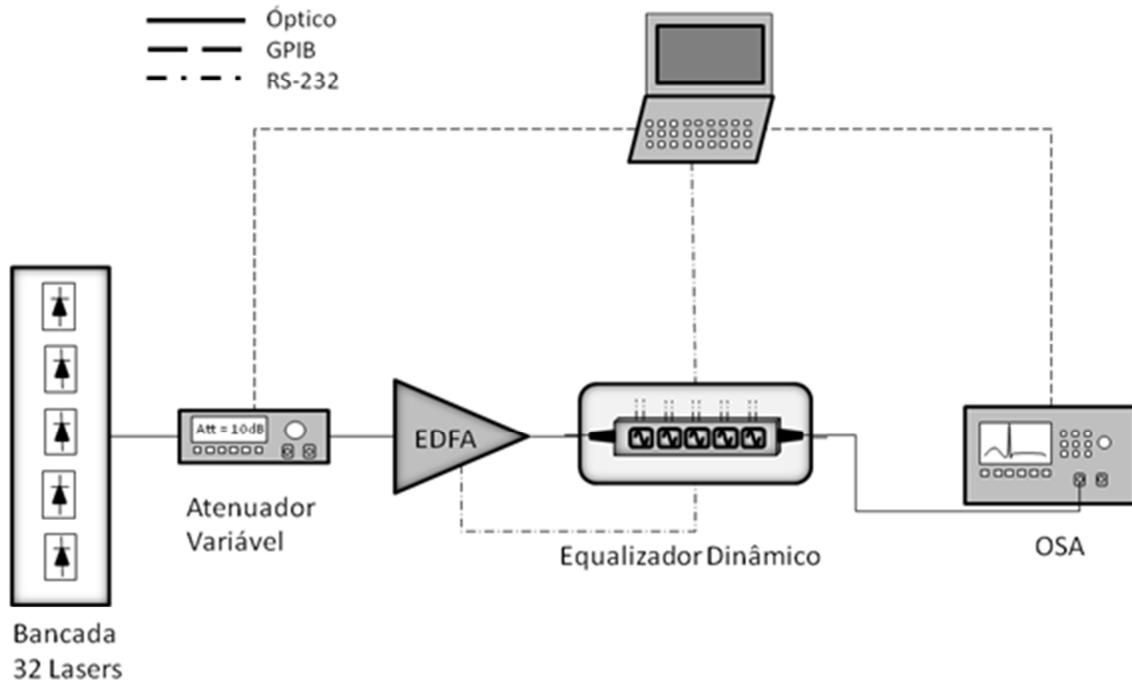


Fig. 5.2: Montagem experimental para testar e avaliar o protótipo de filtro equalizador de ganho da Fig. 5.1.

A montagem experimental é composta por uma bancada de 32 lasers de realimentação distribuída (DFB – *distributed feedback*), um atenuador variável, utilizado para emular a variação da potência de entrada do amplificador, um EDFA, o filtro dinâmico equalizador de ganho, um analisador de espectro óptico (OSA – *optical spectrum analyzer*) e um computador para coletar os dados. De acordo com o ganho e a potência de entrada do EDFA, informações estas repassadas ao sistema de equalização via microprocessador de controle de ganho do EDFA, o filtro se adapta para realizar a uniformização do espectro de saída do amplificador. Deve-se destacar que um mapeamento prévio para cada ponto de operação, como descrito na Seção 4.3 **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, já se encontrava armazenado na memória do sistema de controle do filtro. Todo o processo de coleta de dados foi automatizado com o auxílio do Matlab[®], por meio de equipamentos com interface GPIB e RS-232. Inicialmente, ajusta-se o

EDFA num dado ponto de operação desejado por meio do envio de informações ao microcontrolador de ajuste de ganho do EDFA e da configuração adequada do atenuador óptico variável em sua entrada. Coleta-se, primeiramente, o espectro de saída do amplificador sem o filtro de equalização. Na sequência, repete-se o procedimento levando em conta a atuação do filtro de equalização. Os dados provenientes de ambas as medições são armazenados no computador para futura referência. Estes procedimentos são repetidos para diferentes pontos de operação do amplificador. As Fig. 5.3 e Fig. 5.4 ilustram o caso para o qual o EDFA opera com o ganho em 10 dB e potências de entrada de -15 e 3 dBm, respectivamente.

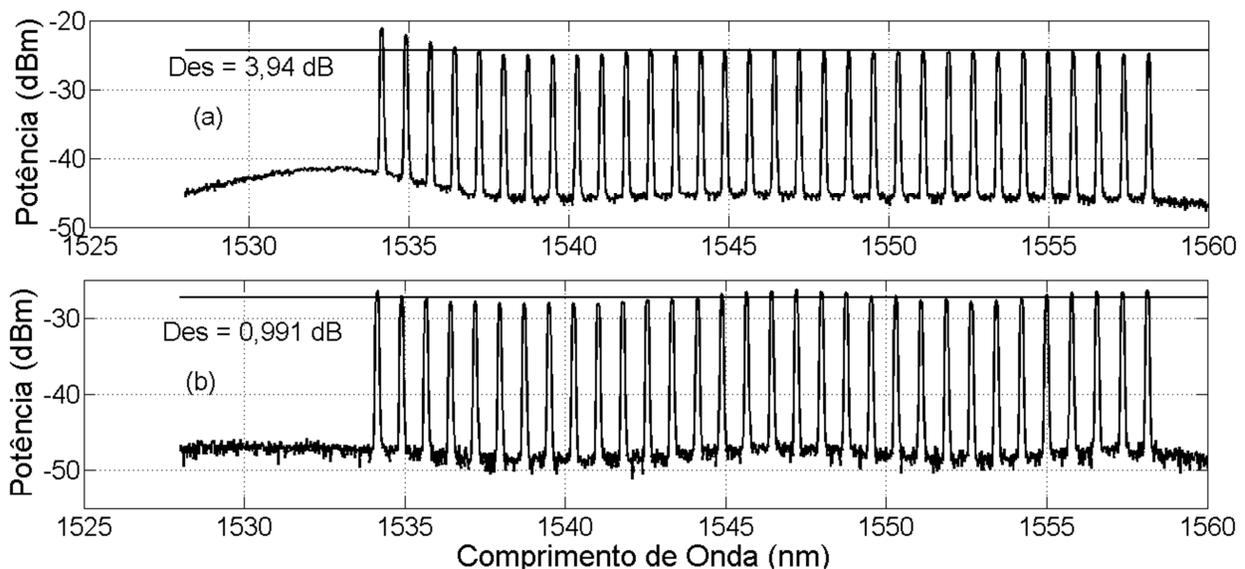


Fig. 5.3: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.

Observa-se que, mesmo sem a utilização do filtro de equalização (a), a não uniformidade no espectro de saída do amplificador não é muito significativa, pois o amplificador opera com baixas potências de bombeio. Já com a atuação do filtro (b), têm-se reduções na não uniformidade do espectro de ganho (Des) de 3,94 dB para 0,991 dB, e de 3,66 dB para 1,16 dB, quando a potência de entrada é -15 dBm e 3 dBm, respectivamente.

Quando o amplificador opera com ganhos mais elevados, percebe-se que o desequilíbrio na equalização é mais evidente, como ilustrado nas Fig. 5.5 e Fig. 5.6 ($G = 20$ dB). Para aumentar o ganho de operação, o EDFA deve operar com maiores potências de bombeio, o que eleva o nível da ASE. Neste caso, a não uniformidade do espectro de ganho se reduz de 9,22 dB para 1,5 dB

quando a potência de entrada do EDFA é de -15 dBm, e de 6,4 dB para 1,8 dB quando a potência de entrada é de -5 dBm. Para todos os resultados coletados nesta análise individual, todos os canais estão equalizados na entrada do amplificador. No entanto, há uma desigualização intrínseca na potência de saída dos lasers da bancada em torno de 0,5 dB. Desta maneira, os resultados podem ser considerados ainda mais satisfatórios levando-se em conta este fato.

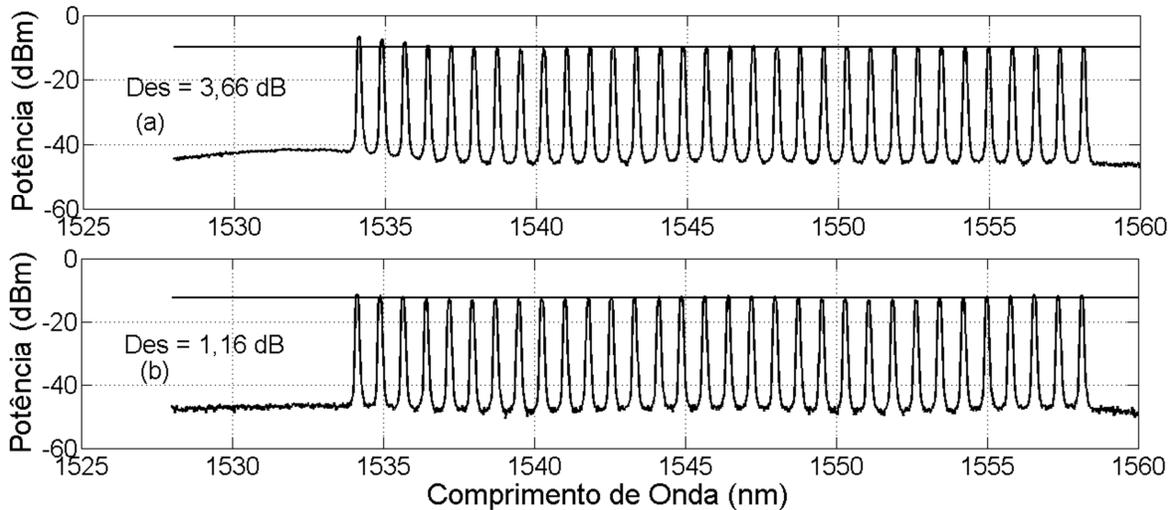


Fig. 5.4 Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = 3$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.

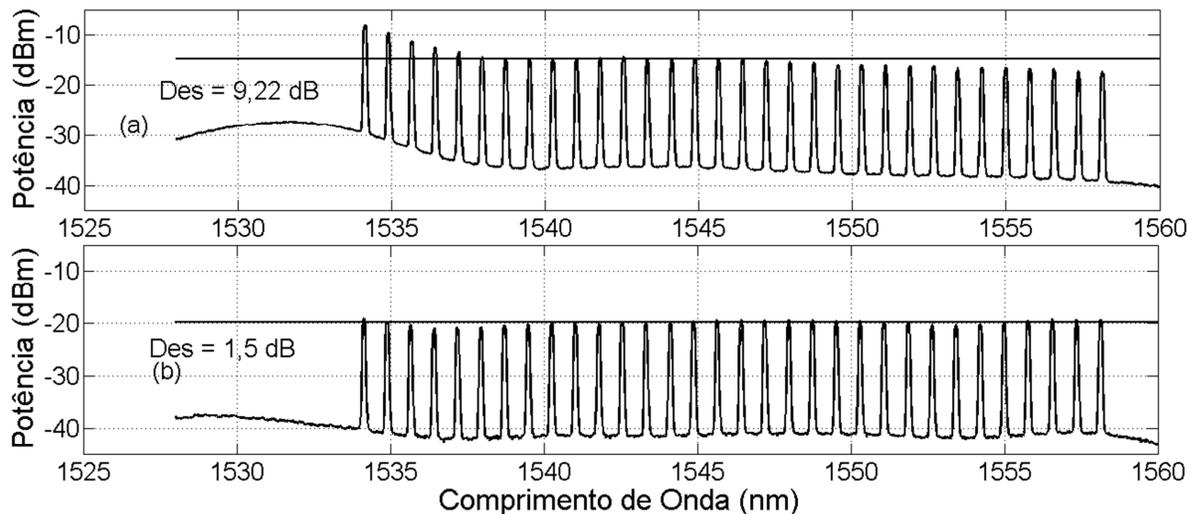


Fig. 5.5: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.

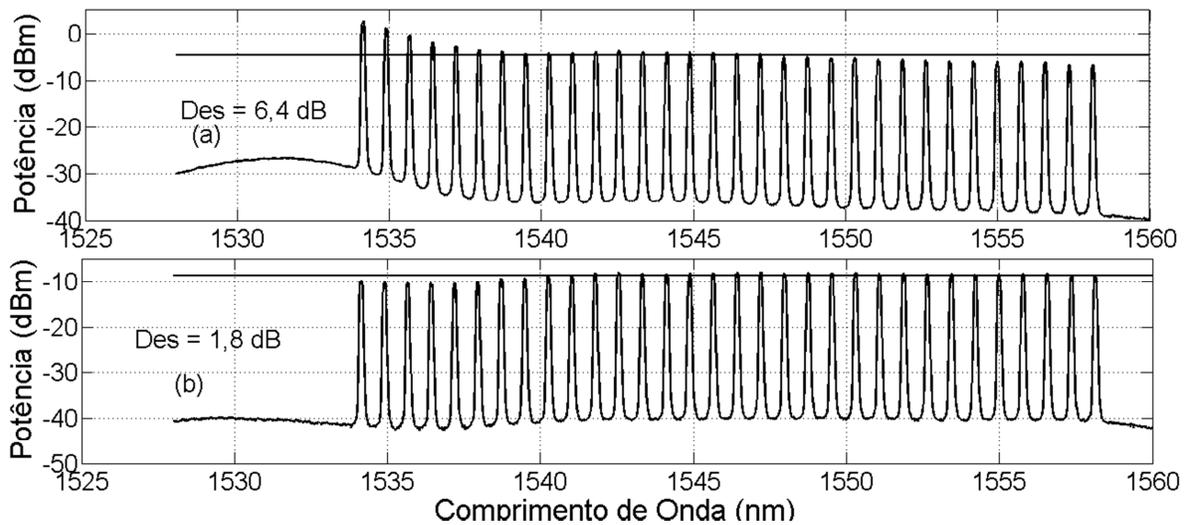


Fig. 5.6: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -5$ dBm, (a) sem e (b) com o equalizador dinâmico.

Pelos resultados anteriores, observa-se que o filtro adapta-se dinamicamente a diferentes pontos de operação do amplificador óptico, sem que haja nenhuma intervenção externa, necessitando-se, apenas, de informações acerca da operação do EDFA. Para ilustrar como a reposta espectral do filtro muda para as diferentes situações de operação do EDFA, a Fig. 5.7 mostra o perfil espectral do filtro para os casos em que o amplificador trabalha com um ganho de 20 dB e potências de entrada de (a) -17 dBm, (b) -9 dBm e (c) -5 dBm. Além dos resultados experimentais, apresentam-se, também, os perfis do filtro teórico ideal para a equalização em cada caso. Notar que o perfil experimental aproxima-se consideravelmente do perfil ideal, e modifica-se dinamicamente de acordo ponto de operação do amplificador.

Os resultados apresentados até o momento com o protótipo sem a modelagem da influência da temperatura (uso do peltier) são satisfatórios frente a outras técnicas de equalização dinâmica de ganho apresentadas na Seção 3.3 **Erro! Fonte de referência não encontrada.** Entretanto, existem ainda dois fatores que limitam o desempenho. O primeiro deles é a não inclusão da influência da temperatura diretamente na modelagem da resposta espectral do filtro. As oscilações na temperatura do dispositivo durante a aquisição ou em torno da temperatura desejada pelo circuito de controle e as próprias variações térmicas do ambiente dificultam a manutenção do perfil adequado para a equalização do ganho do EDFA, provocando um maior erro em relação ao perfil teórico ideal. O segundo fator é a introdução de erros no mapeamento de fase e de amplitude que são necessários para a abordagem sem modelagem do efeito da temperatura.

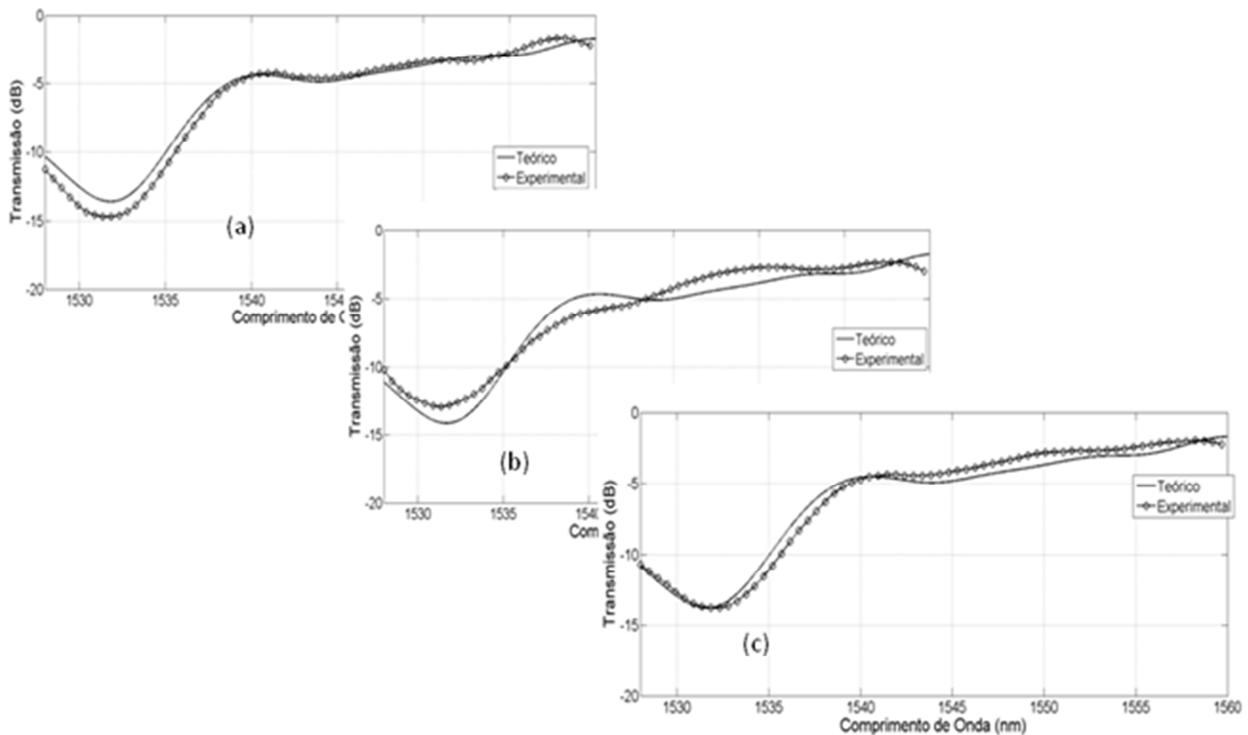


Fig. 5.7: Mudança do perfil espectral do filtro dinâmico para diferentes pontos de operação do EDFA, considerando-se $G = 20$ dB e potências de entrada de (a) -17 dBm, (b) -9 dBm e (c) -5 dBm.

Como mencionado anteriormente, o equacionamento do filtro sem se considerar a temperatura leva a fatores de atuação representados em radianos (φ e θ). Assim, torna-se necessário uma conversão da leitura em radianos para a atuação em tensão nos eletrodos dos estágios do filtro. Tal processo de caracterização foi descrito na Seção 4.2.1, onde se obteve a relação entre os ângulos em radianos e o valor correspondente em tensão. Este processo de mapeamento é suscetível a erros de medição impostos pelos equipamentos utilizados, bem como de arredondamento. A introdução destes fatores de erro provoca a divergência entre as curvas experimentais e as curvas teóricas ideais apresentadas na Fig. 5.7.

A modelagem da influência da temperatura vem, convenientemente, para amenizar estes dois fatores de erro. Com relação ao primeiro fator, a modelagem da temperatura permite que os valores das tensões aplicadas sejam atualizados instantaneamente de acordo com a temperatura de operação, não sendo mais necessário um elemento externo para controle desta temperatura. Para o segundo fator, o equacionamento da resposta espectral de cada um dos estágios do filtro já inclui a tensão aplicada nos eletrodos e, assim, os parâmetros de atuação estão em tensão e não

mais em radianos. Portanto, o mapeamento em radianos torna-se desnecessário e elimina-se mais um fator de introdução de erro ao sistema.

Nas seções seguintes, serão apresentados os resultados da equalização considerando-se a modelagem da temperatura. Inicialmente, demonstra-se a eficácia da modelagem da temperatura na resposta espectral de um dos estágios de filtragem, o que pode ser estendido a todos os outros. Em seguida, repetem-se os procedimentos de avaliação realizados nesta seção.

5.2 Análise da Modelagem da Temperatura

No capítulo anterior, apresentou-se a modelagem da influência da temperatura na resposta espectral do filtro (Seção 4.2.2). Após o processo de caracterização para cada um dos cinco estágios de filtragem, obtêm-se os três coeficientes η_1 , η_2 e $\Delta n.L$ para diferentes valores de temperatura. Entretanto, é necessário conhecer estes parâmetros para uma faixa contínua de temperatura, pois, em operação normal, o filtro deve ajustar estes coeficientes e, conseqüentemente, sua resposta espectral de acordo com a temperatura lida via termistor. Esta atualização é realizada pela unidade de processamento que, por meio da leitura da temperatura atual, realiza o cálculo dos valores dos coeficientes.

Para tanto, deve ser estimada uma curva de tendência polinomial (baseado na observação do comportamento dos coeficientes) que represente cada um dos coeficientes em um intervalo contínuo de temperatura. Para a representação de η_1 e η_2 , utilizou-se um polinômio de terceira ordem, que se mostrou suficiente para a reprodução fiel destes parâmetros. Para a representação de $\Delta n.L$, utilizou-se um polinômio de primeiro grau (reta). As equações polinomiais que traduzem o comportamento de cada um destes coeficientes, para cada estágio de filtragem do filtro utilizando durante os experimentos, são:

Estágio 1

$\eta_1 = -1,05 \cdot 10^{-6} \cdot C^3 + 1,845 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,01214 \cdot C + 0,3183$	(5.1)
$\eta_2 = -1,674 \cdot 10^{-6} \cdot C^3 + 2,643 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,01584 \cdot C + 0,391$	(5.2)
$\Delta n.L = -1,283 \cdot C + 4,9334 \cdot 10^4$	(5.3)

Estágio 2

$\eta_1 = -5,152 \cdot 10^{-6} \cdot C^3 + 1,072 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,08518 \cdot C + 0,2635$	(5.4)
$\eta_2 = -1,72 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 5,724 \cdot 10^{-5} \cdot C^2 - 0,006137 \cdot C + 0,2299$	(5.5)
$\Delta n \cdot L = -2,534 \cdot C + 1,0084 \cdot 10^5$	(5.6)

Estágio 3

$\eta_1 = -7,467 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 1,436 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,0103 \cdot C + 0,2894$	(5.7)
$\eta_2 = -4,405 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 1,023 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,0086 \cdot C + 0,2765$	(5.8)
$\Delta n \cdot L = -4,16 \cdot C + 1,524 \cdot 10^5$	(5.9)

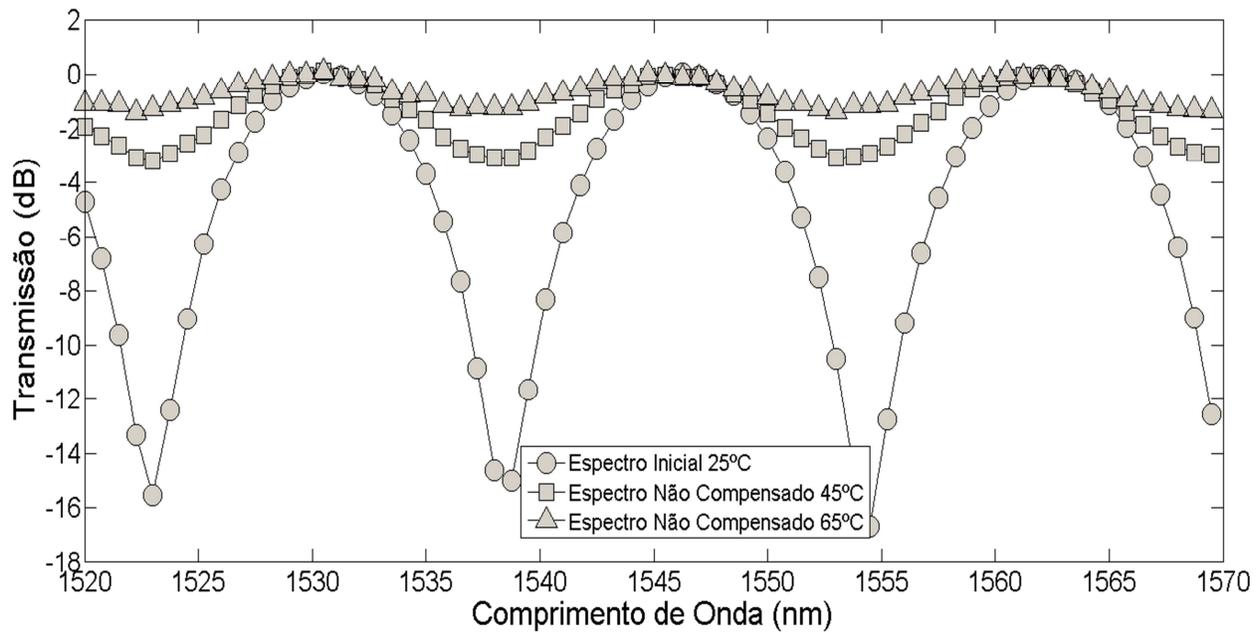
Estágio 4

$\eta_1 = -7,473 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 1,145 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,0107 \cdot C + 0,3059$	(5.10)
$\eta_2 = -8,26 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 1,584 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,01136 \cdot C + 0,3253$	(5.11)
$\Delta n \cdot L = -5,357 \cdot C + 2,0785 \cdot 10^5$	(5.12)

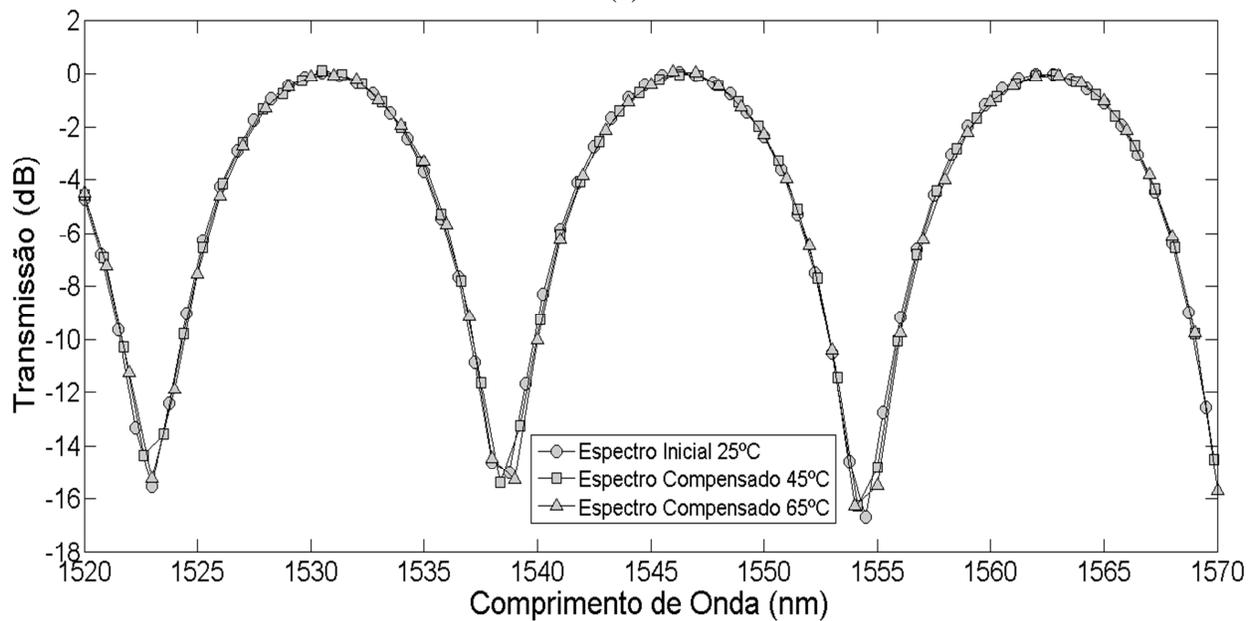
Estágio 5

$\eta_1 = -1,063 \cdot 10^{-6} \cdot C^3 + 1,895 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,01269 \cdot C + 0,3378$	(5.13)
$\eta_2 = -8,346 \cdot 10^{-7} \cdot C^3 + 1,572 \cdot 10^{-4} \cdot C^2 - 0,01106 \cdot C + 0,3091$	(5.14)
$\Delta n \cdot L = -6,896 \cdot C + 2,615 \cdot 10^5$	(5.15)

O cálculo dos coeficientes dos polinômios é realizado através do método dos mínimos quadrados, de maneira que, quando aplicado o conjunto de valores ótimos, a curva resultante seja a mais próxima possível dos dados medidos. A Fig. 5.8 ilustra a resposta espectral do terceiro estágio de filtragem, (a) sem a modelagem da influência da temperatura e (b) com a modelagem. Para verificar a dependência da temperatura na resposta espectral do estágio de filtragem, aplicaram-se as tensões $V_1 = 30$ V (sintonia de fase) e $V_2 = 90$ V (sintonia de amplitude) para diferentes valores de temperatura.



(a)



(b)

Fig. 5.8: Resposta espectral do terceiro estágio de filtragem (a) sem a compensação de temperatura e (b) com a compensação da temperatura.

Nota-se que na Fig. 5.8 (a) que a resposta espectral muda consideravelmente para as diferentes temperaturas. Utilizando o modelo de temperatura, os coeficientes são atualizados

instantaneamente, de acordo com a temperatura atual e, conseqüentemente, os novos valores de tensão são aplicados de modo a manter a resposta espectral idêntica à do estado inicial (25 °C). Assim, o espectro de filtragem se mantém praticamente independentemente da temperatura, além de estender consideravelmente a faixa de operação em relação a esta variável.

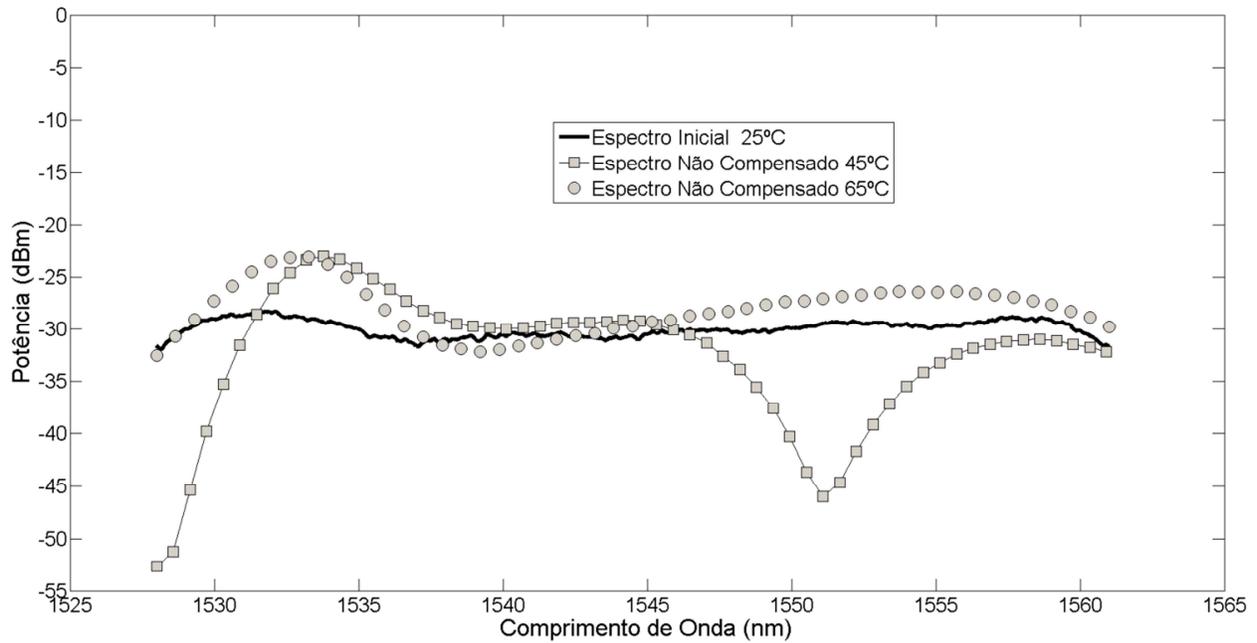
Para ilustrar o impacto da compensação da temperatura, aplicou-se um conjunto de tensões a cada um dos estágios do filtro, colocado na saída de um EDFA, inicialmente a temperatura ambiente (25 °C). Em seguida, realizou-se o aquecimento do dispositivo sem e com a compensação de temperatura a 45 °C e 65 °C. As Fig. 5.9 mostram as respostas espectrais do filtro de cinco estágios (a) sem e (b) com compensação de temperatura, para diferentes valores de temperatura (25, 45 e 65 °C). Pode-se notar na Fig. 5.9 (a) que ocorre uma mudança significativa nos espectros de saída do filtro.

Quando o modelo para a compensação da temperatura é utilizado, considerando-se os mesmos valores anteriores de temperatura, Fig. 5.9 (b), a resposta espectral mantém-se praticamente constante, independentemente da temperatura de operação. Este resultado mostra a compensação do efeito da temperatura aplicado diretamente aos cinco estágios, que permite a generalização da faixa de temperatura de operação do filtro e viabiliza a atuação no filtro sem preocupar-se com a temperatura de momento.

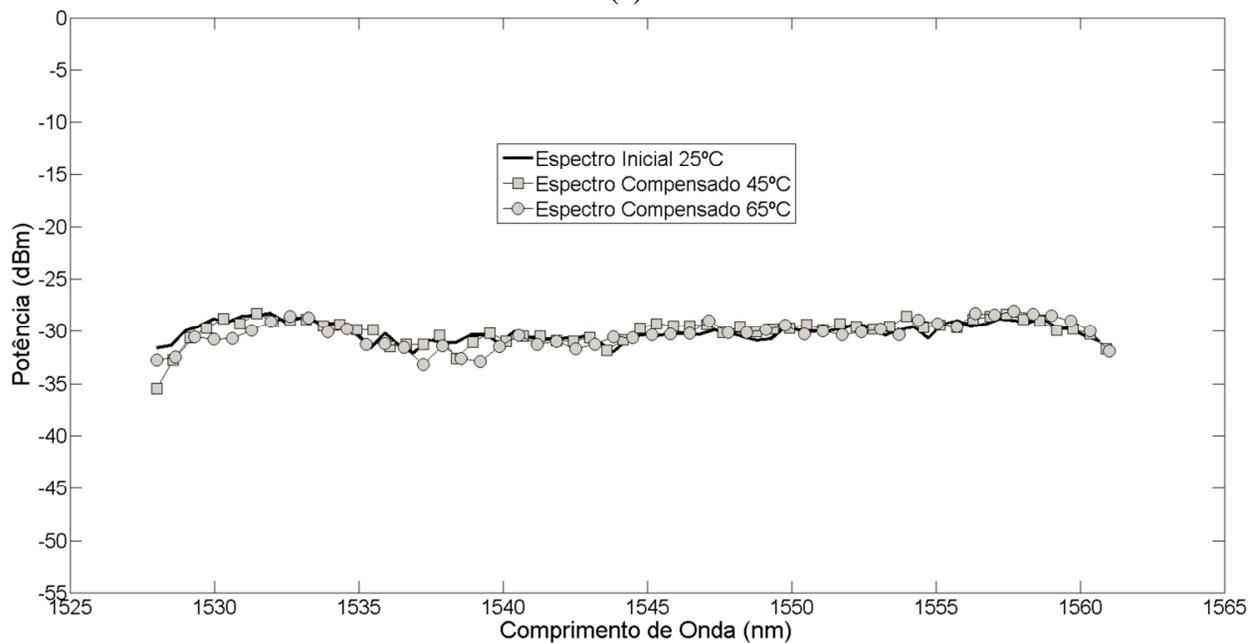
Outra vantagem é a redução de custo da solução, pois, neste caso, o circuito controlador de temperatura e o peltier não se fazem mais necessários. A seguir, repetem-se os passos da análise experimental da Seção 5.1, porém, utilizando o modelo de correção da temperatura diretamente no controle da operação do filtro.

5.3 O Filtro Equalizador de Ganho com Modelagem da Temperatura

Para validar o modelo do filtro que inclui diretamente a influência da temperatura em seu equacionamento, foi reproduzida a mesma montagem experimental ilustrada na Fig. 5.2. Neste caso, retirou-se do protótipo da Fig. 5.1 a caixa isolante térmica, o circuito controlador de temperatura e o *peltier*.



(a)



(b)

Fig. 5.9: Resposta espectral do filtro de cinco estágios (a) sem e (b) com compensação de temperatura, para diferentes valores de temperatura (25, 45 e 65 °C).

O procedimento de coleta de resultados e de automação do experimento são os mesmos que os da Seção 5.1, bem como os cenários analisados com relação à potência de entrada e de ganho do amplificador, possibilitando um comparativo do desempenho do sistema entre os dois tipos de

abordagem para a compensação da temperatura. Vale salientar que se observou uma pequena diferença no grau de desigualização de saída do EDFA em relação aos resultados obtidos anteriormente quando o equalizador ainda não é aplicado na saída do amplificador, pois há uma variação residual na configuração da potência de entrada (precisão de atenuação do atenuador variável), levando a uma variação na potência do laser de bombeio, pois o amplificador opera em controle automático de ganho. Entretanto, a variação da potência na saída da bancada de lasers manteve-se em torno de 0,5 dB.

As Fig. 5.10 e Fig. 5.11 ilustram os espectros de saída de um EDFA de 10 dB de ganho e potências de entrada de -15 e 3 dBm, respectivamente, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura. A não uniformidade no perfil do espectro de saída reduziu-se de 4,1 dB para 0,7 dB, no caso da potência de entrada de -15 dBm, e de 3,98 para 0,55 dB, quando a potência de entrada é de 3 dBm, diferentemente dos valores obtidos sem se considerar a modelagem da temperatura (0,991 dB e 1,16 dB, respectivamente).

Para o EDFA operando com 20 dB de ganho, a atuação do equalizador dinâmico é ainda mais evidente. As Fig. 5.12 e Fig. 5.13 apresentam os espectros de saída de um EDFA de 20 dB de ganho e potências de entrada de -15 e -5 dBm, respectivamente, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura. Quando a potência de entrada é de -15 dBm, há uma queda de 9,56 para 0,76 dB na desigualização, e para uma potência de entrada de -5 dBm, a redução é de 6,8 para 0,98 dB, contra 1,5 e 1,8 dB, respectivamente, obtidos anteriormente.

Comparando-se os desempenhos do sistema considerando-se os dois tipos de abordagem para a compensação da temperatura, observa-se que a modelagem direta da temperatura no algoritmo de controle das tensões dos eletrodos dos estágios do filtro provoca a redução da não uniformidade no espectro de saída a níveis que se aproximam e muito da desigualização intrínseca da bancada de lasers (0,5 dB). A melhora no desempenho se deve ao fato de uma maior aproximação entre a curva espectral real do filtro e a curva ideal para a compensação, conseguida pela diminuição considerável dos erros introduzidos pelo mapeamento em radianos (para as tensões referentes à fase e à amplitude) quando o controle de temperatura era utilizado. A modificação do equacionamento tornou as tensões aplicadas mais precisas, uma vez que a atuação se dá diretamente por tensão, sem a necessidade de nenhuma conversão. Outro fato

importante é a aplicabilidade do sistema dinâmico de equalização em uma ampla faixa de temperaturas, sem a necessidade de dispositivos externos para controle, com uma manutenção precisa da resposta espectral.

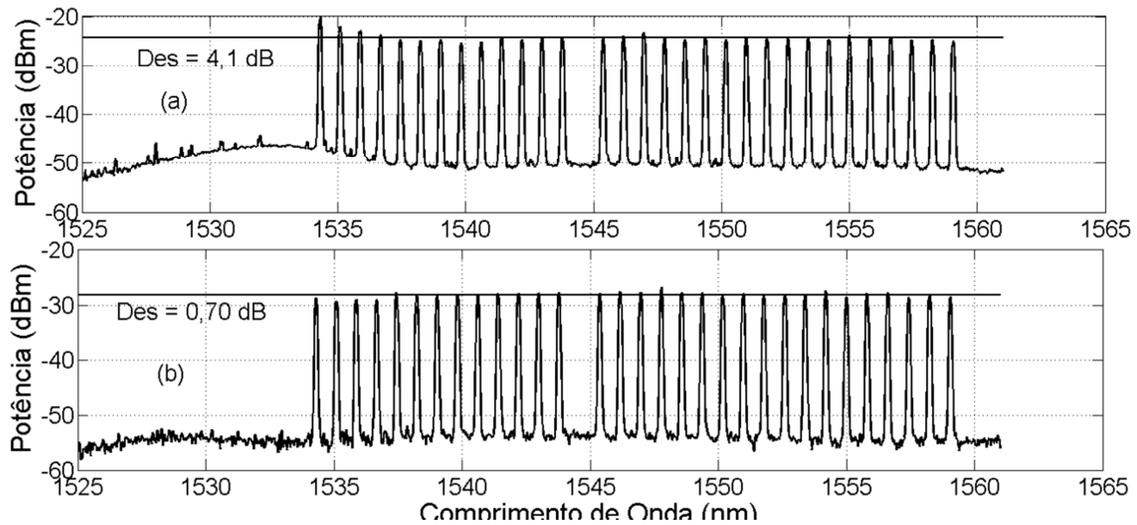


Fig. 5.10: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

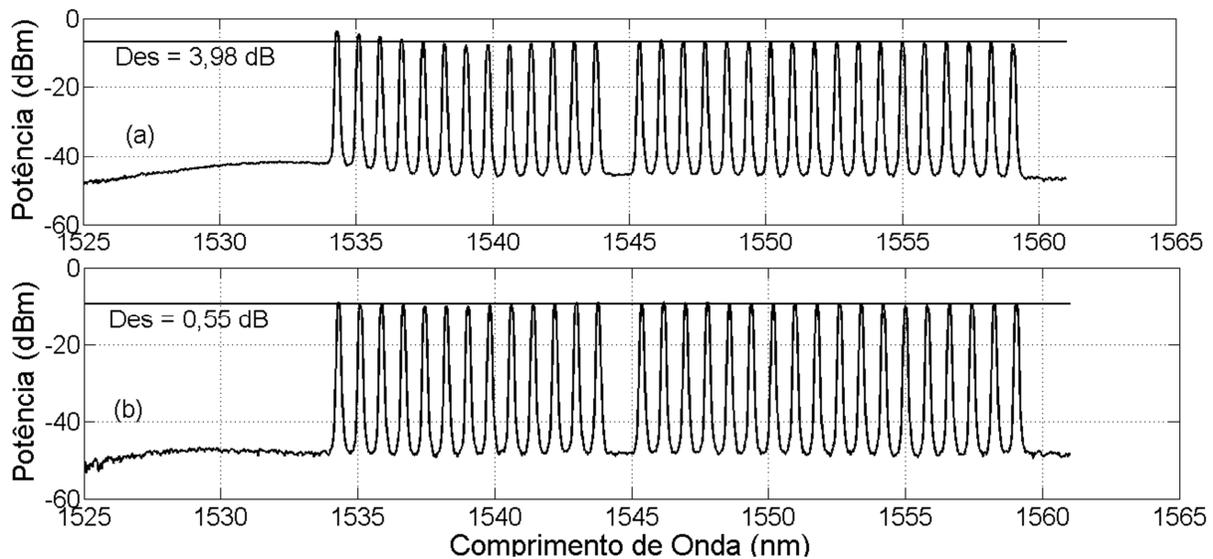


Fig. 5.11: Espectro de saída do EDFA de $G = 10$ dB e $P_{in} = 3$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

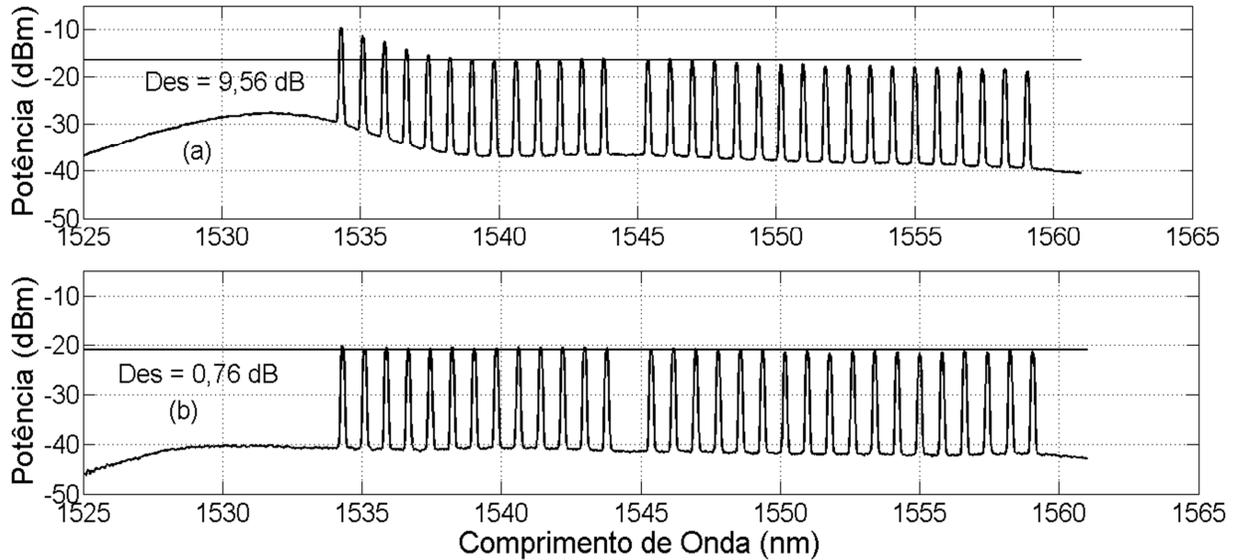


Fig. 5.12: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

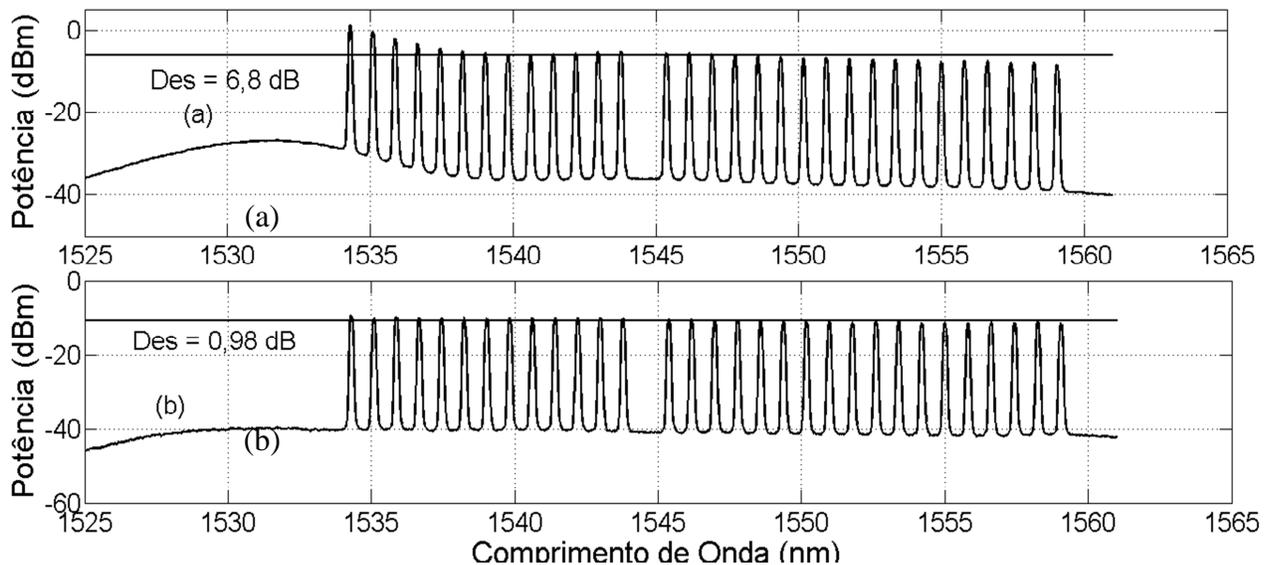


Fig. 5.13: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -5$ dBm, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

Na Seção 4.3, apresentou-se a descrição do processo de mapeamento de ASE, responsável pela caracterização do EDFA para diferentes pontos de operação, de modo que o filtro pudesse ter um conhecimento prévio do comportamento do amplificador e, desta forma, corrigir seu espectro de saída. Este processo de mapeamento, como citado anteriormente, é realizado para

dispensar o uso de uma realimentação provida pela monitoração dos canais de transmissão por um OSA, e tem como um dos principais objetivos a redução de custo da solução. O mapeamento foi realizado considerando-se 32 canais ópticos na entrada do amplificador e diferentes valores de potência óptica de entrada, para vários níveis de ganho. Sob estas condições, coletaram-se diversos espectros de ganho do EDFA e, conseqüentemente, vários perfis espectrais de filtro ideal. Entretanto, numa situação real, as condições às quais o amplificador foi submetido durante o mapeamento não necessariamente serão sempre as mesmas, principalmente numa rede reconfigurável, quando o amplificador poderá operar com um número qualquer de canais em sua entrada. De fato, a falta de equalização teria sentido para um sistema com um número superior a dois canais e perderia o sentido para apenas um canal. Assim sendo, tornou-se necessário verificar o impacto do mapeamento com 32 canais quando a entrada do amplificador é submetida a uma quantidade diferente de canais ópticos.

As Fig. 5.14 e Fig. 5.15 ilustram os espectros de saída de um EDFA com ganho de 20 dB e potência de entrada de -15 dBm, com 16 e 8 canais na entrada, respectivamente, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura. Os resultados foram obtidos considerando as mesmas condições para o mapeamento de 32 canais.

É possível notar que não há mudanças significativas na desqualização dos canais quando se acoplam números diferentes de canais à entrada do amplificador. Portanto, apesar da reconfiguração de uma dada rede, que reduziu o número de canais na entrada do amplificador, as características de desqualização praticamente se mantêm. Isto permite, portanto, a manutenção do mesmo perfil de filtro mapeado para 32 canais. Com isto, concluiu-se que a não-uniformidade de potência na saída do amplificador independe do número de canais em sua entrada, porém, depende do valor do ganho do amplificador e de sua potência de entrada. Para evitar repetição na apresentação de resultados, o mesmo comportamento descrito acima para o caso de ganho de 20 dB e potência de entrada -15 dBm, foram verificados para todos os outros pontos de operação do EDFA.

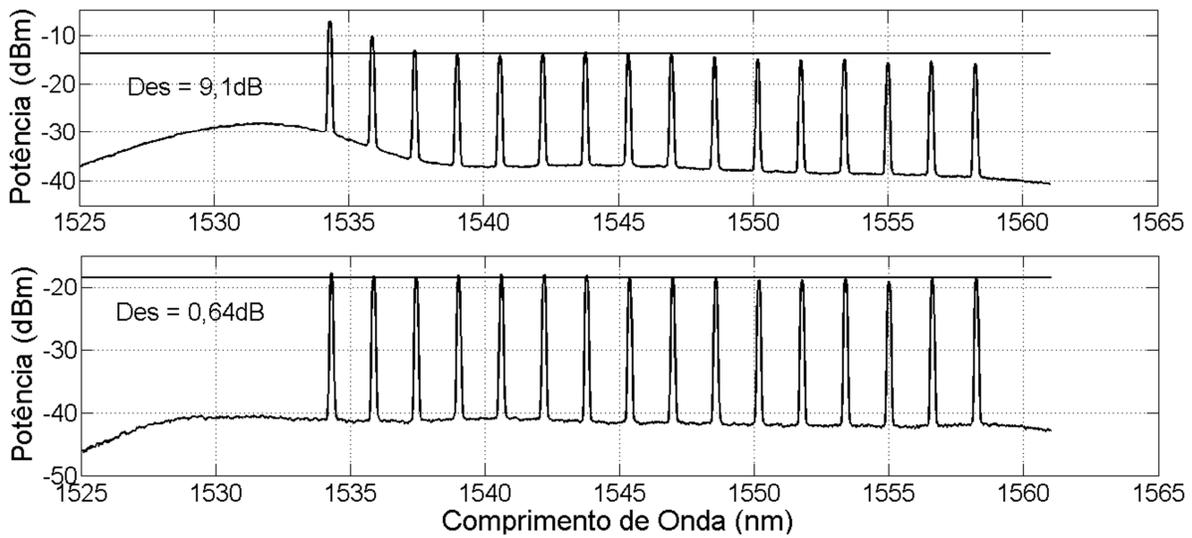


Fig. 5.14: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm para 16 canais de entrada, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

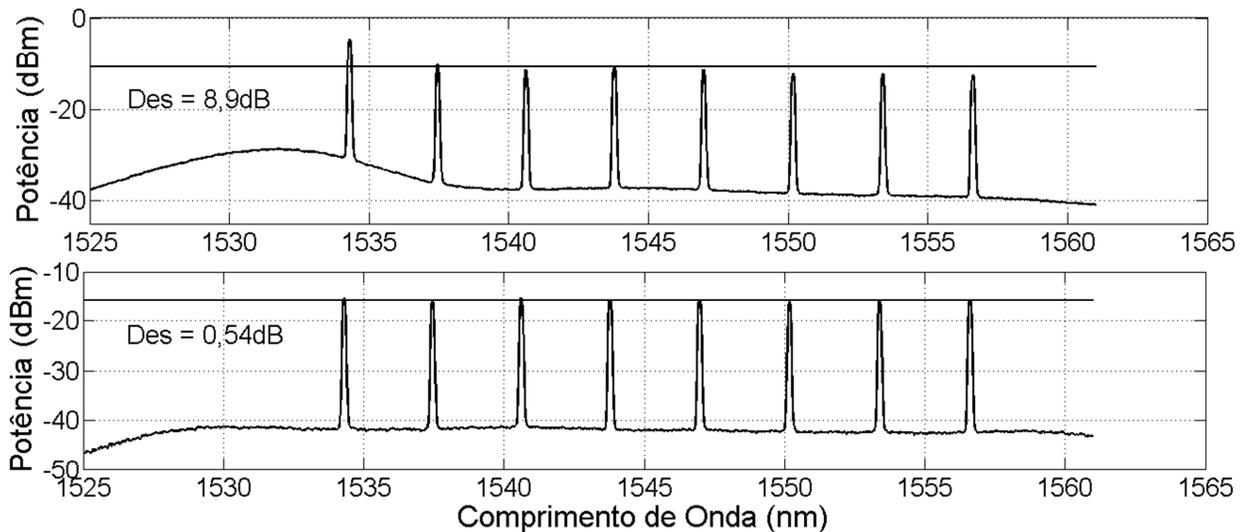


Fig. 5.15: Espectro de saída do EDFA de $G = 20$ dB e $P_{in} = -15$ dBm para 8 canais de entrada, (a) sem e (b) com o filtro equalizador dinâmico com modelagem do efeito de temperatura.

A Fig. 5.16 ilustra a desequalização do espectro de saída do EDFA em função do número de canais em sua entrada, quando o amplificador trabalha em diferentes pontos de operação. Estes resultados foram coletados utilizando os dados do mapeamento para 32 canais. Assim, variou-se o número de canais na entrada do amplificador, porém mantendo as mesmas condições de

potência de entrada e de ganho para o qual o filtro foi projetado no mapeamento prévio para 32 canais. Por exemplo, se existe um ponto de operação do filtro calculado para o caso em que a potência de entrada é -12 dBm e o ganho é igual a 20 dB para o mapeamento com 32 canais, então este perfil é mantido para o caso da entrada com 16 canais em que as condições de potência de entrada e ganho se mantêm as mesmas. Este procedimento foi repetido para medições com 32, 16, 8, 4 e 2 canais ópticos igualmente espaçados na entrada do amplificador. A Fig. 5.16 mostra a desqualificação do ganho em função do número de canais, tendo G e P_{in} como parâmetros. O gráfico mostra a situação para alguns pontos de operação do amplificador, mas estes resultados podem ser estendidos para qualquer outro ponto. Deve-se notar que a variação da desqualificação na saída do EDFA não depende de forma significativa da quantidade de canais em sua entrada. Logo, se a solução for utilizada em malha aberta (sem monitor de canal na saída do EDFA) e na saída do amplificador, basta realizar um mapeamento por projeto óptico do amplificador, sem que o número de canais do mapeamento influencie o desempenho da solução.

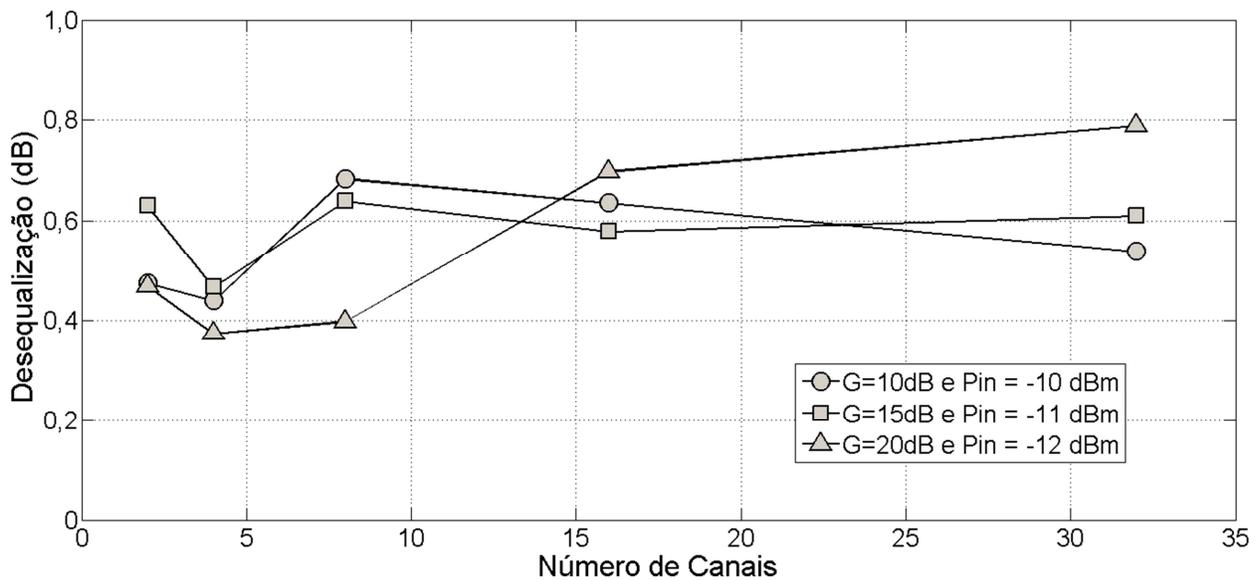


Fig. 5.16: Desqualificação em função do número de canais para diferentes pontos de operação.

Este sistema dinâmico de equalização de ganho pode ser usado não somente na saída de um EDFA, mas pode ser aplicado para compensar a não-uniformidade de potência imposta por uma cascada de amplificadores. Por exemplo, em um sistema de transmissão, a cada 3 ou 4 EDFAs,

emprega-se o equalizador dinâmico para compensar o acúmulo de desigualização. Assim, realizada a análise individual do equalizador (diretamente acoplado à saída do EDFA), seu desempenho em um sistema de transmissão e a avaliação de sua localização ideal são demonstrados na seção seguinte.

5.4 Análise Sistêmica e Simulações

Para analisar o impacto sistêmico do equalizador dinâmico em uma cascata de EDFAs, foi elaborado um modelo computacional para a sua resposta espectral e este modelo foi introduzido no simulador OptiSystem®. Este simulador possui uma interface com o Matlab®, onde são realizados todos os cálculos necessários para a implementação do modelo computacionalmente. Neste cenário, o equalizador dinâmico de ganho resume-se a um bloco funcional do simulador OptiSystem®. Assim, o espectro do sinal óptico é enviado para este bloco através de um vetor de dados e, em seguida, o equalizador realiza todos os cálculos pertinentes, retornando o vetor de dados corrigidos ao simulador. O espectro óptico é amostrado no ponto do enlace de acordo com a localização deste bloco funcional. A Fig. 5.17 ilustra o layout da simulação realizada.

O sistema foi composto por 40 canais ópticos modulados a 20 Gb/s que, em seguida, entram em um elemento de simulação chamado de laço de circulação. Este elemento de simulação, também utilizado em análises experimentais, é um artifício que permite que o sinal óptico circule uma quantidade predeterminada de vezes, emulando um enlace óptico de um dado comprimento. Neste caso em particular, o laço óptico continha uma combinação de EDFA, equalizador dinâmico e fibra (80 km). Após 10 voltas, o sinal WDM passa por um divisor de feixe, sendo que parte dele se encaminha para um analisador de espectro óptico e a outra para um filtro óptico. Este filtro extrai apenas um dos comprimentos de onda, o canal C47 (Grade ITU-T), cujo comprimento de onda é 1549,77 nm, de maneira que seja possível a visualização do diagrama de olho de seu conteúdo de modulação em um osciloscópio. Vale salientar que todos estes componentes, ilustrados na Fig. 5.17, fazem parte da biblioteca de componentes do simulador OptiSystem®. No bloco correspondente ao equalizador dinâmico, também é realizada a medição de alguns parâmetros, tais como OSNR, perda de inserção e desigualização na saída. Esta

medição é possível em ambiente de simulação, pois, no simulador, tem-se acesso ao espectro de frequência do sinal em qualquer ponto desejado do enlace.

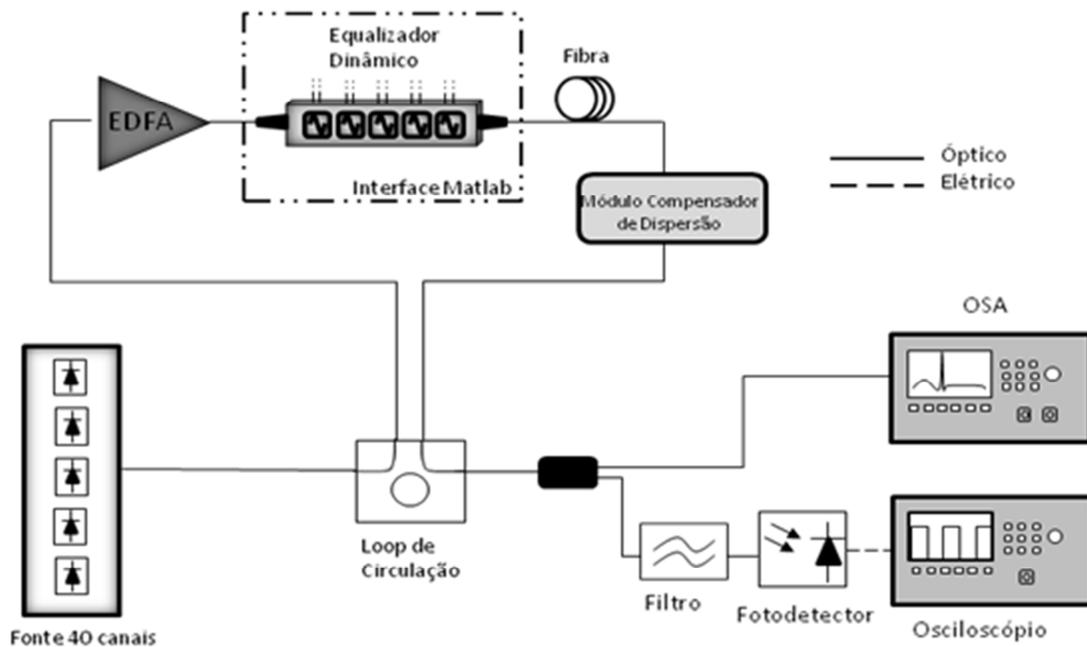


Fig. 5.17: Layout para análise sistêmica do equalizador dinâmico de ganho.

A Fig. 5.18 mostra a variação da OSNR do canal C47 em função do número de voltas no laço (lance), para quatro casos: sem equalizador dinâmico de ganho (EDG); um EDG para cada EDFA; apenas um após o lance 6; e apenas um no final do link. Pode-se notar que, sem o EDG (∇), a OSNR diminui significativamente a cada lance. Isto ocorre devido ao perfil irregular de ganho do EDFA. A desigualdade na distribuição de ganho do amplificador em uma cascata faz com que os canais menos beneficiados recebam cada vez menos ganho do EDFA em relação aos demais canais. Este efeito acumulado degrada significativamente estes canais e, como consequência, a capacidade de recepção é reduzida e/ou inviabilizada.

Utilizando um equalizador dinâmico na saída de cada EDFA (\circ), as potências dos canais tendem a se manter equalizadas ao longo de toda a banda C, para todos os lances. Assim, os canais WDM entram sempre equalizados no próximo amplificador, fazendo com que o efeito da não-uniformidade de potência não se acumule ao longo dos lances e, conseqüentemente, os canais anteriormente menos beneficiados não sejam degradados tão significativamente. Desta forma, a OSNR continua a decair ao longo dos lances, porém, de uma forma mais suave em

relação ao caso anterior. Se o EDG é colocado após seis lances (\square), a OSNR decai com uma menor inclinação, entretanto, com um desempenho inferior ao caso em que se utiliza um EDG para cada amplificador. O último caso analisado é quando o EDG está localizado no final do *link* (\star), e apresenta o pior desempenho em termos de OSNR. Esta situação resulta numa desigualização acumulada ao longo dos lances e a tentativa de equalização no final do *link* faz com que o equalizador remova potência dos canais, a fim de mantê-las iguais. No entanto, este corte abrupto de potência reduz a OSNR dos canais consideravelmente. Assim, em termos de OSNR, o caso em que é utilizado um EDG para cada EDFA apresenta o melhor desempenho.

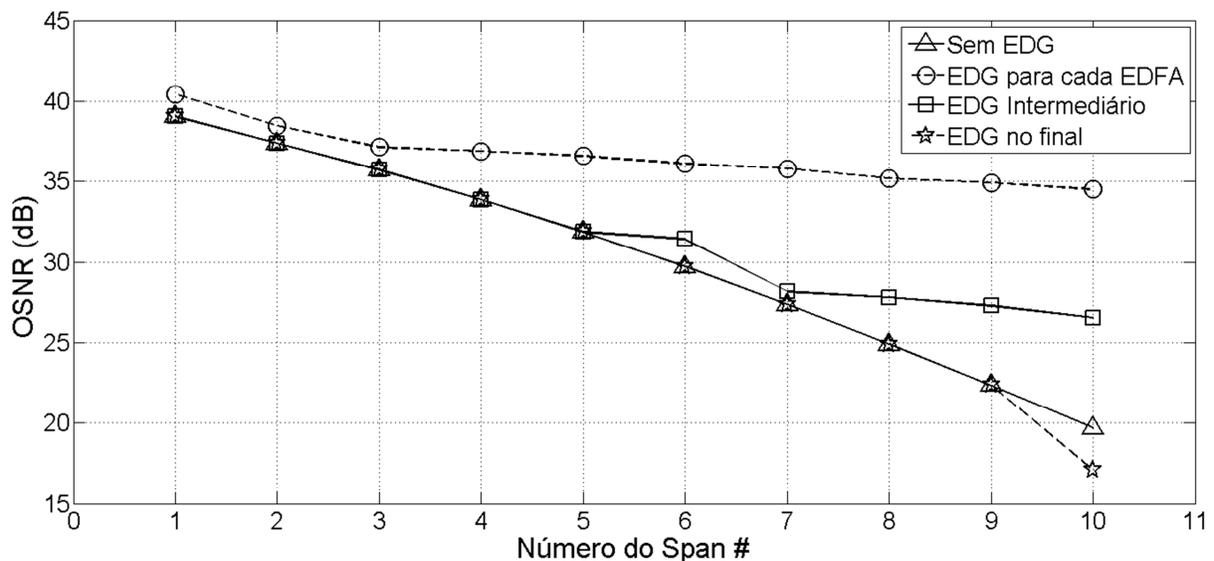


Fig. 5.18: Variação da OSNR do canal C47 (grade ITU-T) em função do número de lances, para quatro casos: sem EDG; um EDG para cada EDFA; apenas um EDG após o lance #6; e apenas um EDG no final do enlace.

A Fig. 5.19 mostra o nível de desigualização de saída dos amplificadores ao longo dos lances, para os quatro casos de posicionamento do EDG avaliados nos resultados da Fig. 5.18. Com um equalizador dinâmico após cada EDFA, a não uniformidade na potência de saída depois de 10 lances é de apenas 1,5 dB, em contraste com 22,1 dB quando nenhum EDG é utilizado. Neste caso, obtêm-se uma redução de 99,1 % no nível de desigualização final do sistema quando se utiliza um EDG por lance. É devido a esta diminuição na não-uniformidade de potência que a degradação da OSNR é reduzida, como ilustrado na Fig. 5.18. Utilizando apenas um EDG no meio do *link*, a desigualização final é reduzida devido à compensação intermediária provida pelo

equalizador dinâmico. No último caso, alocando o EDG no final do *link*, de modo que ele execute a equalização para compensar todo o acúmulo de não-uniformidade ao longo do sistema, há uma redução significativa na desequalização. Entretanto, o nível de atenuação que deve ser imposto aos canais de maneira que a equalização possa ser realizada penaliza significativamente a OSNR, como visto anteriormente. Com base nestes resultados, o uso do EDG no final de um sistema de transmissão com alta desequalização não é aconselhado, devido à alta atenuação imposta aos canais ópticos.

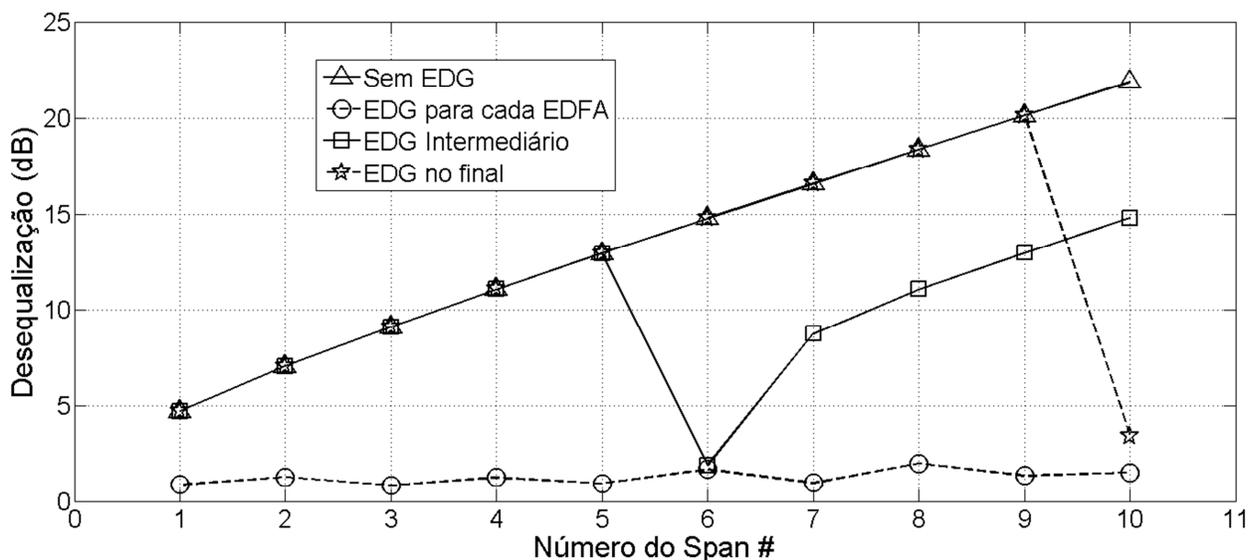


Fig. 5.19: Nível de desequalização em função do número de *lances*, para quatro casos: sem EDG; um EDG para cada EDFA; apenas um EDG após o lance #6; e apenas um EDG no final do enlace.

Outro fator importante a ser considerado é a perda introduzida pela atuação do EDG, que pode ser visto como um aspecto negativo para a solução dinâmica aqui apresentada, porém necessária para a realização da equalização. Esta característica é comum a qualquer técnica de equalização, pois, para realizar o seu propósito, todas as técnicas utilizam um perfil de atenuação para compensar a desequalização, introduzindo assim uma perda de inserção ao sistema.

A Fig. 5.20 apresenta a perda acumulada em função do número de lances quando um EDG é utilizado para cada EDFA (\circ), um EDG intermediário (\square) e um EDF no final do enlace (\star). Pode-se observar que, no caso em que é utilizado um EDG para cada EDFA, existe uma alta perda de inserção acumulada, devido à introdução de perdas médias da ordem de 4,5 dB após

cada amplificador (um total de 45 dB depois de 10 lances). Quando apenas um EDG é utilizado no meio do *link*, a perda é maior que 4,5 dB. Isto é esperado, pois a desigualização acumulada é maior em relação ao caso anterior, de modo que o perfil de atenuação utilizado para realizar a equalização é mais acentuado. Este mesmo motivo também é válido para o caso em que o EDG é utilizado no final do enlace. No entanto, o ganho de OSNR compensa este fator negativo.

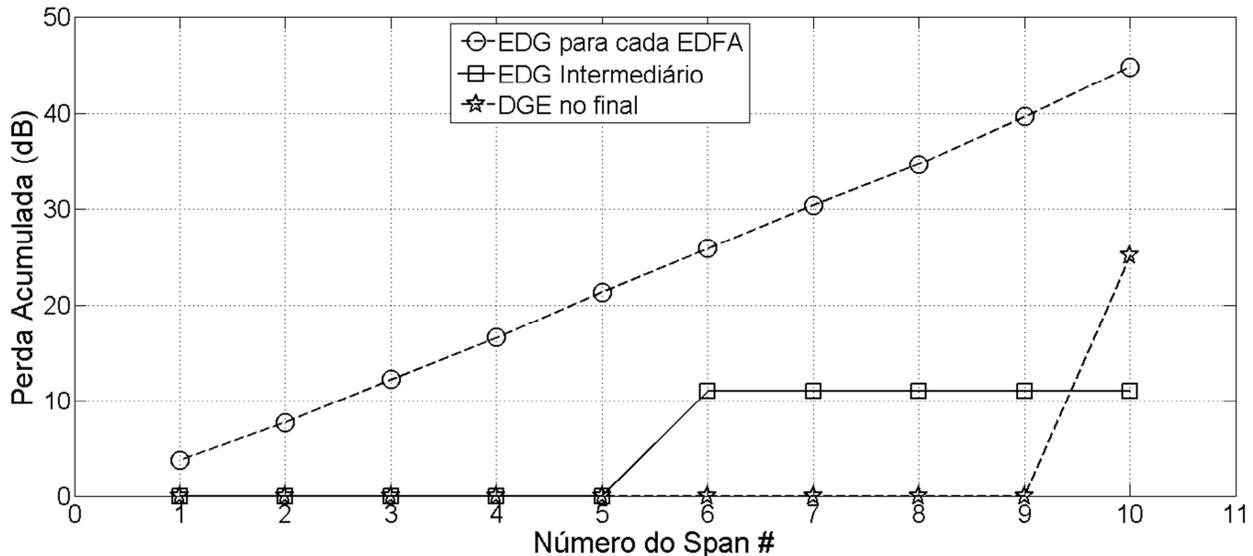


Fig. 5.20: Perda de inserção do EDG acumulada ao longo dos lances, quando um EDG é utilizado para cada EDFA, um EDG intermediário e um EDF no final do enlace.

O uso desta solução de equalização dinâmica de ganho é altamente recomendado nos sistemas de transmissão ópticos reconfiguráveis. Atualmente, o perfil plano de amplificação é alcançado com o uso de EDFAs com dois estágios de amplificação, um VOA intermediário e um GFF fixo entre os estágios, como mostrado na Seção 3.3.2. Esta solução atualmente implantada possui alto custo, devido a um estágio de amplificação extra, que é necessário para compensar a perda do VOA e do GFF intermediário.

Para finalizar a análise sistêmica e ilustrar o desempenho do EDG, a Fig. 5.21 mostra o diagrama de olho do canal C47 modulado em intensidade a 20 Gb/s, considerando as situações (a) sem e (b) com EDG, tendo o número de lances como parâmetro. Estes diagramas de olho retratam, exatamente, o ganho de OSNR em relação ao cenário em que não é utilizado nenhum equalizador dinâmico. Pode-se notar que, sem o EDG, à medida que o número de lances aumenta,

o diagrama de olho fecha, impossibilitando a definição de um limiar de decisão para o receptor. Desta maneira, a recepção do sinal fica comprometida e, conseqüentemente, aumenta-se significativamente a taxa de erro de bit (BER). Em contrapartida, quando utilizam-se EDGs após cada estágio de amplificação, mesmo com o aumento do número de lances, os diagramas de olho praticamente se mantêm nos mesmos patamares, seja para o primeiro ou último lance.

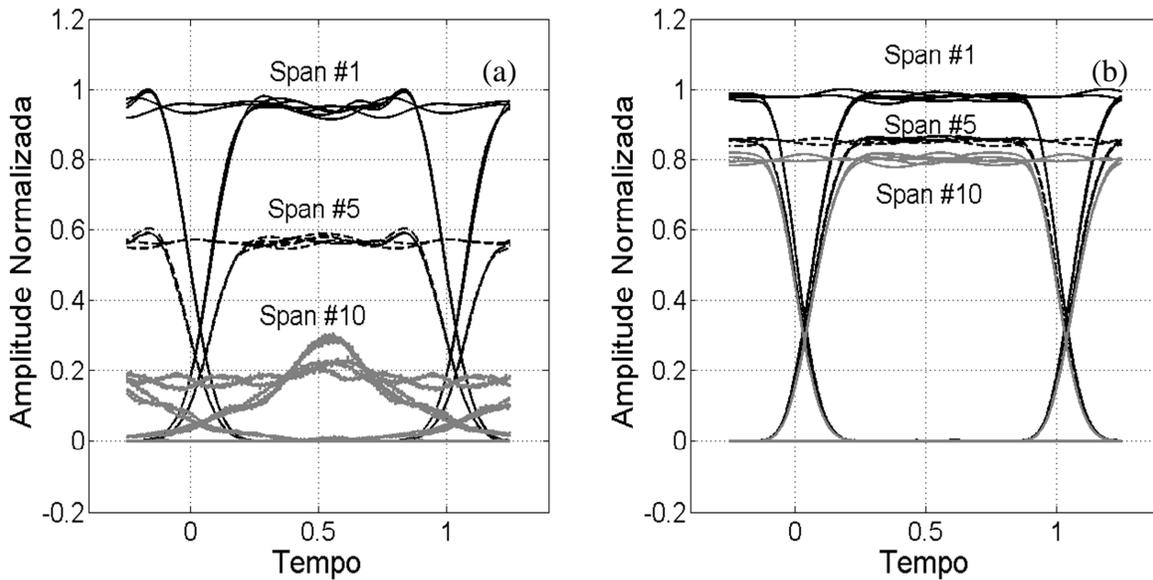


Fig. 5.21: Diagramas de olho para o canal C47 modulado a 20 Gb/s, considerando um enlace (a) sem e (b) com EDG após cada EDFA, tendo o número de spans como parâmetro.

A utilização de um equalizador dinâmico de ganho em uma rede reconfigurável provê vantagens ao sistema, já que, compensando a desigualização imposta pelo EDFA, canais ópticos que seriam degradados depois de sucessivas amplificações mantêm-se com OSNR satisfatória para viabilizar a recepção. Assim, canais que anteriormente não poderiam ser alinhados devido à baixa relação sinal-ruído, com a utilização deste dispositivo, tornam-se canais válidos.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho apresentou o desenvolvimento, análise experimental e análise em simulação de um equalizador dinâmico de ganho projetado para redes ópticas reconfiguráveis e amplificadores ópticos com controle automático de ganho. O objetivo foi o de desenvolver um sistema dinâmico de equalização de ganho para amplificadores ópticos, mais especificamente EDFAs, de modo a extinguir a dependência do ganho com o comprimento de onda do sinal de entrada do amplificador, inerente ao amplificador a fibra dopada com érbio. No entanto, para este desenvolvimento, vários esforços foram realizados para produzir um método de atuação no dispositivo de modo que fosse possível utilizá-lo tanto em malha aberta quanto fechada, além do desenvolvimento de uma rotina de mapeamento/caracterização do filtro senoidal (núcleo do equalizador dinâmico) totalmente automatizada. Durante este trabalho, surgiu um desafio tão importante quanto o próprio equalizador dinâmico, que foi o controle da temperatura do filtro senoidal. Por causa da tecnologia opto-cerâmica utilizada neste filtro, a dependência de sua resposta espectral com a temperatura ambiente era forte. Assim, primeiramente, desenvolveu-se um circuito de controle de temperatura para o dispositivo via realimentação num *peltier*. Entretanto, esta solução limitava a faixa de variação da temperatura do dispositivo em, aproximadamente, 10°C, o que não era suficiente para a aplicação prática do filtro. Posteriormente, o efeito da temperatura sobre o dispositivo foi introduzido diretamente na modelagem matemática que permitia o controle de sua função de transferência. Em outras palavras, a compensação de temperatura poderia ser feita ajustando-se, de acordo, a resposta em frequência por meio da tensão aplicada ao filtro, sem a necessidade de dispositivos externos como o *peltier*. Esta última e definitiva solução habilitou a operação do filtro dinâmico de equalização de ganho em grandes faixas de temperatura, tornando-o praticamente imune à mesma.

Uma introdução à teoria dos amplificadores a fibra dopada com érbio, baseada nos mecanismos de amplificação, topologias básicas e aplicações, entre outros, foi apresentada no Capítulo 2. Neste mesmo capítulo, a teoria relativa à filtragem óptica, selecionando as tecnologias de filtragem mais utilizadas em equalizadores, foi introduzida. Assim, no Capítulo 2, abordou-se a teoria necessária para o entendimento do trabalho em equalização dinâmica de ganho. No Capítulo 3, realizou-se um estudo das principais tecnologias de equalização de ganho, tanto estáticas quanto dinâmicas. Diversas técnicas de equalização estática e dinâmica de ganho foram abordadas, descrevendo-se vantagens e desvantagens de uma ou outra quando aplicadas em uma rede óptica reconfigurável. Ao final deste capítulo, uma breve introdução do princípio básico de funcionamento do equalizador dinâmico proposto foi apresentada.

O processo de caracterização, mapeamento e atuação do filtro, bem como suas especificações, foram descritos no Capítulo 4. Neste capítulo, o processo de modelagem matemática por trás do funcionamento do filtro foi descrito. Em seguida, o procedimento da modelagem da temperatura na função de transferência do filtro foi detalhado, como também a descrição do periférico necessário para atuação no filtro. Necessitou-se atenção no desenvolvimento dos circuitos associados ao controle do filtro, pois a sua tecnologia optocerâmica requer altos valores de tensão (até 350 V).

Finalmente, no Capítulo 5, apresentaram-se os resultados experimentais e de simulações resultantes do desenvolvimento do equalizador dinâmico de ganho para uso em EDFAs de redes ópticas reconfiguráveis. Neste capítulo, realizou-se uma análise individual em que o dispositivo foi colocado na saída de um EDFA e o nível de equalização verificado sem e com a atuação do dispositivo. Esta análise individual foi realizada tanto para o modelo com controle de temperatura externo (via *peltier*), quanto para o modelo em que a dependência de temperatura foi introduzida na função de transferência do filtro. Na sequência, repassou-se o modelo matemático do filtro para um computador e o desempenho sistêmico deste filtro foi verificado por meio da simulação de uma cascata de amplificadores contida em um ramo de rede de vários quilômetros. Com esta análise sistêmica, foi possível determinar o ganho de OSNR que o equalizador dinâmico provê ao sinal. Analisando os resultados, verificou-se um ótimo resultado com a inserção do equalizador dinâmico na saída de cada amplificador do sistema. Com um tempo de atuação menor que 100 μ s, em amplificadores com nível de equalização pior que 10 dB, com a atuação do filtro, obteve-se redução deste número para cerca de 0,6 dB. Em termos de recepção, este nível de equalização

levou a um ganho de OSNR por volta de 16 dB. Isto significa que canais que anteriormente estariam penalizados pela relação sinal-ruído, com a introdução do dispositivo, tornam-se viáveis para a recepção óptica.

No futuro, o equalizador dinâmico deverá ser aplicado a um sistema de controle em malha fechada, para que a etapa de mapeamento da atuação seja eliminada. Além disso, este dispositivo poderia também ser investigado como equalizador de OSNR ou até mesmo um equalizador genérico, em que qualquer perfil suave de amplificação possa ser equalizado.

Este trabalho permitiu a submissão dos seguintes artigos:

- Vitor V. Nascimento, Júlio C. R. F Oliveira, Vitor B. Ribeiro e Aldário C. Bordonalli, “Sistema de Equalização Dinâmico de Ganho para EDFA’s Aplicado a Redes Ópticas Reconfiguráveis”, publicado nos Anais do XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT’09, vol. DVD-ROM, Blumenau, SC, 2009.

- Vitor V. Nascimento, Júlio C. R. F Oliveira, Vitor B. Ribeiro e Aldário C. Bordonalli, “Dynamic Gain Spectrum Equalizer for EDFAs in Reconfigurable Optical Networks”, publicado nos Anais da OSA Frontiers in Optics 2010/Laser Science XXVI Conference, vol. CD-ROM, Rochester, NY, EUA, 2010.

- Vitor V. Nascimento, Júlio C. R. F Oliveira, Vitor B. Ribeiro e Aldário C. Bordonalli, “Dynamic Gain Equalization for EDFAs based on OptoCeramic Sinusoidal Filter Cascade,” *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, aceito para publicação.

Referências Bibliográficas

- [1] J. C. R. F de Oliveira, “Projeto de EDFAs com Controle Automático de Ganho Totalmente Óptico para Aplicações em Redes WDM”, dissertação de mestrado, DMO/FEEC/UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, 2004.
- [2] Cisco System, Inc. (2003), “Introduction to DWDM for Metropolitan Networks”, Technical Report.
- [3] Srivastava, ECOC 2009, workshop.
- [4] Y. Sun, A. K. Srivastava, J. Zhou e J. Sulhoff, “Optical amplifiers for WDM optical networks”, *Bell Labs. Technical Journal*, pp. 187-206, January-March 1999.
- [5] J. P Ryan, “WDM: North America deployment trends”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 2, pp. 40-44, 1998.
- [6] Stamatios V. Kartalopoulos, “DWDM: Network, Devices and Technology”, 1st Edition, Wiley-Interscience, 2003.
- [7] N. A. Jackman S. H. Patel, B. P. Mikkelsen e S. Korotky, “Optical cross connects for optical networking”, *Bell Labs Technical J.*, pp. 262-281, January-March 1999.
- [8] Rajiv Ramaswami e Kumar N. Sivarajan, *Optical Networks*, 2nd Edition, Morgan Kauphann Publishers, 2002.
- [9] <http://www.ad-net.com.tw> , visitado em 17 de Junho de 2010.
- [10] G.P Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, 3th ed., Ed. New York: J. Wiley&Sons, 1992.
- [11] E. Desurvire, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers - Principles and Applications”, 1st ed., Ed.: John Wiley & Sons, Nova Iorque, EUA, 1994.
- [12] Atul K. Srivastava e Yan Sun, “Advances in Erbium-Doped Fiber Amplifiers”, Edited by Ivan Kaminow e Tingye Li em *Optical Fiber Telecommunication*, 2002.
- [13] T. V. O. Coelho, “Análise Experimental de Topologias de Amplificadores a Fibra Dopada com Érbio”, dissertação de mestrado, DMO/FEEC/UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, 2007.
- [14] G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics,” 2nd. ed., Academic Press, San Diego, CA, 1995.

-
- [15] John L. Zyskind, Jonathan A. Nagel e Howard D. Kidorf, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers for Optical Communications”, Edited by Ivan Kaminow em *Optical Fiber Telecommunications*, Academic Press, 1997.
- [16] G.P. Agrawal, *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*. New Jersey, EUA: John Wiley & Sons, 2005.
- [17] R. Wagner, Alferness A. Saleh e M. Goodman, “MONET: Multiwavelength optical networking,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, p. 1349, 1996.
- [18] Christl K. Madsen e Jian H. Zahao, “Optical Filter Design and Analysis”. New York, EUA, John Wiley & Sons, 1999.
- [19] L. J. Cimini, L. J. Greenstein e A. A. M. Saleh, “Optical equalization to combat the effects of laser chirp and fiber dispersion”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, pp. 649-659, 1990.
- [20] M. Born e E. Wolf, *Principles of Optics*, 7th Ed., Cambridge University Press, New York, 1999.
- [21] R. Sommer, R. M. Fortenberry, B. Flintham, P. C. Johnson, “Multiple filter functions integrated into multi-port GFF components,” Anais da *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Anaheim, CA, 2007, pp. 1-3.
- [22] P. C. Becker *et al.*, “Erbium-Doped Fiber Amplifier: Fundamentals and Technology,” 1st ed. San Diego, Academic Press, 1999.
- [23] Fred Heisman, “Lithium Niobate Integrated Optics: Devices and System Applications,” *Optical Fiber Telecommunications*, edited by Ivan Kaminow Academic Press, 1997.
- [24] Hermann A. Haus, “Waves and Fields in Optoelectronics,” Prentice Hall, 1984.
- [25] Kewen K. Li, “Eletro-Optic Ceramic Material and Device,” US Patent 6 746 618 B2, Jun. 8, 2004.
- [26] H. Jaing *et al.*, “Transparent Eletro-Optic Ceramic and Devices,” *Boston Applied Technologies White Paper*, Woburn, MA.
- [27] K. O. Hill, E Malo, F. Bilodeau, D. C. Johnson e J. Albert, “Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fiber by UV exposure through a phase mask,” *Appl. Phys. Lett.* 62, 1035-1037, 1993.
- [28] A. Mori *et al.*, “Low Noise Broadband tellurite-based Er^{3+} -doped fiber amplifiers,” *Elec. Lett.*, vol. 34, p.887-888, 1998.
-

-
- [29] C. M. de Sterke e N. G. Broderick, “Nonlinear optics in fiber grating,” *Opt. and Fiber Tech.*, vol. 2, pp. 253-268, 1996.
- [30] Júlio C. R. F. Oliveira e Adolfo F. Herbster, “EDFA de nova geração,” Fundação CPqD, Campinas, SP, Relatório Técnico, Jun. 2008.
- [31] M. K. Smit e C. van Dam, “Phasar based WDM devices: Principles, design and applications,” *IEEE J. Select. Topics Quantum. Electron.*, vol. 2, pp. 236-250, 1996.
- [32] H. Takahashi *et al.*, “Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometer resolution,” *Electron Lett.*, vol. 26, pp. 87-88, 1990.
- [33] P. M. J. Schiffer *et al.*, “Smart Dynamic Wavelength Equalizer Based on an Integrated Planar Optical Circuit for use in the 1550-nm Region,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 1150-1152, 1999.
- [34] H. S. Kim *et al.*, “Actively gain-flattened erbium-doped fiber amplifier over 35 nm by using all-fiber acoustooptic tunable filter,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 790-792, 1998.
- [35] Seok Hyun Yun, Bong Wan Lee e Hyang Kyun Kim, “Dynamic erbium-doped fiber amplifier base on active gain flattening with all-fiber acoustooptic tunable filters,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 1229-1231, 1999.
- [36] Jun Kye Bae *et al.*, “Dynamic EDFA Gain-Flattening Filter Using LPFGs with Divided Coil Heaters,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 1226-1228, 2005.
- [37] Walter Rudin, “Fourier Analysis on Groups,” Wiley-Interscience, 1990.
- [38] M. C. Farries e A. J. Rogers, “Temperature dependence of the Kerr effect in a silica optical fiber,” *IEEE Electron. Lett.*, vol. 19, pp. 890-891, 1983.
- [39] Ji, J., Zheng, S., Jin, X., Zhang, X., Chi, H. e Zou, Y. K., “Optical variable gain tilt filter with temperature compensation”, *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, pp. 1906-1909, 2010, doi: 10.1002/mop.25311
- [40] X. Wang e J. Yao, “Transmitted and tuning characteristics of birefringent filters,” *Appl Opt.*, vol. 31, pp. 4505-4508, 1992.
- [41] M. Celis, J. E. Denis e R. A. Tapia, “A trust region strategy for nonlinear equality constrained optimization,” *Anais do Numerical Optimization*, Boulder, CO, 1984; SIAM, Philadelphia, PA, pp. 71-82, 1985.
-