

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

Medição e Simulação de Conversor em Comprimento de Onda com Amplificador Óptico a Semicondutor.

Autor:

Napoleão dos Santos Ribeiro

Orientador:

Prof. Dr. Evandro Conforti

Co-orientador:

Prof. Dr. Cristiano de Melo Gallep

Dissertação apresentada à Comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – FEEC/UNICAMP, como requisito para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora:

Profa. Dra. Miriam Regina X. de Barros – CPqD
Prof. Dr. Aldário C. Bordonalli – FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza – FEEC/UNICAMP

Campinas, 8 de junho de 2006.

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

R354m	<p>Ribeiro, Napoleão dos Santos Medição e simulação de conversor em comprimento de onda com amplificador óptico a semiconductor / Napoleão dos Santos Ribeiro. --Campinas, SP: [s.n.], 2006.</p> <p>Orientador: Evandro Conforti Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Amplificadores óticos. 2. Semicondutores. 3. Simulação (Computadores). 4. Comunicações óticas. I. Conforti, Evandro. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Título em Inglês: Measurements and simulations of wavelenght converter based on semiconductor optical amplifier.

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifier, Semiconductor, Simulation, Optical Communications

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Miriam Regina X. de Barros, Aldário C. Bordonalli e Rui Fragassi Souza.

Data da defesa: 08/06/2006

Dedico esta dissertação aos meus pais e à minha tia “Bia”, que sempre me apoiaram e nunca mediram esforços para que eu pudesse atingir meus objetivos, à minha irmã, familiares e amigos que estiveram presentes nessa fase da minha vida.

“Se você acha que a educação é cara, tenha a coragem de experimentar a ignorância.” (Derek Bok)

Resumo

A utilização de redes ópticas com multiplexação de comprimento de onda (WDM) é uma solução para o aumento na taxa de transferência de dados em sistemas de telecomunicações. Para um bom funcionamento de tais redes, a utilização de um conversor em comprimento de onda com amplificador óptico a semiconductor é importante, pois facilita o processamento totalmente no domínio óptico, bem como uma maior flexibilidade na utilização de sinais em diferentes comprimentos de onda. Desta forma, apresenta-se, neste trabalho, um estudo de um conversor em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho baseado em um amplificador óptico a semiconductor (SOA). Um estudo teórico do SOA e do conversor é apresentado, seguindo-se do estudo de montagens experimentais que permitem a obtenção de bons resultados para a conversão, comprovados com a comparação com resultados simulados. Para a realização da simulação, são estudados certos parâmetros e a relação destes com a conversão. Os resultados apresentados neste trabalho estão coerentes com os da literatura especializada. Melhorias no desempenho do conversor são apresentadas, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Abstract

The use of wavelength-division multiplex (WDM) optical networks is a solution for the data-rate increasing in telecommunications systems. For a good performance of such networks, the use of wavelength converter based on semiconductor optical amplifier is important, since this one allows all-optical signal processing, as well as more flexibility in the spectral use of optical signals, assigned at different wavelengths. Therefore, the study of wavelength converters based on cross-gain modulation of semiconductor optical amplifier (SOA) is presented. The SOA and its converter's theoretical study are presented, followed by the experimental set-up for the conversion, and last by the comparison with simulated results. For simulation procedures, the study of certain parameters and its relation to conversion efficiency is carried out. Performance improvements in the converter operation are presented as well as indications for further works.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por ter-me dado condições de alcançar esse objetivo.

Ao Prof. Evandro Conforti, pela amigável, competente e dedicada orientação durante todo o período de realização deste trabalho.

Ao meu co-orientador, Cristiano Gallep, pela ajuda na realização deste trabalho.

À Capes, ao CNPQ, à FAPESP sob o contrato CEPOF, ao Projeto TIDIA-Kyatera, além do Projeto GIGA-MCT, pelo apoio financeiro e na aquisição de equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa.

Aos meus pais, por todo incentivo e apoio. À minha tia “Bia” por tudo que ela representa pra mim. À minha irmã e demais familiares pelo apoio, incentivo e amizade.

Ao André, pela ajuda na realização das simulações, além das constantes discussões acerca do assunto abordado neste trabalho.

Aos amigos do laboratório, Adriano, Cláudio, Henrique, Nicolai, Marcelo e Murilo, pelo apoio, críticas, sugestões e pela amizade.

Aos amigos que conheci em Campinas e amigos de Fortaleza, que sempre estiveram presentes, apoiando a realização deste objetivo.

Índice

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	viii
Glossário	ix
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Objetivo	3
1.2 Estrutura da dissertação	3
Capítulo 2 - Conversão em comprimento de onda utilizando a técnica XGM	5
2.1 Conversores em comprimento de onda	5
2.2 Amplificadores ópticos a semicondutor	8
2.2.1 Análise do ganho do SOA	10
2.2.2 Análise dinâmica do ganho do SOA	12
2.2.3 Análise estática do ganho do SOA	16
2.3 Efeitos não-lineares	20
2.3.1 Efeitos interbandas	21
2.3.2 Efeitos intrabanda	23
2.4 Modulação cruzada de ganho (XGM)	24
2.4.1 Análise para pequenos sinais	28
2.4.2 Análise para grandes sinais	36
Capítulo 3 - Montagens Experimentais	39
3.1 Descrição dos equipamentos	39
3.1.1 Modulador Óptico	41
3.1.2 Válvula Amplificadora de Microondas	43
3.1.3 Amplificador RF HP 8347A	45
3.1.4 Filtro óptico Santec OTF 610	45
3.1.5 Filtro óptico JDS VCF050	46
3.1.6 Laser Santec TSL-210	48
3.1.7 Amplificador óptico a semicondutor InPhenix IPSAD 1503	48
3.1.8 Fotodetector Newport AD-40APDir	50
3.1.9 Acoplador Newport F-CPL-L22151	52
3.1.10 Gerador de sinal analógico Agilent E8257D	52
3.2 Medição de parâmetros	53
3.2.1 Determinação do filtro a ser utilizado	53
3.2.2 Determinação do comprimento da cavidade	57
3.3 Montagem experimental do SOA como amplificador de um sinal CW	58
3.4 Montagem experimental da modulação AM óptica	61
3.5 Montagem experimental do SOA amplificador da luz modulada “ganho AM”	66
3.6 Montagem experimental do SOA como conversor em comprimento de onda	71
Capítulo 4 - Simulações	79
4.1 O simulador Z-SOA	79
4.2 Resultados das simulações	82
4.2.1 Comparação entre o resultado experimental e simulado	84
4.2.2 Variação do ganho de conversão com a corrente de polarização	85
4.2.3 Variação do ganho de conversão com a potência de entrada do sinal modulado	87
4.2.4 Variação do ganho de conversão com a potência de entrada do sinal CW	89

4.2.5 Variação do ganho de conversão com o comprimento da cavidade.....	91
4.2.6 Variação do ganho de conversão com o fator de confinamento.....	92
4.2.7 Simulação do SOA como amplificador do sinal contínuo	92
4.2.8 Degradação da razão de extinção	93
Capítulo 5 - Considerações Finais.....	97
5.1 Sugestões para trabalhos futuros	98
5.2 Publicações	99
Referências Bibliográficas	100

Lista de Figuras

Fig. 2.1 Diagrama de blocos funcionais de conversores em comprimento de onda.(a) conversor em comprimento de onda qualquer, (b) conversor opto-eletrônico, (c) conversor por gatilho óptico e (d) conversor de misturas de onda.....	7
Fig. 2.2 Diagrama esquemático do SOA.....	10
Fig. 2.3 Ganho versus densidade de portadores na banda de condução.....	21
Fig. 2.4 Esquema de conversão em comprimento de onda utilizando a técnica XGM: (a) Esquema co-propagante e (b) Esquema contra-propagante.....	25
Fig. 2.5 Cavidade do SOA dividida em k seções para o estudo dos efeitos longitudinais no desempenho dinâmico.....	26
Fig. 3.1 Resposta eletro-óptica do modulador, fornecida pelo fabricante.....	41
Fig. 3.2 Resposta experimental eletro-óptica do modulador ate 10 GHz.....	42
Fig. 3.3 Resposta experimental eletro-óptica do modulador com ajuste de polarização até 26, 5 GHz.....	43
Fig. 3.4 Válvula que amplifica o sinal na faixa de 4 a 10,5 GHz.....	44
Fig. 3.5 Curva do ganho de amplificação da válvula.....	44
Fig. 3.6 Amplificador RF HP 8347A que amplifica o sinal na faixa de 0 a 3 GHz.....	45
Fig. 3.7 Gráfico do ganho do amplificador RF HP 8347A.....	45
Fig. 3.8 Circuito de controle do motor de passo e de montagem do filtro.....	47
Fig. 3.9 Laser TSL-210.....	48
Fig. 3.10 SOA InPhenix IPSAD 1503.....	49
Fig. 3.11 Foto detalhada de um SOA.....	49
Fig. 3.12 Circuito de controle de temperatura e polarizador do SOA.....	50
Fig. 3.13 Resposta em frequência do fotodetector AD-40APDir.....	51
Fig. 3.14 Resposta temporal do fotodetector AD-40APDir.....	51
Fig. 3.15 Acoplador óptico.....	52
Fig. 3.16 Gerador de sinal analógico Agilent E8257D.....	52
Fig. 3.17 Espectro dos lasers. Laser Photonetics, $\lambda_1=1550$ nm, laser Santec, $\lambda_2=1547$ nm.....	53
Fig. 3.18 Espectro do laser Photonetics antes do filtro.....	54
Fig. 3.19 Espectro do laser Photonetics depois do filtro Santec.....	54
Fig. 3.20 Montagem utilizada para o estudo do filtro óptico.....	55
Fig. 3.21 Espectro dos lasers. Laser Photonetics, $\lambda_1=1550$ nm, laser Santec, $\lambda_2=1547$ nm.....	55
Fig. 3.22 Espectro do laser Photonetics depois do filtro JDS.....	56
Fig. 3.23 Visualização do sinal após passagem pelo filtro JDS.....	56
Fig. 3.24 Espectro da ASE do SOA.....	57
Fig. 3.25 Montagem experimental do SOA como amplificador óptico da luz CW.....	58
Fig. 3.26 Gráfico da potência de entrada versus ganho óptico para diferentes correntes de polarização.....	59
Fig. 3.27 Gráfico da potência de saturação de saída versus corrente de polarização.....	60

Fig. 3.28 Gráfico da potência de saída versus corrente de polarização para potência de entrada constante.	61
Fig. 3.29 Esquema da montagem experimental da modulação AM óptica na faixa de 0 a 3 GHz.....	62
Fig. 3.30 Espectro de potência na frequência de 1,6 GHz.....	63
Fig. 3.31 Esquema da montagem experimental da modulação AM óptica na faixa de 4 a 10 GHz.....	63
Fig. 3.32 Modulação AM óptica – 0 a 3 GHz.	64
Fig. 3.33 Modulação AM óptica – 4 a 10 GHz.	64
Fig. 3.34 Modulação AM óptica – 0 a 10 GHz.	65
Fig. 3.35 Esquema da montagem experimental do SOA como amplificador da luz modulada de 0 a 10 GHz.	66
Fig. 3.36 Espectro de potência do sinal amplificado pelo SOA para corrente de 220 mA e frequência de 4 GHz.	67
Fig. 3.37 Curva da potência versus frequência para a corrente de polarização do SOA de 220 mA, obtida na montagem experimental do SOA como amplificador da luz modulada.	68
Fig. 3.38 Curva do ganho AM versus frequência para a corrente de polarização do SOA de 220 mA.	68
Fig. 3.39 Curva do ganho AM versus corrente de polarização do SOA, para a frequência de 5 GHz.....	69
Fig. 3.40 Curvas do ganho AM versus frequência.	69
Fig. 3.41 Curvas do ganho AM versus corrente de polarização do SOA.....	70
Fig. 3.42 Esquema da montagem experimental do SOA como conversor em comprimento de onda, para a faixa de 0 a 10 GHz.	71
Fig. 3.43 O melhor resultado apresentado para a conversão, com potência do sinal contínuo de -5 dBm e corrente de polarização do SOA de 210 mA.....	72
Fig. 3.44 Intermodulações apresentadas para frequência de 4 GHz e corrente de polarização de 180 mA.	72
Fig. 3.45 Espectro de potência do sinal convertido para corrente de polarização do SOA de 210 mA e frequência de 6,5 GHz.	74
Fig. 3.46 Curva da potência do sinal convertido versus frequência.	74
Fig. 3.47 Ganho de conversão em comprimento de onda, tendo como sinal de calibração o sinal modulado sem amplificação do SOA.....	75
Fig. 3.48 Gráfico da relação sinal/ruído do sinal de entrada no SOA (sinal de calibração) versus frequência.	76
Fig. 3.49 Gráfico da relação sinal/ruído elétrica do sinal convertido versus frequência.....	77
Fig. 3.50 Gráfico da figura de ruído elétrica do conversor em estudo.	78
Fig. 4.1 Janela inicial do Z-SOA.	80
Fig. 4.2 Janela para configuração do sinal de entrada.	81
Fig. 4.3 Janela para a configuração da corrente de polarização.	81
Fig. 4.4 Janela de ajuste dos parâmetros da cavidade do SOA.	82
Fig. 4.5 Gráfico da comparação entre os resultados experimental e simulado, para a conversão em comprimento de onda, utilizando a técnica XGM.....	85
Fig. 4.6 Gráficos da simulação do ganho de conversão com a variação da corrente de polarização, em função da frequência de operação.	86

Fig. 4.7 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado com a variação da corrente de polarização versus frequência.....	87
Fig. 4.8 Gráficos da simulação do ganho de conversão em função da variação da potência de entrada do sinal modulado.	88
Fig. 4.9 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado para vários valores da potência de entrada do sinal modulado.....	89
Fig. 4.10 Gráficos da simulação do ganho de conversão, com a variação da potência de entrada do sinal CW, versus frequência.	90
Fig. 4.11 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado, com a variação da potência de entrada do sinal CW, versus frequência.	90
Fig. 4.12 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado, com a variação do comprimento da cavidade, versus frequência.	91
Fig. 4.13 Gráficos da simulação do ganho de conversão com a variação do fator de confinamento Γ	92
Fig. 4.14 Gráficos da simulação do SOA como amplificador óptico.....	93
Fig. 4.15 (a) Pulso de entrada para a simulação da conversão em comprimento de onda. (b) Pulso após a conversão em comprimento de onda de 1550 nm para 1547 nm.	94
Fig. 4.16 (a) Pulso de entrada para a simulação da conversão em comprimento de onda. (b) Pulso após a conversão em comprimento de onda de 1547 nm para 1550 nm.	94
Fig. 4.17 Comparação entre as razões de extinção de duas conversões.	95

Lista de Tabelas

Tabela 3-I.....	40
Tabela 3-II.....	43
Tabela 3-III.....	46
Tabela 3-IV.....	46
Tabela 3-V.....	48
Tabela 3-VI.....	49
Tabela 4-I.....	83

Glossário

Acrônimo

HDTV	<i>High Definition Television</i>	Televisão de alta definição
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>	Multiplexação por divisão de comprimento de onda
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>	Amplificador Óptico a Semicondutor
XGM	<i>Cross Gain Modulation</i>	Modulação Cruzada de Ganho
LED	<i>Light Emitting Diode</i>	Diodo Emissor de luz
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>	Analisador de espectro óptico
XPM	<i>Cross Phase Modulation</i>	Modulação Cruzada de Fase
FP-SOA	<i>Fabry-Perot SOA</i>	SOA Fabry-Perot
TW-SOA	<i>Traveling Wave SOA</i>	SOA de onda caminhante
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>	Emissão espontânea amplificada
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por divisão de frequência
CW	<i>Continuos Wave</i>	Onda contínua
dB	<i>Decibel</i>	Decibel
2R	<i>Regeration e Reshape</i>	Regeneração e Reformatação
3R	<i>Regeration, Retiming e Reshape</i>	Regeneração, Retemporização e Reformatação
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>	Automodulação de fase
FWM	<i>Four-Wave Mixing</i>	Mistura de quatro ondas
SLALOM	<i>Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror</i>	Amplificador a laser semicondutor na configuração espelho em anel
TOAD	<i>Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer</i>	Demultiplexador óptico assimétrico em terahertz

Símbolos

A_{nr}	taxa de recombinação não-radiativa
a	ganho diferencial
A	envoltória do sinal óptico modulado em intensidade
A_{eff}	área efetiva da região ativa
B	coeficiente de recombinação radiativa
c	velocidade da luz no vácuo
C	coeficiente de recombinação de Auger
d	espessura da cavidade ativa
E	campo elétrico total
E_{sat}	energia de saturação do dispositivo
f	frequência
g_0	valor de pico do ganho, determinado pelo nível de bombeio do amplificador

g	ganho por unidade de comprimento
G_0	valor não-saturado do fator de amplificação
G	ganho saturado do amplificador
\overline{G}_1^{sig}	ganho de uma única seção
G_s	fator de amplificação
G_{xGM}	ganho de conversão em comprimento de onda
hf	energia do fóton
h	constante de Planck
I	corrente injetada na cavidade
L	comprimento da cavidade do SOA
n	índice de refração do meio
\bar{n}	índice de refração efetivo
n_0	índice de refração na ausência de luz
N	densidade de portadores por unidade espacial de volume
N_0	densidade de portadores na transparência
N_{est}	densidade de portadores no estado estático
n_p	densidade de portadores devido à perturbação
P_{out}	potência de saída
P_{in}	potência de entrada
P_{sat}	potência de saturação
$P(z, \tau)$	potência do pulso
P_k	potência instantânea do k-ésimo sinal (caso estático)
p_k	potência do sinal de perturbação do k-ésimo sinal
P_T	potência total do caso estático
p_T	potência total devido à perturbação
q	carga do elétron
R'	taxa total de recombinação
R	taxa de recombinação espontânea
\overline{S}_{in}	densidade média de fótons
$S_{out,1}^{sig}$	densidade de fótons do sinal modulado na saída da seção 1
$S_{out,1}^{pro}$	densidade de fótons do sinal de prova na saída da seção 1
$\Delta S_{out,1}^{sig}$	variação da densidade de fótons do sinal modulado na seção 1
$\Delta S_{out,1}^{pro}$	variação da densidade de fótons do sinal de prova na seção 1
ΔN_n	variação da densidade de portadores na seção n

T_2	tempo de relaxação do dipolo
V	volume da região ativa
$Y_k(z, t)$	potência instantânea do k-ésimo sinal
w	largura da cavidade ativa
z	posição ao longo da cavidade

Símbolos Gregos

α_{int}	coeficiente de perdas internas
α_H	fator de alargamento de largura de linha
χ	suscetibilidade do meio
$\Delta\lambda$	intervalo espectral medido entre picos
ε_0	permissividade
Γ	fator de confinamento
η_{ins}	perda concentrada entre dois amplificadores
λ	comprimento de onda
μ_0	permeabilidade no vácuo
$\theta(z, \tau)$	fase do pulso
τ_c	tempo de vida dos portadores elétricos
τ_{eff}	tempo efetivo de vida dos portadores
$\tau_{s,k}$	contribuição da emissão estimulada de cada feixe no tempo de vida
v_g	velocidade de grupo
ω	freqüência angular do sinal óptico
ω_0	freqüência de transição atômica
ξ	perda interna normalizada do guia de onda

Capítulo 1 - Introdução

Os sistemas de telecomunicações vêm apresentando um intenso e rápido processo de transformação. Novos serviços tais como educação a distância, vídeo sob demanda, serviços de multimídia, HDTV (*High Definition Television*) e Internet estão cada vez mais sendo utilizados, necessitando-se, para o bom funcionamento de tais serviços, de uma taxa de transferência de informações cada vez maior. De fato, o rápido crescimento no tráfego de comunicações gera a necessidade de uma rede que suporte todo o tráfego de um modo eficiente. A fibra óptica, com largura de banda de 25 THz [1], apresenta-se como uma solução para atender às necessidades presentes e futuras de largura de banda. Para um melhor aproveitamento da capacidade da fibra óptica, utiliza-se o sistema WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), que atinge taxas totais de transmissão da ordem de terabits por segundo, com canais ópticos de apenas 20 a 40 Gb/s [1]. Nesse sistema, cada usuário utiliza uma frequência (ou um comprimento de onda ou “cor da luz”) e o multiplexing é a mistura de várias “cores” da luz infravermelha em uma única fibra.

Na utilização da tecnologia WDM, é interessante que se trabalhe com uma rede totalmente óptica, uma vez que, em redes eletro-ópticas, o desempenho poderia ficar afetado pela transição do domínio elétrico para o óptico e vice-versa, bem como ocorre uma limitação na velocidade devido aos componentes eletrônicos, desta maneira dificultando o atendimento das necessidades do tráfego de informações.

O número de comprimentos de onda numa rede WDM determina o número de endereços independentes de comprimentos de onda ou caminhos utilizados. Embora esse número deva ser grande o suficiente para atingir a capacidade de informação requerida, ele não é normalmente tão grande para suportar o grande número de nós. Nesses casos, a probabilidade de bloqueio aumenta devido a possíveis choques quando dois canais no mesmo comprimento de onda são roteados para a mesma saída. Uma maneira de superar essa limitação é converter sinais de um comprimento de onda para outro. A partir dos conversores ópticos, que são dispositivos que convertem a informação contida em um comprimento de onda para outro comprimento de onda através de técnicas que serão explicadas posteriormente, pode-se também bloquear determinados comprimentos de onda, o que permite um gerenciamento menos centralizado da rede. Dessa maneira, a conversão em comprimento de onda torna-se muito importante, principalmente à medida que o tráfego de informações aumenta.

Como mencionado anteriormente, é de interesse que numa rede WDM todos os elementos operem no domínio óptico. Dessa maneira, é interessante trabalhar com conversores totalmente ópticos, uma vez que apresentam: um considerável aumento na velocidade, simplificação nos circuitos que o compõem, energia requerida próxima à usada pelo seu equivalente eletrônico e capacidade de integração [2]. Nesta categoria, destaca-se a utilização do SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*) como conversor óptico, uma vez que este dispositivo possui pequeno tamanho, pode ser integrado com outros componentes opto-eletrônicos e possui características de largura de banda e dinâmica de portadores favoráveis à sua utilização [1].

Os amplificadores ópticos são de fundamental importância no funcionamento de redes totalmente ópticas, permitindo que o sinal percorra maiores distâncias, diminuindo perdas e problemas com dispersão. O SOA, além de funcionar como amplificador, também pode ser utilizado como conversor em comprimento de onda, devido a seus efeitos não-lineares. A utilização do SOA como conversor permite a utilização de diferentes técnicas de conversão em comprimento de onda, cada uma apresentando vantagens e desvantagens. As técnicas de conversão utilizando SOA são: modulação cruzada de ganho (XGM), modulação cruzada de fase (XPM) e mistura de quatro ondas (FWM). Estas técnicas, permitem que se realize o processamento totalmente do domínio óptico. De modo geral, independente da técnica utilizada para conversão e visando ao bom funcionamento de qualquer rede óptica, o domínio da

tecnologia dos conversores ópticos é de fundamental importância, permitindo o atendimento das necessidades de largura de banda dos sistemas de telecomunicações.

Dentro de tal contexto e devido à importância dos sistemas de comunicação, um estudo detalhado de uma técnica de conversão apresenta uma importância considerável. Desta forma, esta dissertação irá abordar a conversão em comprimento de onda utilizando um SOA através da técnica da modulação cruzada de ganho (XGM- *cross gain modulation*). Outros trabalhos já foram realizados sobre tal assunto, mas utilizando montagens diferentes das apresentadas nesta dissertação. Este trabalho, além de apresentar a técnica XGM, apresenta um estudo do SOA comercial InPhenix IPSAD 1503.

1.1 Objetivo

Este trabalho tem por objetivo o estudo da técnica de conversão em comprimento de onda por modulação cruzada de ganho utilizando o SOA, bem como o estudo do próprio SOA, através de montagens experimentais e simulações, visando à obtenção de conhecimentos para o desenvolvimento de um conversor que possa ser utilizado nas redes ópticas já em funcionamento.

A utilização de um software de simulação para o estudo da conversão e a relação desta com certos parâmetros, também é um objetivo para esse trabalho, uma vez que, por meio de simulações, é possível apresentar melhorias na conversão, que podem ser implementadas em trabalhos futuros.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se estruturada da seguinte maneira:

- Capítulo 2 : este capítulo apresenta um estudo teórico dos conversores ópticos de maneira geral, apresentando tipos de conversores, características desejadas para o bom funcionamento e outras propriedades. Uma breve descrição do SOA é apresentada, bem como uma explicação do seu funcionamento por meio de equações matemáticas. Uma apresentação dos efeitos não-lineares e da técnica de conversão por modulação cruzada de ganho é realizada de forma teórica. Tais

explicações servirão de embasamento para o entendimento dos resultados experimentais e simulados apresentados nos demais capítulos.

- Capítulo 3 : neste capítulo, são apresentadas as montagens e os resultados experimentais obtidos, sendo realizadas discussões acerca desses resultados.
- Capítulo 4 : simulações para o estudo do SOA e da conversão em comprimento de onda utilizando-se o software Z-SOA são apresentados. Comparações entre os resultados experimentais e simulados são discutidas.
- Capítulo 5: considerações sobre os resultados obtidos e sobre o trabalho realizado são apresentadas, bem como propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Conversão em comprimento de onda utilizando a técnica XGM

Este capítulo abordará o estudo dos conversores ópticos e do SOA, bem como o estudo da técnica XGM para a conversão. Serão apresentados conceitos e equações que servirão para um melhor entendimento dos resultados experimentais e simulados, obtidos neste trabalho.

2.1 Conversores em comprimento de onda

O conversor em comprimento de onda é um dispositivo que converte dados de um comprimento de onda de entrada para um outro comprimento de onda na saída. Conversores em comprimento de onda são componentes extremamente úteis em redes WDM por três principais razões [3]. Por exemplo, as primeiras gerações de redes ópticas transmitem dados na janela de comprimento de onda de 1310 nm, usando LEDs ou lasers Fabry-Perot. Nestes casos, tanto o comprimento de onda como o tipo de laser são incompatíveis com as redes WDM. Assim, tanto na entrada quanto na saída dessas redes mais antigas, os dados precisam ser convertidos para a janela de 1550 nm das redes WDM. Além disso, os conversores em comprimento de onda são necessários para aumentar a utilização de comprimentos de onda disponíveis nos enlaces da rede. Por último, os conversores em comprimento de onda são necessários na ligação entre diferentes

redes, gerenciadas por diferentes entidades, quando há incompatibilidade entre os comprimentos de onda.

Para a realização da conversão em comprimento de onda, existem diferentes técnicas. Por isso, há vários itens a serem considerados na comparação das técnicas de conversão em comprimento de onda. De acordo com a classificação proposta em [4], as características dos conversores em comprimento de onda podem ser agrupadas em três categorias. A primeira categoria é relacionada ao desempenho dos conversores e inclui: a eficiência de conversão (a razão entre a potência do sinal após a conversão e a potência do sinal na entrada); a largura de banda de conversão (a faixa de comprimentos de onda que o conversor opera e sua eficiência nessa faixa); o limite da taxa de bits (máxima taxa de operação de bits em diferentes pontos da largura de banda de conversão); e a transparência (capacidade para manipular sinais intermodulados analógicos ou digitais). A segunda categoria está relacionada à configuração e à implementação do conversor em comprimento de onda em dispositivos da rede óptica. Os itens incluídos nessa categoria são: a dependência da operação do conversor com a polarização; a necessidade de filtragem óptica; a faixa dinâmica do sinal de entrada; e a estabilidade e necessidade de controle do sistema. A terceira categoria está relacionada à qualidade do sinal e inclui as características de figura de ruído óptica do conversor, o gorjeio, a distorção de amplitude e a razão de extinção. Essas características determinam o desempenho da taxa de erros de bits, que influem na possibilidade de cascatear conversores.

Após a apresentação das características em que os conversores podem ser comparados, é necessário explicitar quais as características desejáveis. Tais características dependem do sistema, mas devem apresentar [5]: transparência na taxa de bits (funcionamento independente da taxa de bits), não degradação da razão de extinção, elevada razão sinal/ruído na saída, pequeno gorjeio, implementação simples, insensibilidade à polarização do sinal de entrada, possibilidade para a não-conversão e níveis moderados da potência de entrada.

Considerando o conversor de comprimento de onda como uma “caixa preta”, o núcleo é, em geral, um dispositivo de três terminais consistindo em entrada, saída e terminais de controle. A Fig. 2.1(a) é um bloco funcional de um conversor em comprimento de onda qualquer. Dependendo dos mecanismos de roteamento do sinal, os conversores em comprimento de onda podem ser classificados em três categorias: opto-eletrônico, gatilho óptico e mistura de ondas. As

Fig. 2.1(b)-(d) mostram os diagramas de blocos funcionais para os três tipos de conversores em comprimento de onda [4].

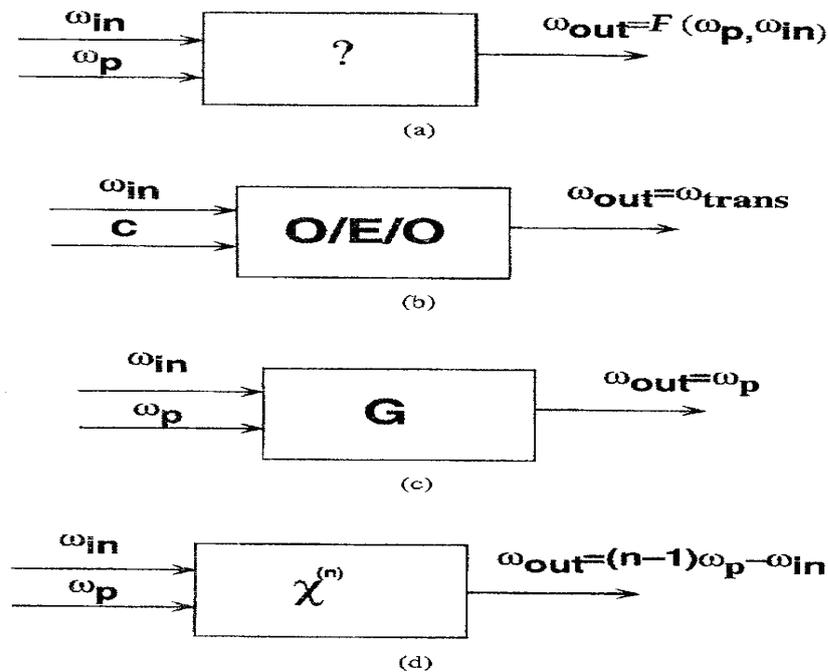


Fig. 2.1 Diagrama de blocos funcionais de conversores em comprimento de onda. (a) conversor em comprimento de onda qualquer, (b) conversor opto-eletrônico, (c) conversor por gatilho óptico e (d) conversor de misturas de onda.

O conversor em comprimento de onda opto-eletrônico (vide Fig. 2.1(b)) funciona da seguinte maneira: o sinal de entrada ($\omega_{in} = \frac{2\pi c}{\lambda_{in}}$) é convertido de óptico para elétrico, após o processamento, o sinal elétrico irá modular o laser em outro comprimento de onda, gerando na saída um sinal óptico convertido (ω_{out}). Essa técnica envolve um roteamento elétrico do sinal durante o processo de conversão. A possibilidade de regeneração do sinal e a capacidade de controle e gerenciamento da rede fazem esta categoria atrativa [4].

Devido ao alto custo, à baixa confiabilidade e às pequenas possibilidades de melhora, a maioria das redes espera evitar a utilização de regeneração. Outra limitação dessa categoria está na sua transparência limitada. De fato, as informações na forma de fase, frequência e amplitude são perdidas durante a conversão. Além disso, há a necessidade constante de potência em altos

níveis para permitir a alta velocidade dos componentes eletrônicos. Em acréscimo, o custo desse tipo de conversor é maior que nas demais categorias.

Um grande número de conversores está envolvido na categoria de gatilho óptico. Esse tipo de conversor de comprimento de onda implica em dispositivos cujas mudanças em suas características dependem da intensidade do sinal de entrada (ω_{in}) [6]. Essa mudança é monitorada por um sinal CW (*Continuous Wave*) chamado de sinal de prova (ω_p), sendo esse sinal que irá conter a informação do sinal de entrada, após a conversão. Essa categoria inclui: a modulação cruzada de ganho com SOA (XGM- *cross gain modulation*), a modulação cruzada de fase com SOA (XPM- *cross phase modulation*), o laser semiconductor com absorção saturada e espelhos ópticos de volta não-lineares [4].

O conversor que utiliza a mistura de ondas oferece o melhor nível de transparência. Esse processo resulta das propriedades não-lineares do meio, onde mais de uma onda é injetada. A saída do efeito de mistura de ondas é a geração de outra onda cuja intensidade é proporcional ao produto das intensidades das ondas que estão interagindo no meio. A fase e a frequência da onda gerada é resultado da combinação linear de tais características das ondas que estão interagindo. Essa categoria inclui a mistura de ondas óptico-acústicas, a mistura de ondas óptico-elétricas, bem como a mistura de ondas ópticas não-lineares. Esse mecanismo é sensível tanto às informações de amplitude quanto às de fase. Outra qualidade desta categoria é permitir conversões simultâneas de múltiplos comprimentos de onda de entrada para múltiplos comprimentos de onda de saída [4].

2.2 Amplificadores ópticos a semiconductor

Em sistemas de comunicações ópticas, os sinais são atenuados concomitantemente à sua propagação pelas fibras ópticas. Depois de certa distância, a perda acumulada faz com que o sinal esteja muito fraco e a relação sinal/ruído suficientemente deteriorada para uma detecção aceitável pelos padrões de telecomunicação. Antes que isso aconteça, o nível do sinal deve ser recuperado. Antes do advento dos amplificadores ópticos, a única opção para recuperação do nível do sinal seria a regeneração do sinal, consistindo em converter o sinal de óptico para elétrico, amplificá-lo e recuperar sua forma, convertê-lo de volta para o domínio óptico e retransmiti-lo.

Amplificadores ópticos oferecem muitas vantagens em relação aos regeneradores. Regeneradores são, em sua maioria, específicos para uma determinada taxa de bits e um formato de modulação. Já os amplificadores ópticos são praticamente insensíveis à taxa de bits e ao formato do sinal. Dessa maneira, um sistema usando amplificadores ópticos pode ser mais facilmente melhorado. Por exemplo, pode-se mudar para uma taxa de bits mais alta, sem precisar trocar os amplificadores. Por outro lado, em um sistema usando regeneradores, seria necessário trocar todos os regeneradores. Além disso, os amplificadores ópticos apresentam uma grande largura de banda para o ganho, permitindo que um único amplificador amplifique vários sinais de comprimento de onda diferentes, importantes em redes WDM, enquanto que no caso dos regeneradores, seria necessário um para cada canal [3].

O amplificador óptico é um dispositivo que amplifica um sinal óptico de entrada. O fator de amplificação ou ganho pode ser maior que 1000 (30 dB) em alguns dispositivos [7]. A largura de banda de amplificadores ópticos é de, no mínimo, três ordens de magnitude maior que qualquer valor conseguido com amplificadores eletrônicos. Entretanto, sua Figura de Ruído mínima é igual a 3 dB, sendo que esta limitação não se apresenta nos amplificadores eletrônicos. Existem dois tipos principais de amplificadores ópticos: amplificador a laser semicondutor e amplificador à fibra. Dentre os amplificadores a laser semicondutor, destaca-se o SOA. Nos SOAs, a luz é amplificada quando se propaga através de um meio semicondutor fabricado na forma de guia de onda óptico. Nos amplificadores a fibra, a luz é amplificada ao se propagar através de uma fibra dopada com íons de terra rara (tipo Nd^+ , Er^+). Os SOAs são normalmente menores que 1 mm em comprimento, enquanto amplificadores de fibra têm de 1 a 100 m de comprimento [7].

O SOA é um dispositivo que está sendo cada vez mais utilizado não só com a função de amplificador em redes metropolitanas, mas também com a função de detecção *in-line*, modulação ou processamento do sinal no domínio óptico [8-9]. O SOA é construído a partir de uma cavidade laser e pode ser obtido de duas formas. A primeira é através da operação dessa cavidade abaixo do limiar de oscilação, constituindo o chamado FP-SOA (Fabry-Perot-SOA). A segunda é através do recobrimento das facetas com um material anti-reflexivo, conseguindo-se uma grande redução da realimentação da cavidade e formando o chamando TW-SOA (*Traveling-Wave-SOA*) [2].

A Fig 2.2 [10] mostra um diagrama esquemático do SOA. Observa-se que o dispositivo é polarizado por uma fonte de corrente. A região ativa gera um ganho no sinal através de emissões estimuladas, gerando um sinal de saída acompanhado de um ruído. Esse ruído adicional é chamado de ASE (*Amplified spontaneous emission*) e é produzido devido ao processo de emissão espontânea. O SOA é sensível à polarização devido à estrutura do guia de onda e ao ganho do material, mas os SOAs mais modernos são quase insensíveis à polarização (variação do ganho da ordem de 0,5 dB com a polarização).

A amplificação no SOA ocorre da mesma forma que nos lasers, através da emissão estimulada, sendo que o ganho depende do comprimento de onda e da potência do sinal de entrada, como será explicitado mais adiante.

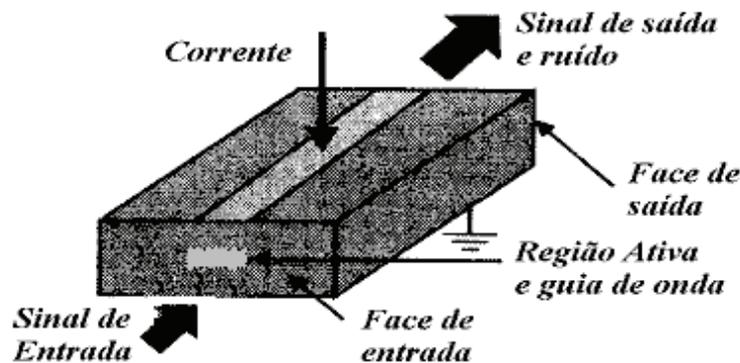


Fig. 2.2 Diagrama esquemático do SOA.

2.2.1 Análise do ganho do SOA

Nesta seção, serão obtidas as equações que modelam o funcionamento do SOA. O amplificador óptico nada mais é que um laser sem *feedback*. A análise do amplificador óptico começa pela seguinte equação [7]:

$$g(N) = a(N - N_0) \quad (2.1)$$

sendo g , o ganho por unidade de comprimento do material utilizado na cavidade do amplificador; N , a densidade de portadores por unidade espacial de volume; N_0 , a densidade de

portadores na transparência (ganho igual às perdas); e $a = dg / dN$, o ganho diferencial. Como se sabe, g é também uma função da frequência óptica ω , geralmente, não depende apenas da frequência, mas também da densidade de portadores N , a qual depende da intensidade de luz e de z , a posição ao longo da cavidade. Se α_{int} é a perda interna por unidade de comprimento, então a diferença entre o ganho por unidade de comprimento e a perda é dado por:

$$\Gamma g - \alpha_{int} \quad (2.2)$$

onde o fator de confinamento Γ representa a fração transversal da concentração de luz fluindo pela região ativa da cavidade. Com um incremento no comprimento igual a dz , a potência da luz aumenta da seguinte maneira:

$$dP(z) = (\Gamma g - \alpha_{int})P(z)dz \quad (2.3)$$

O crescimento da intensidade da luz dentro da região ativa pode ser obtido usando a seguinte equação:

$$\int_{P_{in}}^{P_{out}} \frac{dP(z)}{P(z)} = \int_0^L (\Gamma g - \alpha_{int}) dz = (\Gamma g - \alpha_{int})L \quad (2.4)$$

O ganho é obtido por:

$$G_s = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \exp[(\Gamma g - \alpha_{int})L] \quad (2.5)$$

Vale ressaltar que no ganho obtido na Eq. (2.5), considera-se que g não varia com z . Esta representação do ganho do SOA é simples, nas Seções seguintes serão apresentados outros modelos para o ganho do SOA.

2.2.2 Análise dinâmica do ganho do SOA

O próximo passo será o estudo da equação de taxa para o ganho do SOA, realizando-se uma análise dinâmica. Neste caso, serão feitas as seguintes considerações: a região ativa do amplificador é modelada como um conjunto de sistemas de dois níveis que não interagem entre si, com a transição de energia se estendendo por toda faixa das bandas de condução e de valência.

A propagação do campo eletromagnético no interior do amplificador é governada pela seguinte equação de onda [7]:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.6)$$

onde:

c é a velocidade da luz no vácuo;

\vec{E} é o vetor campo elétrico ;

ε é a permissividade, onde $\varepsilon = n_b^2 + \chi$, sendo n_b , o índice de refração de fundo. A susceptibilidade, χ , é função da densidade de portadores e representa a contribuição da carga do portador dentro da região ativa. A relação exata entre χ e N (densidade de portadores) depende de detalhes da estrutura de banda, sendo bastante complexa. De modo simplificado, esta é assumida como uma função linear de N [7]:

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n}c}{\omega} (\alpha_H + j) a (N - N_0), \quad (2.7)$$

em que:

\bar{n} é o índice de refração efetivo;

ω é a frequência angular do sinal óptico;

α_H é o chamado fator de alargamento de largura de linha.

O fator de alargamento de largura de linha relaciona a mudança do índice de refração com a alteração do ganho, devido à variação na densidade de portadores elétricos. Esse termo varia de amplificador para amplificador.

A resposta do meio ao campo \vec{E} é descrita pela equação de taxa da densidade de portadores [7]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D \nabla^2 N + \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar \omega_0} |\vec{E}|^2, \quad (2.8)$$

onde:

D é o coeficiente de difusão de portadores;

I é a corrente injetada;

q é a carga do elétron;

V é o volume da região ativa;

τ_c é o tempo de vida dos portadores;

\hbar é a constante de Planck reduzida.

As Eqs. (2.6), (2.7) e (2.8) permitem uma visão geral da propagação de pulsos ópticos em amplificadores a laser semiconductor. Considerando um TW-SOA ideal e assumindo que as dimensões da região ativa são tais que o amplificador suporte um único modo de guia de onda e que a luz de entrada é linearmente polarizada durante a propagação, o campo elétrico dentro do amplificador pode ser escrito como [7]:

$$E(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} \{ F(x, y) A(z, t) \exp[j(k_0 z - \omega_0 t)] + c.c. \} \quad (2.9)$$

onde :

$F(x, y)$ é a distribuição modal do guia de onda;

$k_0 = \frac{\bar{n}\omega_0}{c}$ é o número de onda;

\hat{x} é o vetor de polarização;

$A(z, t)$ é a envoltória associada ao pulso (de variação temporal lenta).

Substituindo a Eq. (2.9) na Eq. (2.6), desprezando as derivadas segundas de $A(z, t)$ com relação a z e t , e integrando ao longo das dimensões transversais, tem-se:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j\Gamma\omega_0}{2\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{\text{int}} A \quad (2.10)$$

onde :

$v_g = c/n_g$ é a velocidade de grupo;

$n_g = \bar{n} + \omega_0 \left(\frac{\partial \bar{n}}{\partial \omega} \right)$ é o índice de refração de grupo.

A Eq. (2.10) demonstra a evolução da amplitude do pulso ao longo do comprimento do amplificador. A Eq. (2.8) pode ser simplificada, desconsiderando-se a perda de portadores por difusão, assim temos:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar\omega_0} |A|^2, \quad (2.11)$$

O ruído também está presente nos amplificadores ópticos, degradando a relação sinal/ruído. Nos amplificadores ópticos, a amplificação do sinal ocorre por meio da emissão estimulada, na qual fótons excitam outros portadores gerando fótons com a mesma frequência e fase, sendo que a probabilidade de isto ocorrer aumenta com a densidade de fótons. Nos amplificadores ópticos também ocorre emissão espontânea, o que gera fótons aleatórios que funcionam como ruído na amplificação, sendo que este ruído também é amplificado no interior da cavidade. Ele é denominado ruído ASE. Neste processo ocorre consumo de portadores que poderiam ser utilizados na amplificação, o que acarreta redução do ganho do amplificador.

Na Eq. (2.11) não foi levado em conta o consumo de portadores devido à amplificação dos fótons emitidos espontaneamente (ASE) e desprezou-se, também, o termo de difusão de portadores [7]. Assumindo o ganho como uma função linear de N (ver Eq. (2.1)) pode-se obter a equação de taxa para o ganho [7]:

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g |A|^2}{E_{\text{sat}}}, \quad (2.12)$$

onde:

E_{sat} é a energia de saturação do dispositivo, definida como $E_{sat} = \frac{h f_0 w d}{\Gamma a}$;

g_0 é o ganho para pequenos sinais, definido como $g_0 = \Gamma a N_0 \left[\left(\frac{I \tau_c}{q N_0 V} \right) - 1 \right]$;

w é a largura da cavidade ativa;

f_0 é a frequência de transição atômica;

d é a espessura da cavidade ativa.

As Eqs. (2.10) e (2.12) representam a propagação do pulso nos amplificadores ópticos a laser semiconductor, podendo ser simplificada, utilizando um sistema de referência que se movimenta em relação ao amplificador com velocidade igual à velocidade do pulso, deste modo:

$$\tau = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.13)$$

Separando a amplitude e a fase do pulso, temos:

$$A = \sqrt{P} \exp(j\theta), \quad (2.14)$$

em que $P(z, \tau)$ e $\theta(z, \tau)$ são respectivamente, a potência e a fase do pulso. Relacionando a Eq. (2.10) e (2.12) com a Eq. (2.1) e (2.7), obtêm-se:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha_H g \quad (2.16)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}}, \quad (2.17)$$

onde α_{int} é o coeficiente de perdas internas, sendo este o parâmetro que considera as perdas por espalhamento, difração e absorção no interior do dispositivo.

A Eq. (2.16) modela a automodulação de fase (SPM – *self-phase modulation*). O pulso modula sua própria fase como consequência da saturação do ganho. As equações acima podem ser resolvidas analiticamente para $\alpha_{\text{int}} \ll g$ [11]. Neste sentido, será assumido $\alpha_{\text{int}} = 0$. Para esta condição, a integração das equações ao longo do comprimento do amplificador fornece:

$$P_{\text{out}}(\tau) = P_{\text{in}}(\tau) \exp(h(\tau)) \quad (2.18)$$

$$\theta_{\text{out}}(\tau) = \theta_{\text{in}}(\tau) - \frac{1}{2} \alpha_H h(\tau) \quad (2.19)$$

A função $h(\tau)$ é definida como:

$$h(\tau) = \int_0^L g(z, \tau) dz \quad (2.20)$$

Fisicamente, a Eq. (2.20) representa o ganho integrado em cada ponto do perfil do pulso. Integrando a Eq. (2.17) ao longo do comprimento do amplificador e utilizando a Eq. (2.15) para eliminar o produto gP , tem-se $h(\tau)$ como solução para a seguinte equação diferencial:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{\text{in}}(\tau)}{E_{\text{sat}}} [\exp(h) - 1] \quad (2.21)$$

A Eq. (2.21) mostra o comportamento de $h(\tau)$ para sinais variantes no tempo e permite também determinar o ganho do amplificador [7].

2.2.3 Análise estática do ganho do SOA

Para ilustrar os conceitos gerais de um amplificador, considera-se o caso em que o meio semiconductor é modelado com níveis de energia de bandas simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos e considera-se que o ganho independe do tempo. O coeficiente de ganho de tais meios pode ser escrito da seguinte maneira [12], sendo g uma função de z e ω :

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P / P_{sat}}, \quad (2.22)$$

onde:

ω_0 é frequência angular de transição atômica;

P é a potência óptica do sinal que está sendo amplificado;

P_{sat} é a potência de saturação que depende dos parâmetros do meio, tais como o tempo de fluorescência e a seção de transição cruzada;

T_2 é o tempo de relaxação do dipolo.

A Eq. (2.22) pode ser utilizada para se discutirem importantes características dos amplificadores ópticos, como largura de banda do ganho, fator de amplificação, e potência de saturação de saída. Para início do estudo, considere-se o amplificador operando fora da região de saturação, ou seja $P/P_{sat} \ll 1$. Dessa maneira o termo P/P_{sat} pode ser desconsiderado e o coeficiente de ganho pode ser dado da seguinte maneira [7]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad (2.23)$$

Essa equação demonstra que quando a frequência incidente, ω , coincide com a frequência atômica de transição, ω_0 , ocorre o ganho máximo. Para um espectro *Lorentziano*, a largura de banda do ganho é dado por $\Delta\omega_g = 2/T_2$ ou por [7]:

$$\Delta f_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (2.24)$$

Um conceito relacionado, chamado de largura de banda de amplificação, é comumente utilizado no lugar de largura de banda do ganho. Neste novo conceito considera-se o ganho de amplificação G_s , também conhecido como fator de amplificação e definido como:

$$G_s = P_{out} / P_{in}, \quad (2.25)$$

onde P_{in} e P_{out} são a potência de entrada e a potência de saída do sinal que está sendo amplificado. Pode-se obter uma expressão para G_s usando:

$$\frac{dP}{dz} = gP, \quad (2.26)$$

onde $P(z)$ é a potência óptica na distância z da entrada. Integrando e utilizando a condição inicial que $P(0) = P_{in}$, observa-se que a potência cresce exponencialmente. Desta maneira:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \quad (2.27)$$

Da mesma maneira $P(L) = P_{out}$ e usando a Eq. (2.25), o fator de amplificação para um amplificador de comprimento L é dado por:

$$G_s(\omega) = \exp[g(\omega)L] \quad (2.28)$$

Esta equação já foi mencionada anteriormente (Eq. (2.5)), mas foi obtida a partir de equações diferentes. Desta equação percebe-se a dependência de G_s e g com a frequência. Tanto G_s como g apresentam seus máximos quando $\omega = \omega_0$ e decrescem com aumento da diferença $\omega - \omega_0$. Contudo $G_s(\omega)$, decresce mais rapidamente que $g(\omega)$ por causa da dependência exponencial de G_s com g .

Agora, considere-se o caso em que o amplificador se encontra na região de saturação, ou seja P é comparável a P_{sat} e, para simplificar, considere-se o caso em que $\omega = \omega_0$. Desta maneira substituindo g da Eq. (2.22) na Eq. (2.26), obtém-se:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + P/P_{sat}} \quad (2.29)$$

Integrando a Eq. (2.29) e utilizando as condições iniciais $P(0) = P_{in}$ e $P(L) = P_{out} = G_s P_{in}$, obtém-se a seguinte relação:

$$G_s = G_0 \exp\left(-\frac{G_s - 1}{G_s} \frac{P_{out}}{P_{sat}}\right) \quad (2.30)$$

onde $G_0 = \exp(g_0 L)$ é o valor não saturado do fator de amplificação.

Considerando que a potência dentro da cavidade varia com z (sentido de propagação dentro da cavidade) e que g varia com a potência, conclui-se que g é também uma função de z . Neste caso, a variação da potência ao longo do amplificador é dada por [7]:

$$\frac{\partial P(z)}{\partial z} = (g(P, z) - \alpha_{int})P(z) \quad (2.31)$$

Integrando a Eq. (2.31) em todo o comprimento da cavidade do SOA, a expressão para a potência fica:

$$P(L) = P(0) \exp\left(\int_0^L g(z) dz - L\alpha_{int}\right) \quad (2.32)$$

Desta maneira, pode-se concluir que a potência de saída é uma função do ganho ao longo de z (em cada ponto de z), subtraindo-se as perdas totais ao longo do comprimento total da cavidade.

Um outro parâmetro importante que pode ser obtido é o valor da potência de saturação, que é definido por [7]:

$$P_{sat} = \frac{hf}{\Gamma a \tau_c} \quad (2.33)$$

Um fato interessante a ser observado nesta equação é que a potência de saturação está relacionada com a corrente, através do tempo de vida dos portadores τ_c , uma vez que quanto maior a corrente menor o tempo de vida e maior a potência de saturação.

O estudo do ganho do SOA, bem como de sua equação de taxa para o ganho, é importante para determinar a saturação, sendo a saturação do ganho do amplificador a responsável pela conversão em comprimento de onda utilizando-se a técnica XGM.

2.3 Efeitos não-lineares

A densidade de portadores N varia significativamente à medida que se opera o SOA com sinal de entrada total suficientemente alto, de modo a atingirem-se os níveis de saturação de ganho. Desta maneira, o ganho e o índice de refração da cavidade passam a variar com o sinal propagante. Esse comportamento não-linear afeta a amplificação simultânea de canais em FDM (*frequency division multiplexing*) ou WDM, resultando em saturação de ganho, interferência por saturação induzida e por modulação induzida da densidade de portadores [13].

Para se conseguir a operação linear do SOA, pode-se adicionar uma componente à corrente de polarização do amplificador, sendo esta componente dependente do sinal óptico de entrada, mantendo-se o ganho óptico praticamente constante, e conseguindo-se a redução de 10 a 20 dB na distorção devida à intermodulação [14]. Outra forma de se conseguir a operação linear do SOA é através da implementação do SOA de ganho grampeado, que consiste na utilização da injeção na região ativa de um sinal óptico de bombeio com comprimento de onda menor (maior energia) que o das portadoras de informação, minimizando a modulação da densidade de portadores elétricos, uma vez que o sinal de bombeio fornece a inversão de população necessária para suprimir a queima excessiva de portadores, devido à amplificação de múltiplos canais, fazendo o ganho permanecer praticamente constante.

Essas não-linearidades estão sendo amplamente exploradas para utilização no processamento do sinal no domínio óptico. Dentre estas utilizações estão: conversão de comprimento de onda [5], multiplexação e demultiplexação óptica [15], regeneração 2R (*regeneration e reshape*) [16-17], regeneração 3R (*regeneration, retiming e reshape*) [18], recuperação de relógio [19], chaveamento espacial [20] e temporal [21] e compensação da dispersão [11].

Essas utilizações baseiam-se em efeitos não-lineares como: automodulação de fase (SPM – *self-phase modulation*) [11], modulação cruzada de ganho (XGM) [22], modulação cruzada de fase (XPM) [5] e mistura de quatro ondas (FWM) [4].

De uma maneira geral, essas não-linearidades podem ser classificadas como efeitos interbandas e intrabandas [23]. Os efeitos interbandas estão associados às variações de concentração de elétrons nas bandas de valência e de condução. Os efeitos intrabandas estão relacionados às mudanças na distribuição energética dos portadores dentro da própria banda de estado.

2.3.1 Efeitos interbandas

Devido ao número finito de estados possíveis na banda de condução do dispositivo, pode ocorrer saturação do ganho e da absorção. A saturação do ganho (ou da absorção) denota a ocupação (ou desocupação) dos estados. A Fig. 2.3 ilustra o comportamento do ganho/atenuação da cavidade de acordo com a densidade de portadores N . Essa característica de funcionamento do SOA pode ser utilizada como um mecanismo de chaveamento através da utilização de um dispositivo com duas seções, uma de ganho seguida por uma de absorção, formando um dispositivo bi-estável que pode exibir comportamento de histerese e até mesmo de pulsação auto-sustentada [23].

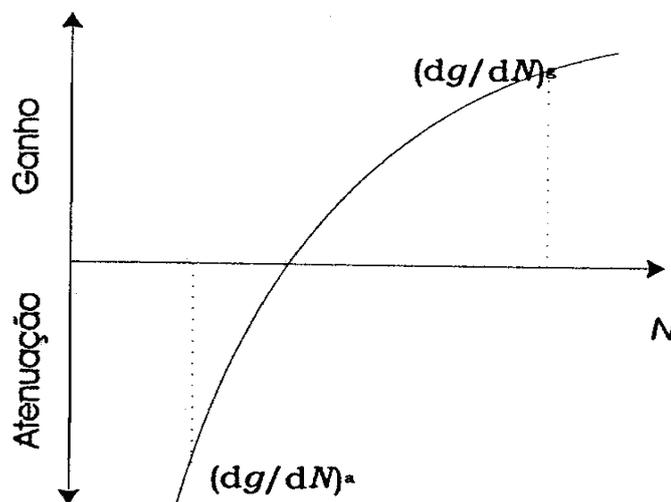


Fig. 2.3 Ganho versus densidade de portadores na banda de condução.

Associado ao efeito de saturação do ganho/absorção, existe um processo associado de não-linearidade do índice de refração, que contém contribuições do efeito de plasma de portadores

livres e do efeito de dispersão anômala na fronteira da banda. A Eq. (2.34) é uma aproximação linear da variação do índice de refração com a concentração de portadores [23]:

$$n = n_0 - g_0 \left(\frac{dn/dN}{dg/dN} \right) \frac{P/P_{sat}}{1 + P/P_{sat}}, \quad (2.34)$$

onde n_0 é o índice de refração na ausência de luz.

A alteração do índice de refração com a potência do sinal óptico provoca uma diferença de fase no sinal amplificado que pode ser utilizada através de configurações interferométricas. A mais simples dessas configurações é a utilização de um FP-SOA, onde a mudança não-linear de fase age de forma a mudar o comprimento do caminho óptico na cavidade e desviar as ressonâncias para comprimentos de onda maiores à medida que se aumenta a potência óptica do sinal [23]. Um segundo exemplo de configuração para explorar a mudança de fase induzida opticamente é o acoplador direcional não-linear ativo, formado por dois amplificadores com cavidades próximas uma da outra, como num acoplador eletro-óptico. O comprimento do dispositivo é calculado de forma que, para baixas potências de entrada, ele opera no modo “cruzado”, enquanto que, para potências de entrada suficientemente altas (\sim mW), o acoplamento é alterado devido à diferença de fase induzida e a operação passa para o modo “direto” [23]. Um terceiro exemplo de exploração do índice de refração não-linear em SOAs é a configuração em laço-espelho (*loop mirror*), ou interferômetro de Sagnac [23]. Uma outra configuração é o SLALOM (*semiconductor laser amplifier in a loop mirror*) [24], que já foi utilizada para regeneração de pulsos, como porta de decisão para re-temporização totalmente óptica, e em decodificação e demultiplexação temporal [23].

As propriedades dinâmicas das não-linearidades interbanda são governadas, em uma aproximação para pequenos sinais, pelo tempo de vida efetivo dos portadores, obtidas a partir das Eq. (2.11) e (2.12) [19]:

$$\tau_{eff} = \frac{\tau_c}{1 + P/P_{sat}}, \quad (2.35)$$

onde $\tau_c = dN/dR'$ é o tempo de vida diferencial de portadores, com R' sendo a taxa total de recombinação. Combinando alta corrente de alimentação com potências ópticas de entradas moderadas, τ_{eff} pode ser reduzido a valores da ordem de algumas dezenas de picosegundos. Para tanto, a potência óptica deve estar presente continuamente ou em uma alta frequência, de maneira que a população de portadores não consiga restaurar seu valor significativamente, em relação ao valor de saturação. Tal princípio é utilizado para se obter resposta rápida na conversão em comprimento de onda, pela saturação cruzada de ganho em SOAs. Outra forma de utilização desse desempenho de alta-velocidade é através da configuração TOAD (*terahertz optical asymmetric demultiplexer*) [25]. Outra aplicação dos efeitos não-lineares interbanda do SOA é na conversão de comprimento de onda do sinal óptico, utilizando técnicas como XGM, XPM e FWM.

2.3.2 Efeitos intrabanda

Para pulsos cujas durações são muito menores que o tempo de vida dos portadores, a saturação do ganho é determinada pela energia de saturação E_{sat} , definida anteriormente (Eq.(2.12)), não dependendo da largura do pulso. Entretanto, para largura de pulsos da ordem de picosegundos, é observado experimentalmente que a energia de saturação não é mais fornecida por aquela expressão simples e depende da largura do pulso [23]. Esse fato foi explicado satisfatoriamente por um modelo teórico que inclui dois processos intrabanda: o aquecimento de portadores (*carrier heating*) e a queima espectral de lacunas (*spectral hole-burning*). Tais efeitos alteram a distribuição de portadores nas bandas de energia, mas não modifica sua concentração total.

A refração não-linear ultra-rápida devida aos fenômenos intrabanda foram observadas em experimentos de automodulação de fase e interferometria temporal. A resposta característica, obtida para o caso de automodulação, mostra três componentes: uma resposta quase instantânea, atribuída a um processo eletrônico ou virtual muito rápido; uma contribuição do aquecimento de portadores, com tempo de recuperação da ordem de picosegundos; e a contribuição interbanda, com tempos da ordem de nanosegundos.

Apesar de não haver ainda explicação detalhada para o mecanismo físico envolvido no processo dos efeitos intrabanda, sabe-se que a dinâmica dos portadores dentro da banda está envolvida. Estes efeitos já foram explorados na obtenção de acopladores direcionais ativos [23].

2.4 Modulação cruzada de ganho (XGM)

O princípio do XGM é apresentado na Fig. 2.4, mostrando um sinal de entrada modulado em intensidade que modula o ganho no SOA devido à saturação do ganho. Um sinal CW no comprimento de onda de saída desejado é modulado pela variação do ganho. Em seguida, depois do SOA, este sinal contém a mesma informação do sinal de entrada modulado em intensidade. Como mostrado na Fig. 2.4, o sinal de entrada e o sinal CW podem ser injetados no SOA de forma co-propagante ou contra-propagante. No último caso, a utilização de um filtro na saída, que é necessário para o esquema co-propagante, pode ser retirada e além disso é possível a conversão para o mesmo comprimento de onda.

O conversor XGM é independente da polarização se o SOA utilizado no conversor for independente de polarização. Outro fato importante é que o sinal convertido apresenta inversão de 180° em relação ao sinal de entrada. Isto está relacionado ao fato que, quando o sinal modulado assume um alto valor de potência, ocorre a saturação do ganho do SOA, havendo poucos portadores disponíveis para a amplificação do sinal CW, por isso este apresenta na saída do SOA, um nível de sinal mais baixo. Já no caso em que o sinal modulado apresenta baixos valores de potência, não ocorrendo saturação do ganho do SOA, há uma maior quantidade de portadores disponíveis para amplificação do sinal CW, apresentando na saída do SOA, um nível de sinal mais alto. Além disso, a influência da dimensão do amplificador no desempenho do conversor é muito importante [5]. Desta maneira, existem duas razões para a diferença no desempenho de conversão para diferentes comprimentos de cavidade. A primeira razão é o melhor desempenho dinâmico do SOA longo. A segunda é atribuída à diferença da largura de banda óptica entre os amplificadores com tamanhos de cavidade diferentes [5]. Além disso, para o SOA longo é esperada uma razão de extinção grande para o sinal convertido, já que quanto menor a largura de banda, maior o ganho diferencial no lado dos comprimentos de onda menores do pico de ganho.

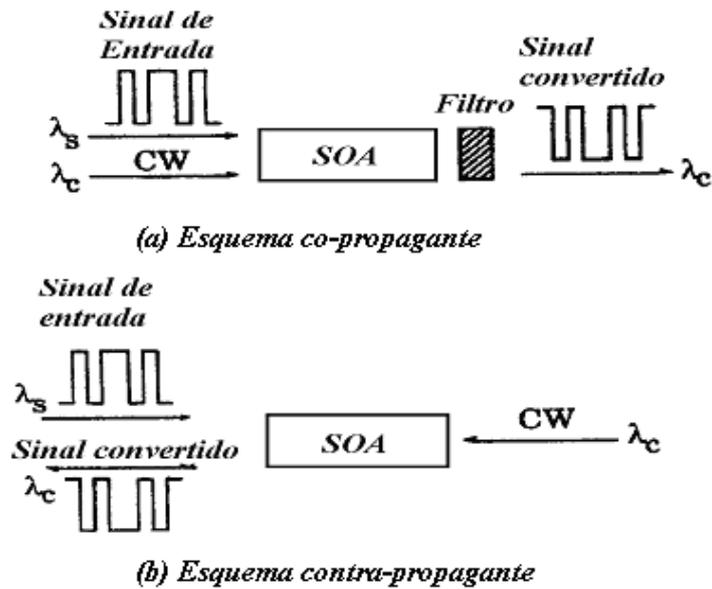


Fig. 2.4 Esquema de conversão em comprimento de onda utilizando a técnica XGM: (a) Esquema co-propagante e (b) Esquema contra-propagante.

No XGM, o esquema de conversão de comprimento de onda, como foi mencionado anteriormente, é baseado nas recombinações interbandas e, desta maneira, a velocidade de conversão é determinada pela dinâmica de portadores. Outra observação importante é que, devido à saturação, as frequências baixas do sinal de entrada serão retiradas através de filtros à medida que o sinal se propaga através do amplificador. Além disso, a modulação, que é transferida para o sinal de prova na parte traseira do amplificador tem a predominância de frequências altas que equilibram a modulação que ocorre na parte da frente do amplificador. Nesta parte do amplificador, também ocorre que as baixas frequências são transferidas do sinal para o canal de prova, já que na parte da frente do amplificador é onde o tempo de vida dos portadores é grande, devido a um relativo baixo nível do sinal. As componentes de alta frequência são transferidos na parte traseira do SOA, onde a modulação do sinal é forte devido ao efeito de filtragem do modo passa alta e onde a adição do tempo de vida de portadores é pequena devido à alta taxa de recombinação estimulada.

Outro fato importante é que inicialmente se considerava que a largura de banda de conversão estava limitada pelo tempo de vida efetivo dos portadores, mas medidas experimentais comprovaram que o XGM apresenta largura de banda maior que a esperada. Como foi comentado, devido à baixa potência do sinal, a parte da frente do amplificador apresenta portadores com uma resposta lenta. Entretanto, na parte traseira do amplificador, devido à

amplificação do sinal e a uma excitação mais rápida dos portadores, o tempo de vida dos portadores diminui, o que aumenta a largura de banda. Esse efeito decorrente da propagação dentro do dispositivo é conhecido como *traveling-wave* ou *saturation filtering* e é responsável pelo aumento da largura de banda de conversão além do que seria esperado levando-se em conta apenas o tempo de vida efetivo dos portadores.

De acordo com [5], onde foi utilizado um modelo em que a cavidade do SOA é dividida em seções, pode-se observar melhor o efeito *saturation filtering*. A Fig. 2.5 ilustra esse modelo.

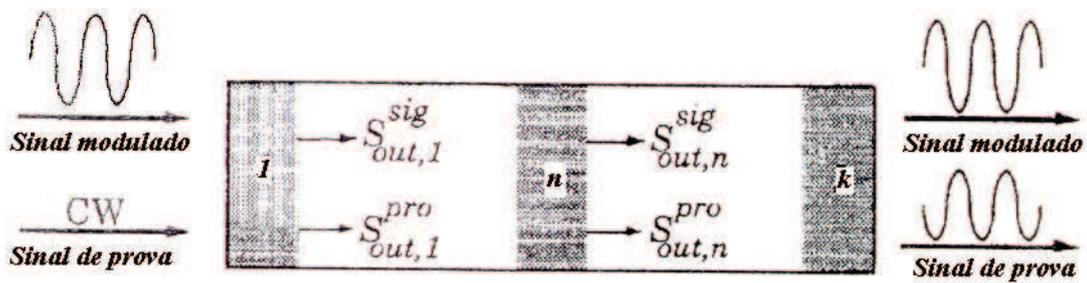


Fig. 2.5 Cavidade do SOA dividida em k seções para o estudo dos efeitos longitudinais no desempenho dinâmico.

Com base nesse modelo, obtém-se a variação da densidade de fótons [5]:

$$\Delta S_{out,1}^{sig} = \Delta S_{in,1}^{sig} \left(\bar{G}_1^{sig} - \frac{\Gamma \frac{\partial g_1^{sig}}{\partial N} L \bar{g}_1^{sig} v_g \tau_{c,1} \bar{S}_{in,1}^{sig}}{1 + j\omega \tau_{c,1}} \right), \quad (2.36)$$

onde :

$$\Delta S_{out,1}^{pro} = -\Delta S_{in,1}^{sig} \frac{\Gamma \frac{\partial g_1^{pro}}{\partial N} L \bar{g}_1^{sig} v_g \tau_{c,1} \bar{S}_{in,1}^{pro}}{1 + j\omega \tau_{c,1}} \quad (2.37)$$

para o sinal de prova. Na Eq. (2.36), o tempo de vida efetivo dos portadores, o fator de confinamento, o ganho do material, a velocidade de grupo, a frequência angular de modulação, o ganho diferencial, o ganho de uma única seção, o comprimento da cavidade e a densidade média

de fótons são representados por $\tau_c, \Gamma, \bar{g}, \nu_g, \omega, \partial g / \partial N, \bar{G}_1^{\text{sig}}, L$ e \bar{S}_m , respectivamente. Essas duas equações relacionam a densidade de fótons de saída da primeira seção com a que entra na seção seguinte, podendo se estender esse raciocínio para as demais seções. A Eq. (2.36) demonstra que o sinal modulado é filtrado por um filtro passa-alta, enquanto o sinal de prova é filtrado por um passa-baixa. Se a densidade de fótons do sinal modulado é continuamente filtrada por um filtro passa-alta, isso acaba compensando a resposta passa-baixa da densidade de portadores. A densidade de fótons na saída da seção n para o sinal modulado é [5]:

$$S_{\text{out},n}^{\text{sig}} = (\bar{S}_{\text{out},n-1}^{\text{sig}} + \Delta S_{\text{out},n-1}^{\text{sig}}) \cdot (\bar{G}_n^{\text{sig}} + \Gamma \frac{\partial g_n^{\text{sig}}}{\partial N} \Delta N_n L), \quad (2.38)$$

em que:

ΔN_n é a variação da densidade de portadores na seção n ;

onde para o sinal de prova, temos [5]:

$$S_{\text{out},n}^{\text{pro}} = (\bar{S}_{\text{out},n-1}^{\text{pro}} + \Delta S_{\text{out},n-1}^{\text{pro}}) \cdot (\bar{G}_n^{\text{pro}} + \Gamma \frac{\partial g_n^{\text{pro}}}{\partial N} \Delta N_n L) \quad (2.39)$$

Dessa maneira, quando o termo $\Gamma(\partial g_n / \partial N)\Delta N_n L$ assume altos valores, o efeito *saturation filtering* é alto, sugerindo que um aumento na largura de banda é obtido com o aumento da corrente, da potência óptica de entrada, do fator de confinamento, do ganho diferencial e do comprimento da cavidade do SOA [5].

Outra importante característica de um conversor de comprimento de onda é o desempenho igual para conversão para maiores ou menores comprimentos de onda. No XGM, a conservação da razão de extinção não é mantida quando da conversão de menores comprimentos de onda para maiores, ocorrendo uma redução. Como consequência, a qualidade do sinal convertido vai se degradando quando vários conversores são cascateados. A mudança na razão de extinção é causada pela variação do ganho diferencial.

De forma geral, o XGM tem a vantagem de ser simples, insensível à polarização - devido à insensibilidade dos amplificadores a polarização - e permitir uma conversão em até 10 Gb/s livre de penalidades, apresentando, como ponto negativo, a degradação da razão de extinção para conversões de menores para maiores comprimentos de onda.

2.4.1 Análise para pequenos sinais

Nesta seção será realizado um estudo do funcionamento do SOA como conversor em comprimento de onda, utilizando a modulação cruzada de ganho.

A situação considerada é ilustrada na Fig. 2.4, onde dois ou mais feixes ópticos incidem na mesma face de um SOA e a modulação do ganho do amplificador causada pela amplificação óptica, causa a modulação nos outros feixes. Nessa análise, serão observados apenas feixes co-propagantes e a contribuição da emissão espontânea será descartada. O comportamento da densidade de portadores dentro do amplificador $N(z, t)$ pode ser modelado por [26]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - R(N) - \sum_k (N - N_{0,k}) \frac{Y_k(z, t)}{E_{sat,k}}, \quad (2.40)$$

onde o somatório está relacionado ao número de feixes presentes no dispositivo e é dado por:

$Y_k(z, t)$ é a potência instantânea do k-ésimo sinal (comprimento de onda λ_k);

z é a direção de propagação;

R é a taxa de recombinação espontânea;

$E_{sat,k}$ é a energia de saturação do k-ésimo feixe.

A taxa de recombinação espontânea é dada por $R(N) = A_{nr}N + BN^2 + CN^3$, em que A_{nr} , B e C representam a taxa de recombinação não-radiativa, o coeficiente de recombinação radiativa e o coeficiente de recombinação de Auger, respectivamente.

O ganho é descrito pela Eq. (2.1). A energia de saturação é dada por:

$$E_{sat,k} = \frac{\hbar\omega_k wd}{a_k \Gamma}, \quad (2.41)$$

onde wd é a área da região ativa. A propagação da potência óptica no amplificador é controlada pela seguinte equação [26]:

$$\frac{\partial Y_k}{\partial z} = [\Gamma a_k (N - N_0) - \alpha_{int}] Y_k \quad (2.42)$$

Observa-se que a Eq. (2.42) é um caso geral da Eq. (2.3). Para a análise de pequenos sinais, considera-se as variações do sinal no tempo, como perturbações em torno do ponto estacionário, desta forma, escreve-se as potências ópticas como $Y_k = P_k + p_k$, onde considera-se, respectivamente, o estado estático (P_k) e os sinais de perturbação (p_k). Da mesma maneira, para a densidade de portadores, tem-se que $N = N_{est} + n_p$. Assim, chega-se à Eq. (2.43) para o caso estático [27]:

$$0 = \frac{I}{qV} - R(N_{est}) - \sum_k (N_{est} - N_{0,k}) \frac{P_k}{E_{sat,k}} \quad (2.43)$$

e para pequenos sinais [26]:

$$\frac{\partial n_p}{\partial t} = -\frac{n_p}{\tau_c} - \sum_k \frac{[(N_{est} - N_{0,k})p_k + n_p P_k]}{E_{sat,k}} \quad (2.44)$$

O tempo de vida dos portadores para pequenos sinais é dado por [26]:

$$\frac{1}{\tau_c} = \frac{\partial R}{\partial N} \approx A_{nr} + 2BN_{est} + 3CN_{est}^2 \quad (2.45)$$

No caso de uma variação senoidal do sinal com o tempo, na frequência angular ω , pode-se escrever [26]:

$$n_p = \frac{-\sum_k (N_{est} - N_{0,k}) \frac{p_k}{E_{sat,k}}}{1/\tau_c + \sum_k 1/\tau_{s,k} + j\omega}, \quad (2.46)$$

onde a contribuição da emissão estimulada de cada feixe no tempo de vida é dado por $1/\tau_{s,k} = P_k / E_{sat,k}$ e, conseqüentemente, varia com z . O comportamento da potência óptica no estado estático é determinado por [26]:

$$\frac{\partial P_k}{\partial z} = [\Gamma a_k (N_{est} - N_{0,k}) - \alpha_{int}] P_k \quad (2.47)$$

e para pequenos sinais [26]:

$$\frac{\partial p_k}{\partial z} = (\Gamma a_k (N - N_{0,k}) - \alpha_{int}) p_k + \Gamma a_k n_p P_k \quad (2.48)$$

Para uma dada posição no amplificador, as soluções para as Eq. (2.43) e (2.47) geram valores da densidade de portadores e da densidade local de fótons.

A magnitude da perturbação para a população de portadores é controlada pela Eq. (2.46), que descreve a resposta da densidade de portadores devido à amplificação dos sinais de perturbação. Essa equação também fornece a frequência de corte (- 3dB) dada por $\frac{\sqrt{3}}{2\pi\tau_{eff}}$, onde

τ_{eff} é dado por :

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1}{\tau_c} + \sum_k \frac{1}{\tau_{s,k}} \quad (2.49)$$

A modulação em alta frequência observada também pode ser aplicada ao mecanismo de conversão de comprimento de onda, onde a modulação de portadores funciona como uma modulação de transferência de um feixe para outro [27]. Entretanto, o último termo da Eq. (2.48), o qual representa o acoplamento da componente de onda contínua com a componente de sinal variante no tempo, funciona de forma a comprimir o ganho para baixas frequências. Em altas frequências, a densidade de portadores não consegue acompanhar a variação do sinal e a compressão é removida. Esse efeito tende a aumentar a largura de banda além daquela determinada pelo denominador da Eq. (2.46).

Durante este trabalho, será observado que há uma discrepância entre os valores calculados pela Eq. (2.46) e obtidos experimentalmente. Isto ocorre porque a relação entre o tempo de vida efetivo dos portadores e a largura de banda só é válida localmente, sendo necessário levar-se em

consideração a evolução longitudinal dos sinais no dispositivo, de forma a se obter a resposta do SOA, o que está relacionado com o fenômeno do *saturation filtering*, já explicado anteriormente.

Para facilitar a análise, supõe-se agora que apenas dois feixes são injetados na mesma face do SOA e assume-se que a diferença entre as frequências dos dois feixes é maior que o inverso do tempo de vida dos portadores estimulados, dividido por 2π . Dessa maneira, pode-se desprezar o produto da mistura de quatro ondas induzido pela interação não-linear entre os campos. Considerando p_1 e p_2 como modulações harmônicas de P_1 e P_2 na frequência de $\omega/(2\pi)$ e assumindo que apenas o bombeio P_1 é modulado, então $p_1 \neq 0$ e $p_2 = 0$.

A eficiência da modulação é definida como a razão entre o índice de modulação do sinal de prova na saída p_2/P_2 e o índice de modulação do sinal de bombeio na entrada p_1/P_1 . As equações que descrevem a propagação de P_k e p_k são [28]:

$$\frac{dp_k}{dz} = (g - \alpha_{\text{int}})p_k - \frac{\frac{gP_k}{P_{\text{sat}}}}{1 + \frac{P_T}{P_{\text{sat}}} - j\omega\tau_c} p_T \quad (2.50)$$

$$\frac{dP_k}{dz} = (g - \alpha_{\text{int}})P_k, \quad (2.51)$$

onde: P_{sat} é a potência de saturação do amplificador, sendo a mesma para sinal de bombeio e de prova, α_{int} é o coeficiente de perda interna da cavidade já mencionada anteriormente, τ_c é o tempo de vida dos portadores excitados, e :

$$P_T = P_1 + P_2 \quad (2.52)$$

$$p_T = p_1 + p_2 \quad (2.53)$$

Na Eq. (2.50), $k = 1,2$, na Eq. (2.51) $k = 1,2$ e também $k = T$. O ganho saturado g é [25]:

$$g = \frac{\Gamma g_0}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}}, \quad (2.54)$$

onde Γ é o fator de confinamento do guia de onda e g_0 é o coeficiente de ganho, considerado o mesmo para o sinal de bombeio e sinal de prova. A solução para a Eq. (2.51) é a equação já apresentada Eq. (2.32):

$$P_k(z) = P_k(0) \cdot \exp\left[\int_0^z (g - \alpha_{int}) dz'\right], \quad (2.55)$$

onde $k = 1, 2$ e T . Na Eq. (2.50) para $k = 1$ e 2 , encontrando-se:

$$\frac{dp_T}{dz} = (g - \alpha_{int}) p_T - \frac{\frac{g P_T}{P_{sat}}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} p_T, \quad (2.56)$$

cuja solução é :

$$p_T(z) = p_T(0) \cdot \exp\left[\int_0^z (g - \alpha_{int}) dz' - \int_0^z \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz'\right] \quad (2.57)$$

Pela integração da Eq. (2.50) de 0 até o comprimento da cavidade L , tem-se [28]:

$$p_k(L) = G \left\{ p_k(0) - \int_0^L \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_k}{P_{sat}} \times p_T(z) \exp\left[-\int_0^z (g - \alpha_{int}) dz'\right] dz \right\}, \quad (2.58)$$

onde G é o ganho saturado do amplificador :

$$G = \exp\left[\int_0^L (g - \alpha_{int}) dz\right] \quad (2.59)$$

Inserindo a Eq. (2.57) na Eq. (2.58), encontra-se:

$$p_k(L) = G \left\{ p_k(0) - \int_0^L \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_k}{P_{sat}} p_T(0) \exp[-K(z)] dz \right\}, \quad (2.60)$$

onde:

$$K(z) = \int_0^z \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz', \quad (2.61)$$

Da Eq. (2.55), observa-se que $P_k(z)/P_T(z)$ é independente de z . Desta forma, substituindo-se $P_k = P_T P_k(0)/P_T(0)$ na Eq. (2.60), obtém-se :

$$\begin{aligned} p_k(L) &= G \left\{ p_k(0) - \frac{P_k(0)p_T(0)}{P_T(0)} \times \int_0^L \frac{dK(z)}{dz} \exp[-K(z)] dz \right\} = \\ &= G \left[p_k(0) - \frac{P_k(0)p_T(0)}{P_T(0)} F(L) \right], \end{aligned} \quad (2.62)$$

onde :

$$F(L) = 1 - \exp[-K(L)] \quad (2.63)$$

Assumindo que $p_2(0) = 0$, então $p_T(0) = p_1(0)$ e usando $P(L) = GP(0)$, que pode ser obtido da Eq. (2.55) e da Eq. (2.59), obtém-se a seguinte expressão para a eficiência de conversão (que é definido como a razão entre o índice de modulação, em λ_2 , na saída e o índice de modulação, em λ_1 , na entrada do amplificador) [28]:

$$\eta = \frac{\left| \frac{p_2(L)}{P_2(L)} \right|}{\left| \frac{p_1(0)}{P_1(0)} \right|} = \left| \frac{P_1(0)}{P_T(0)} F(L) \right| \quad (2.64)$$

Neste trabalho, o ganho de conversão utilizado foi definido da seguinte maneira:

$$G_{XGM} = \left| \frac{p_2(L)}{p_1(0)} \right| = \left| \frac{P_2(L)}{P_T(0)} F(L) \right| \quad (2.65)$$

Utilizando a Eq. (2.51) para $k = T$ e a Eq. (2.54), obtém-se:

$$\frac{dP_T}{dz} = \Gamma g_0 \left(\frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - \xi \right) P_T, \quad (2.66)$$

onde $\xi = \alpha_{int} / (\Gamma g_0)$ é a perda interna normalizada do guia de onda. Resolvendo a Eq. (2.66), obtém-se:

$$\Gamma g_0 dz = \frac{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}}{1 - \xi \left(1 + \frac{P_T}{P_{sat}} \right)} \frac{dP_T}{P_T} \quad (2.67)$$

Integrando de 0 a L , tem-se [28]:

$$\ln \frac{1 - \xi \left[1 + \frac{P_T(0)}{P_{sat}} \right]}{1 - \xi \left[1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} \right]} = \xi \ln \frac{G_0}{G}, \quad (2.68)$$

onde $G = P_T(L) / P_T(0)$ e G_0 é o ganho não-saturado do amplificador :

$$G_0 = \exp[\Gamma g_0 (1 - \xi)L] \quad (2.69)$$

Substituindo a Eq. (2.67) na Eq. (2.61), a integral passa a ser calculada na variável P_T e através de operações algébricas, usando as Eq. (2.54) e Eq. (2.68), obtém-se [28]:

$$K(L) = \frac{1}{1 - j\omega\tau_c\xi} \times \left\{ \xi \ln \frac{G_0}{G} - \ln \left[1 - \frac{\frac{(G-1)P_T(0)}{P_{sat}}}{1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} - \omega j\tau_c} \right] \right\} \quad (2.70)$$

As Eq. (2.64) e Eq. (2.70) permitem o cálculo da eficiência para qualquer valor de ganho saturado G . Para perda interna nula do guia de onda, tem-se:

$$F(L)_{\xi=0} = \frac{\frac{(G-1)P_T(0)}{P_{sat}}}{1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} - \omega j\tau_c} \quad (2.71)$$

A resposta do conversor se assemelha a um filtro passa-baixa, nesse caso.

A perda entre dois amplificadores usados pra conversão em comprimento de onda, numa configuração em cascata, deve ter o mesmo efeito da perda interna de guia de onda [29]. Nesse caso, a eficiência continua sendo obtida pela Eq. (2.64), com $K(L) = K_1(L_1) + K_2(L_2)$, onde $K_1(L_1)$ é o valor de $K(L)$ calculado pela Eq. (2.70), através do valor de ganho não saturado do amplificador 1 e valores de entrada dos sinais de bombeio e prova. $K_2(L_2)$ é obtido pela solução da Eq. (2.70), com o ganho não saturado do amplificador 2 e sinais de bombeio e de prova na entrada, calculados multiplicando os sinais de bombeio e de prova na saída do amplificador 1 pela perda total entre os dois amplificadores. Assim, no caso particular em que se considera não haver perdas internas nos dois guias de onda ($\xi = 0$), obtém-se o seguinte resultado [28]:

$$F(L) = 1 - \frac{\left[1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - \omega j\tau_c \right]}{\left[1 + \frac{G_1 P_T(0)}{P_{sat}} - \omega j\tau_c \right]} \times \frac{\left[1 + \frac{\eta_{ins} G_1 P_T(0)}{P_{sat}} - \omega j\tau_c \right]}{\left[1 + \frac{\eta_{ins} G_2 G_1 P_T(0)}{P_{sat}} - \omega j\tau_c \right]}, \quad (2.72)$$

onde G_1 e G_2 são os ganhos saturados do primeiro e segundo amplificador e η_{ins} é a perda concentrada entre os dois amplificadores. Se $\eta_{ins}=1$, tem-se a Eq. (2.71) com $G = G_1 \times G_2$ e se $\eta_{ins} < 1$, a expressão para o ganho de conversão obtido, inserindo a Eq. (2.72) na Eq. (2.64), deve haver um máximo em $\omega \neq 0$.

De uma maneira geral, foi mostrada uma teoria para a resposta de conversores de comprimento de onda baseados na modulação de ganho cruzado em um SOA para pequenos sinais. Observou-se que para perda interna nula, o conversor funciona como um filtro passa-baixa e, com perda interna não-nula, a resposta de modulação do dispositivo apresenta um máximo em frequência de modulação intermediária. Uma quantidade moderada de perda interna no guia de onda produz o crescimento da eficiência de conversão em uma larga faixa de frequências de modulação.

2.4.2 Análise para grandes sinais

As equações que descrevem a propagação de dois sinais, com intensidade P_1 e P_2 , injetados no SOA e com retardo de $t = t' - z/v_g$, são [30]:

$$\frac{dP_k}{dz} = \Gamma a_k (N - N_k) P_k, \quad k = 1, 2 \quad (2.73)$$

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{N}{\tau_c} - a_1 (N - N_1) \frac{P_1}{\hbar \omega_0 A_{eff}} - a_2 (N - N_2) \frac{P_2}{\hbar \omega_0 A_{eff}} + \frac{I}{qV}, \quad (2.74)$$

onde $a_k = a(\omega_k)$ é o ganho diferencial, $N_k = N(\omega_k)$ é a transparência da densidade de portadores na frequência dos dois sinais e A_{eff} é a área efetiva da região ativa. Para o caso co-propagante, como já foi mencionado anteriormente, assume-se que a diferença entre as frequências dos dois sinais é maior que o tempo de vida dos portadores excitados, dividido por 2π . Isto é feito de forma a assegurar que os resultados da mistura de quatro ondas, devido ao batimento entre os

dois sinais, podem ser desconsiderados ou, também, para assegurar que os sinais são polarizados ortogonalmente. A solução para a Eq. (2.73) é:

$$P_k(t, z) = P_k(t, 0) \exp\{\Gamma a_k [\sigma(t, z) - N_k z]\}, \quad k = 1, 2 \quad (2.75)$$

onde:

$$\sigma(t, z) = \int_0^z N(t, z') dz' \quad (2.76)$$

Integrando em ambos os lados da Eq. (2.74), em z , e usando o resultado obtido pela integração em ambos os lados da Eq. (2.73), que é [30]:

$$\int_0^z a_k (N - N_k) P_k dz' = \frac{1}{\Gamma} [P_k(t, z) - P_k(t, 0)], \quad k = 1, 2 \quad (2.77)$$

Tem-se [30]:

$$\frac{d\sigma}{dt} = -\frac{\sigma - \sigma_0}{\tau_c} - \frac{1}{\Gamma \hbar \omega_0 A_{eff}} \cdot \{[P_1(t, z) - P_1(t, 0)] + [P_2(t, z) - P_2(t, 0)]\}, \quad (2.78)$$

onde $\sigma_0 = \frac{\tau_c I z}{qV}$. Usando a Eq. (2.75), tem-se [30]:

$$\begin{aligned} \frac{d\sigma}{dt} = & -\frac{\sigma - \sigma_0}{\tau_c} - \frac{1}{\Gamma \hbar \omega_0 A_{eff}} \cdot \{\exp[\Gamma a_1 (\sigma - N_1 z)] - 1\} P_1(t, 0) \\ & - \frac{\tau_c}{\Gamma \hbar \omega_0 A_{eff}} \{\exp[\Gamma (a_2 \sigma - N_2 z)] - 1\} P_2(t, 0) \end{aligned} \quad (2.79)$$

A fase do sinal convertido, assumindo a entrada independente do tempo, é [30]:

$$\phi_2(t, z) = -\frac{\alpha_H}{2} \Gamma a_2 [\sigma_2(t, z) - N_2 z], \quad (2.80)$$

onde α_H é o fator de alargamento de largura de linha.

Dessa forma as Eq. (2.75), Eq. (2.79) e Eq. (2.80) descrevem a representação no guia de onda, sujeito a grandes sinais e sem perdas, tanto para a potência, como para a densidade de portadores e fase do sinal.

Neste capítulo foi apresentado um estudo do conversor em comprimento de onda utilizando a técnica XGM. Equações e conceitos foram apresentados visando a um melhor entendimento dos resultados experimentais e dos simulados, apresentados nos capítulos seguintes.

Capítulo 3 - Montagens Experimentais

A realização de medições é de fundamental importância para a verificação da teoria apresentada nos capítulos anteriores. Dessa forma, foram realizadas medições através de montagens que utilizam o SOA como conversor e amplificador. O estudo do ganho de conversão foi realizado por meio da técnica de conversão em comprimento de onda por modulação cruzada de ganho (XGM). Tais medições foram divididas em quatro montagens experimentais: montagem do SOA como amplificador da luz CW, montagem da modulação AM (*amplitude modulation*) óptica, montagem do SOA como amplificador da luz modulada e montagem do SOA como conversor óptico. Os resultados experimentais obtidos foram utilizados nas simulações que serão apresentadas no capítulo seguinte.

3.1 Descrição dos equipamentos

Os instrumentos a serem utilizados nas montagens experimentais deste capítulo estão descritos na Tabela 3-I, sendo apresentada uma rápida descrição de tais equipamentos.

Tabela 3-I

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MONTAGENS EXPERIMENTAIS

Equipamento	Marca/Modelo	Outras Especificações
Laser 1	Photonetics	$\lambda_1 = 1550$ nm. Corrente de polarização de 35,4 mA com potência de 0,57 mW.
Laser 2	Santec TSL-210	Potência de até + 8 dBm. Sintonizado em $\lambda_2 = 1547$ nm com potência de -5 dBm.
Analisador de espectro óptico	Anritsu- MS96A	Faixa espectral de operação 0,6 – 1,6 μ m.
Amplificador óptico (SOA)	InPhenix IPSAD 1503	Otimizado para conversão
Placa do SOA	InPhenix IPEVM 1010	
Acoplador direcional	Newport F-CPL-L22151-A	$R_{13}=90\%$ e $R_{14}= 10\%$
Fotodetector	Newport AD-40 APDir	40ps, 1200 a 1650 nm
Amplificador RF	HP 8347A	100 kHz – 3 GHz, 23 dBm
Válvula	Hughes 1177H06	4 a 10,5 GHz, 10 W.
Controlador de polarização	Photonetics 3688- PR15	
Analisador de Espectro	Agilent E 4408B	9 kHz a 26,5 GHz
Gerador de sinal	HP 8350A	RF Plug-in 83592-B, até 26 GHz
Cordões com conectores ópticos	FC-APC	
Filtro óptico	Santec OTF 610	1550 - 1580 nm
Filtro óptico	JDS VCF050	1525 - 1570 nm
Modulador Óptico	Avanex AM 40	Até 40 GHz
Gerador de sinal analógico	Agilent E8257D	250 kHz a 40 GHz
Analisador de espectro óptico	Agilent 86146 B	0,6 – 1,7 μ m.

Com o objetivo de obter um entendimento pormenorizado das montagens experimentais apresentadas neste trabalho, será realizada uma explicação mais detalhada de alguns equipamentos utilizados nas montagens, apresentando alguns parâmetros e características de funcionamento.

3.1.1 Modulador Óptico

O modulador eletro-óptico externo utilizado foi o *Avanex AM 40*. Este modulador combina alta linearidade com pouca injeção de corrente. Na modulação externa, o laser é colocado em um funcionamento estático e, entre ele e o meio de transmissão (fibra óptica), coloca-se um modulador óptico que corta (ou deixa passar) a radiação em proporção à tensão aplicada ao terminal de RF do modulador. Não existe gorjeio (*chirp*), uma vez que o dispositivo fotoemissor (laser) está polarizado com uma corrente constante. Assim, a largura de banda possível é superior à de um modulador óptico direto. O modulador possui substrato de LiNbO_3 e é desenvolvido com a técnica de óptica integrada, consistindo de eletrodos planares e de guias ópticos, configurados de acordo com a topologia de um interferômetro do tipo Mach-Zehnder.

A Fig. 3.1 apresenta a resposta eletro-óptica do modulador, fornecida pelo fabricante, demonstrando sua boa linearidade. Para os experimentos realizados na faixa de 0 a 10 GHz, vale ressaltar a queda observada entre 2,5 e 5 GHz. Para a operação do modulador é necessário observar a tensão de polarização, tendo-se utilizado o valor de 4,9 volts.

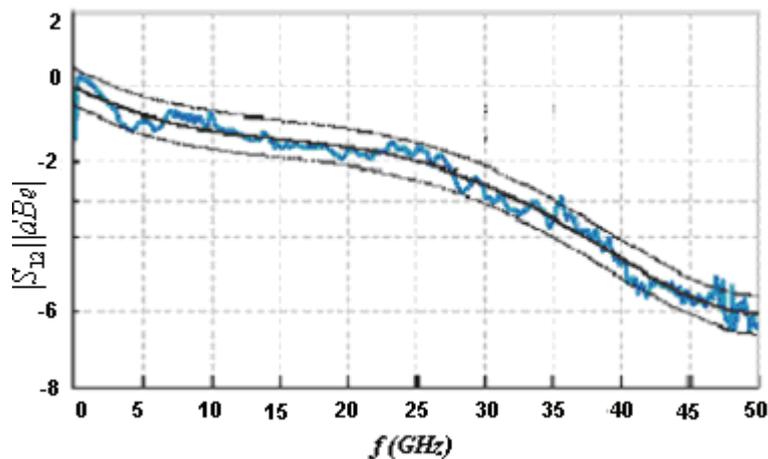


Fig. 3.1 Resposta eletro-óptica do modulador, fornecida pelo fabricante.

Na prática foi realizado um estudo da resposta do modulador. Utilizou-se o laser Santec TSL-210 para injetar luz no modulador e o gerador de sinais analógicos Agilent E8257D para fornecer o sinal de microondas modulado, variando a frequência de modulação de 100 MHz a 10 GHz, em passos de 100 MHz. Obteve-se, como resultado, o gráfico da Fig. 3.2, onde observam-se regiões em que o modulador não apresenta um bom funcionamento. Para frequências de 2,4 , 4,8 , 7,3 e 9,8 GHz, o funcionamento do modulador apresenta um péssimo desempenho tendo-se desprezado a modulação nestes valores de frequência. Na Fig. 3.3, realizou-se um ajuste de polarização, objetivando melhorar o desempenho do modulador, mas a resposta eletro-óptica se manteve praticamente a mesma. Dessa figura, pode-se observar o melhor funcionamento do modulador acima de 18 GHz, levando-se a acreditar que este modulador está otimizado para operar na taxa de 40 Gb/s. Segue-se, na Tabela 3-II, alguns parâmetros otimizados para o bom funcionamento do modulador.

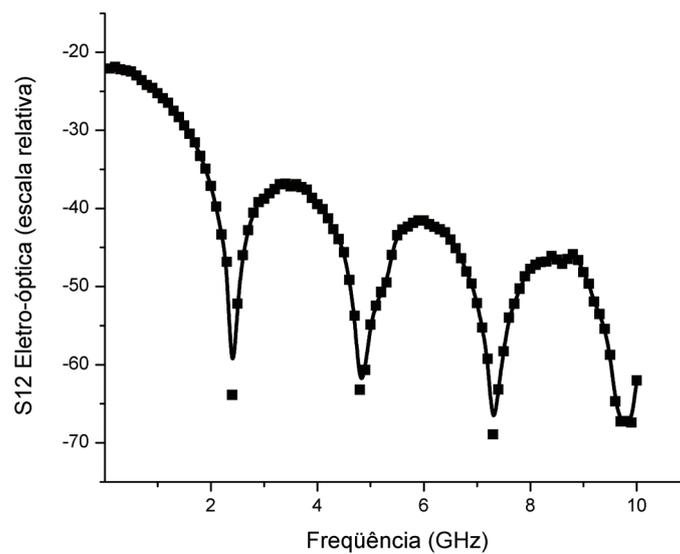


Fig. 3.2 Resposta experimental eletro-óptica do modulador até 10 GHz.

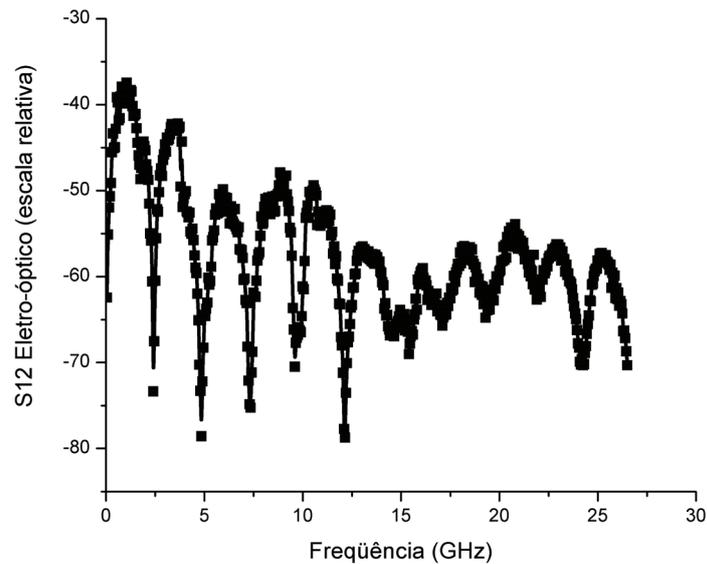


Fig. 3.3 Resposta experimental eletro-óptica do modulador com ajuste de polarização até 26,5 GHz.

Tabela 3-II

PARÂMETROS DO MODULADOR AVANEX AM 40

Parâmetros	Valores
Razão de extinção (dB)	24,7
Perda de inserção óptica (dB)	3,5
Largura de banda em - 3 dBm (GHz)	32,9
V_p de polarização (V)	4,9
Comprimento de onda de operação (nm)	1525 a 1615

3.1.2 Válvula Amplificadora de Microondas

Trata-se de um amplificador, modelo 1177H06 (Fig. 3.4), na faixa de 4 a 10,5 GHz, incorporando uma válvula tipo TWT (*Traveling Wave Tube*). A curva do ganho da válvula está representada na Fig. 3.5. Observa-se que existem duas regiões, onde a válvula pode funcionar: região linear (até 6 GHz) e de saturação (acima de 6 GHz).



Fig. 3.4 Válvula que amplifica o sinal na faixa de 4 a 10,5 GHz.

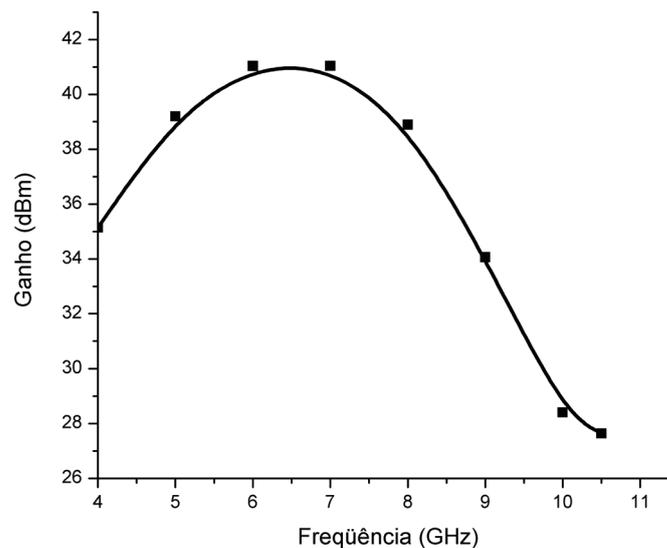


Fig. 3.5 Curva do ganho de amplificação da válvula.

Outra característica a ser destacada é o ruído acrescentado pela válvula (caracterizado pela figura de ruído F). O ruído é constituído em três componentes principais: ruído térmico, ruído AM e ruído FM (ou PM). O ruído térmico é gerado pelo ruído térmico dos componentes na entrada do dispositivo e é da ordem de (-114 dBm/MHz). O ruído AM e PM ou FM é gerado pela tensão de *ripple* no cátodo ou pelo feixe de potência, sendo o nível de ruído, normalmente 40 dB abaixo da portadora na saturação.

A válvula é capaz de reproduzir portadoras com vários tipos de modulação. Para modulação AM, o equipamento deve estar operando um pouco abaixo da saturação para reduzir a distorção na envoltória AM. Como TWTs são dispositivos de banda larga, podem ser usados para amplificar mais de uma portadora no tempo devido às suas larguras elevadas de banda instantâneas. Quando usados dessa maneira, produtos de intermodulação irão ocorrer e seus níveis irão depender da região de operação.

3.1.3 Amplificador RF HP 8347A

Para a faixa de 100 kHz a 3GHz foi utilizado o amplificador HP 8347A (Fig. 3.6), que apresenta como características: uma figura de ruído de 15 dB na faixa de 10 MHz a 3 GHz, um nível de potência de saída máximo superior a +20 dBm e um ganho superior a 25 dB. O gráfico do ganho deste amplificador se encontra na Fig. 3.7.



Fig. 3.6 Amplificador RF HP 8347A que amplifica o sinal na faixa de 0 a 3 GHz.

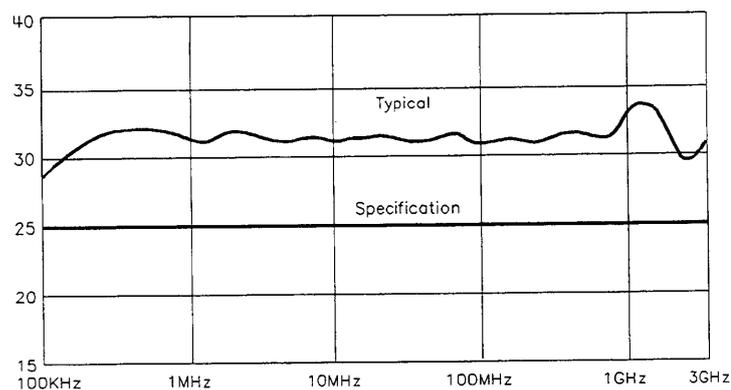


Fig. 3.7 Gráfico do ganho do amplificador RF HP 8347A.

3.1.4 Filtro óptico Santec OTF 610

Trata-se de um filtro óptico sintonizável de alta velocidade e controlado a tensão. O filtro óptico funciona por interferência dielétrica e é montado em um estágio de precisão linear, o qual pode ser ajustado pela aplicação de voltagem DC em um driver externo. Dessa forma, o pico de transmissão de comprimento de onda pode ser continuamente sintonizado com alta velocidade e boa repetibilidade.

Tabela 3-III

PARÂMETROS DO FILTRO ÓPTICO SANTEC OTF 610

Parâmetros	Valores
Velocidade de sintonia	< 60 ms
Repetibilidade	<± 1 nm
Sintonia com controle de motor linear	30 nm
Perda de inserção	2,5 dB
Faixa espectral de operação	1550 – 1580 nm

Desta maneira, a principal característica desse filtro é a alta velocidade de sintonia, não sendo essa característica de importância para as medições apresentadas neste trabalho.

3.1.5 Filtro óptico JDS VCF050

O JDS VCF050 é um filtro sintonizável passa-banda controlado a tensão que pode ser usado em processos flexíveis e dinâmicos de conversão em comprimento de onda, oferecendo excelente desempenho óptico nas bandas C e L.

A seleção do comprimento de onda central é precisamente sintonizada, utilizando-se um motor de passo que é alimentado por um circuito integrado de controle externo. O espectro de transmissão do filtro é otimizado para pequenas perdas de inserções, alta rejeição e baixa dispersão cromática.

Tabela 3-IV

PARÂMETROS DO FILTRO ÓPTICO JDS VCF050

Parâmetros	Valores
Velocidade de sintonia	<5000 ms
Perda de retorno	40 dB
Perda de inserção	3 dB
Largura de banda (-20 dB)	84 GHz
Faixa espectral de polarização	1525 -1570 nm

Pelas características acima descritas e principalmente por sua fina largura de banda é que este filtro foi escolhido para ser utilizado na montagem de conversão em comprimento de onda. Vale ressaltar que essa fina largura de banda será comprovada através de medidas obtidas durante os procedimentos realizados para escolha do filtro (Seção 3.2).

O controle do motor de passo e a montagem mecânica do filtro foram executados pelo Prof. Evandro, conforme mostrado na Fig. 3.8. Neste circuito, podem-se notar o controlador do

3.1.6 Laser Santec TSL-210

O TSL-210 é um laser semiconductor sintonizável com cavidade externa que foi desenvolvido para permitir a fácil sintonização do comprimento de onda ou da potência óptica de saída. Trata-se de laser do tipo Fabry-Perot, onde o laser semiconductor tem uma faceta coberta de material anti-reflexivo. Além disso, utilizam-se lentes e isoladores para evitar o retorno da luz da cavidade externa para o laser. O comprimento de onda emitido é selecionado por uma grade de difração ajustável. A Fig. 3.9 representa o Laser TSL-210.



Fig. 3.9 Laser TSL-210.

Tabela 3-V

PARÂMETROS DO LASER SANTEC TSL-210

Parâmetros	Valores
Faixa de sintonia	1530 – 1610 nm
Velocidade de sintonia	170ms/nm
Resolução	0,01nm
Máxima potência de saída	8 mW

A utilização desse laser é importante por ser sintonizável e pela sua precisão, além de permitir uma elevada potência de saída, necessária para o bombeio, durante a conversão em comprimento de onda.

3.1.7 Amplificador óptico a semiconductor InPhenix IPSAD 1503

O SOA utilizado é próprio para conversão em comprimento de onda. Tem como principais características: uma ampla largura de banda óptica, elevado ganho óptico, baixa sensibilidade à polarização e baixa refletividade nas facetas. Segue, na Tabela 3-VI, alguns outros parâmetros deste SOA.

Tabela 3-VI

PARÂMETROS DO SOA INPHENIX IPSAD 1503

Parâmetros	Valores
Pico no comprimento de onda	1540 nm
Figura de ruído	10,5 dB
Corrente máxima de polarização	250 mA
Polarização dependente do ganho	0,9 dB
Faixa espectral (-3 dB)	50 nm

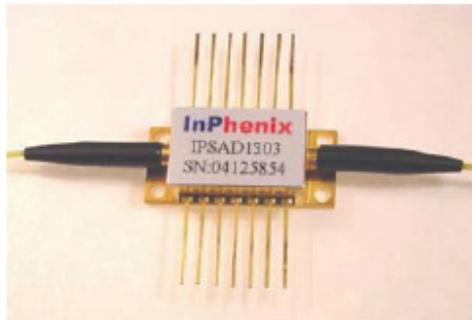


Fig. 3.10 SOA InPhenix IPSAD 1503.

Pela Fig. 3.11, pode-se observar melhor um outro SOA, sem o encapsulamento observado na Fig. 3.10, podendo-se visualizar o SOA propriamente dito (um pequeno chip mostrado na figura) e as conexões com a entrada e saída da luz no SOA.

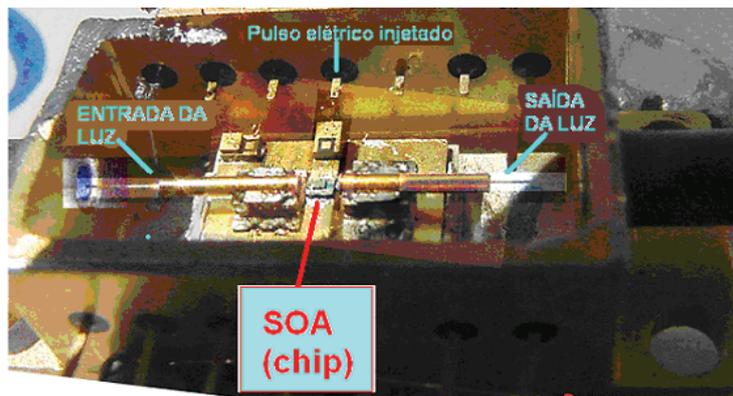


Fig. 3.11 Foto detalhada de um SOA.

Junto com o SOA, utilizou-se uma placa InPhenix IPEVM 1010 que, junto com uma fonte desenvolvida pelo Prof. Evandro Conforti, permitiu um melhor manuseio do SOA, bem como o controle de temperatura (ver Fig. 3.12), proporcionado pelo operacional CA3140E

alimentado por uma ponte na qual o termistor do SOA é um dos braços e pelo amplificador de potência (LM12CL) que alimenta o *Termo-electric cooler* (TEC).

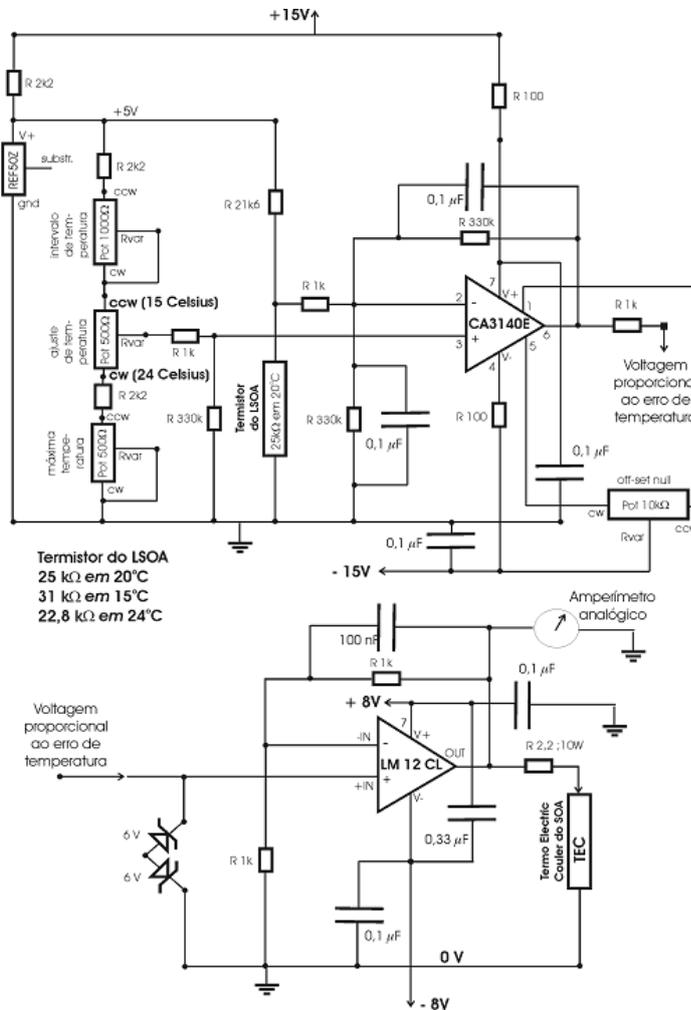


Fig. 3.12 Circuito de controle de temperatura e polarizador do SOA.

3.1.8 Fotodetector Newport AD-40APDir

Este fotodetector é um conversor opto-elétrico, desenvolvido para converter qualquer sinal óptico de 1200 a 1650 nm em um sinal elétrico. O AD-40APDir pode ser acoplado diretamente a um analisador de espectro, osciloscópio ou outro instrumento elétrico. Como principais características desse fotodetector estão sua alta sensibilidade, a cobertura espectral e a amplificação interna.

O desempenho de alta velocidade desse fotodetector é resultado da integração híbrida do fotodiodo e do amplificador em um único substrato. Foi utilizado um diodo vertical PIN-APD fabricado em uma estrutura de semicondutor InP/InGaAs. O ganho da conversão opto-elétrica é aumentado por um estágio de amplificação interno incorporado diretamente no módulo detector de microondas. A Fig. 3.13 apresenta a resposta em frequência do fotodetector AD-40APDir, já a Fig. 3.14 apresenta uma resposta temporal deste fotodetector.

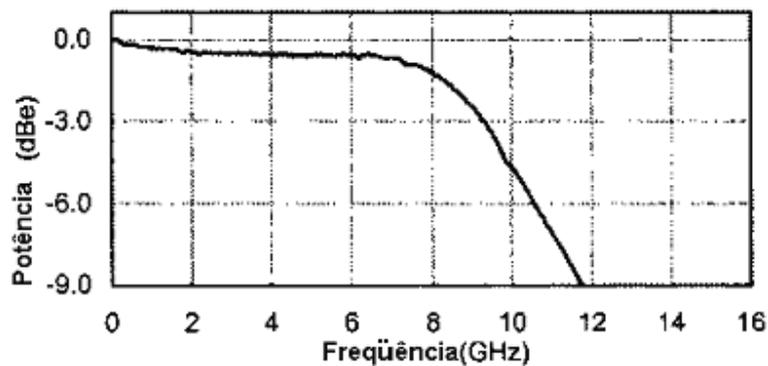


Fig. 3.13 Resposta em frequência do fotodetector AD-40APDir.

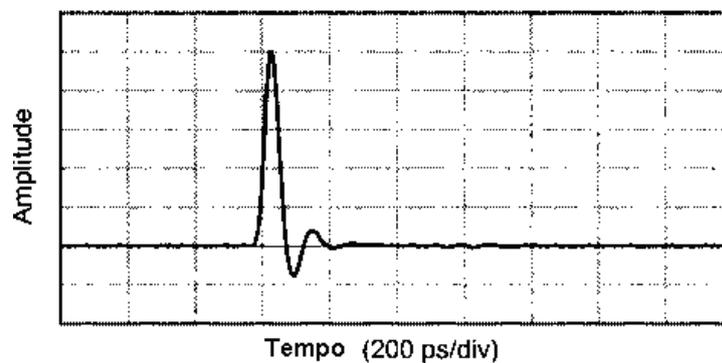


Fig. 3.14 Resposta temporal do fotodetector AD-40APDir.

Nas montagens experimentais utilizadas, existiam muitas perdas intrínsecas, tendo sido necessário utilizar amplificadores de RF e um fotodetector de alta sensibilidade. Por este motivo, houve a escolha desse fotodetector APD que, no comprimento de onda de 1550 nm, apresenta uma sensibilidade da ordem de -27 dBm.

3.1.9 Acoplador Newport F-CPL-L22151

O acoplador óptico utilizado se encontra representado na Fig. 3.15. Ele funciona acoplando 90% da potência da entrada 1 para a saída 3 e 10% da potência da entrada 2 para a saída 3, ou invertendo estas porcentagens na saída 4. Nas montagens deste trabalho, este acoplador foi utilizado para acoplar o sinal de onda contínua com o sinal modulado para injeção no SOA e posterior estudo da conversão.



Fig. 3.15 Acoplador óptico.

3.1.10 Gerador de sinal analógico Agilent E8257D

O Agilent E8257D (Fig. 3.16) é um gerador de sinal totalmente sintetizado com alta potência de saída, baixo ruído de fase e a capacidade opcional de varredura via rampa. Pode operar na faixa de 250 kHz a 40 GHz, apresenta elevada precisão e permite um fácil controle via GPIB.



Fig. 3.16 Gerador de sinal analógico Agilent E8257D.

3.2 Medição de parâmetros

3.2.1 Determinação do filtro a ser utilizado

Antes de se realizarem as medições propriamente ditas, realizou-se uma análise para determinação do filtro a ser utilizado. Os filtros em estudo foram Santec OTF 610 e JDS VCF050. Para o estudo da eficiência dos filtros, utilizou-se um analisador de espectro óptico (OSA Anritsu-MS96A). Neste caso, o OSA apresentou uma pequena diferença no comprimento de onda em relação ao laser calibrado, pois enquanto o laser gerava um sinal óptico em 1550 nm, no OSA o valor obtido era de 1553,5 nm. Esta discrepância, presente devido à idade avançada do OSA (22 anos), não invalida as medidas da largura de faixa dos filtros.

Para a implementação prática da conversão em comprimento de onda, utilizaram-se dois lasers: o laser Photonetics sintonizado em 1550 nm, com corrente de polarização de 35,4 mA e o laser sintonizável de alta precisão Santec TSL-210, em 1547 nm.

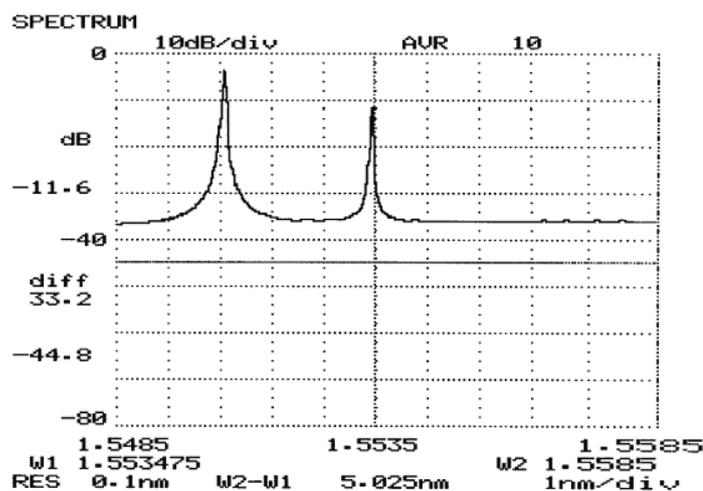


Fig. 3.17 Espectro dos lasers. Laser Photonetics, $\lambda_1 = 1550$ nm, laser Santec, $\lambda_2 = 1547$ nm.

Na Fig. 3.17 apresentam-se os espectros dos dois lasers supracitados. Observa-se que, como mencionado anteriormente, os valores dos comprimentos de onda dos lasers apresentados pelo OSA encontram-se com 3,5 nm a mais do que o real. Conectando-se a saída do laser Photonetics ao acoplador e depois diretamente ao OSA (sem passagem pelo SOA e sem filtro) obteve-se o gráfico da Fig. 3.18. Este sinal 2 será considerado como referência para a análise do filtro.

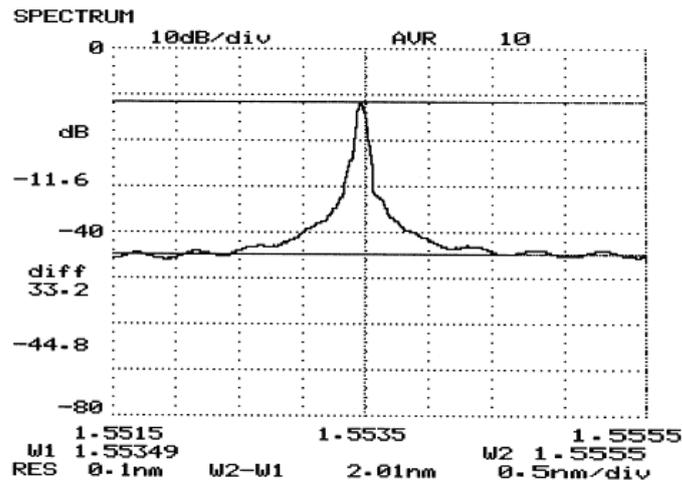


Fig. 3.18 Espectro do laser Photonetics antes do filtro.

O sinal do laser Photonetics (Fig. 3.18) foi injetado no acoplador e depois no SOA, sendo conectado ao filtro Santec e depois ao OSA, obtendo-se o resultado da Fig. 3.19. Observa-se uma grande atenuação no sinal, devido a utilização do SOA sem corrente de polarização.

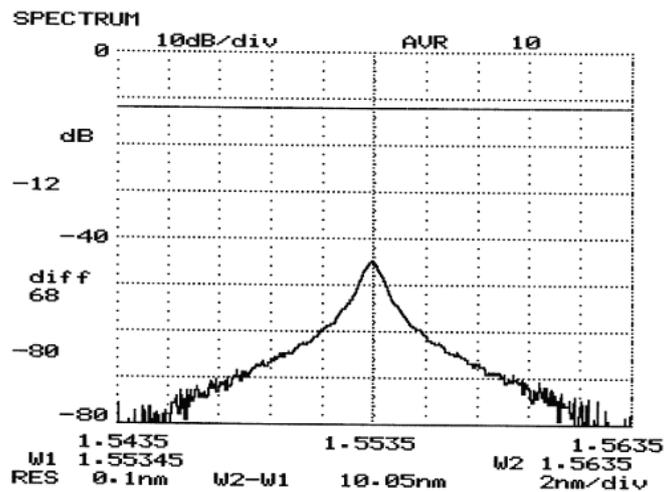


Fig. 3.19 Espectro do laser Photonetics depois do filtro Santec.

No gráfico da Fig. 3.19, é válido observar que com 10 dB abaixo do pico, o espectro apresenta uma largura de quase 3 nm; além disso, pode-se notar que a largura de banda deste filtro (faixa de 3dB) é da ordem de 1 nm. Outro fato a observar é que, com quase 35 dB abaixo do pico, o sinal praticamente não existe mais.

O segundo passo é a caracterização do filtro JDS VCF050. Para tanto, utilizou-se o mesmo procedimento anterior. Inicialmente, na Fig. 3.21, os dois lasers são injetados no acoplador e depois no OSA. Neste estudo do filtro, buscou-se obter os valores de $\lambda_1=1550$ nm e $\lambda_2=1547$ nm no próprio OSA e não no laser. No segundo passo, antes de o sinal ser inserido no OSA, utilizou-se o filtro JDS VCF050 (sem utilização do SOA) e obteve-se o gráfico da Fig. 3.22. A Fig. 3.20 representa a montagem realizada para o estudo do filtro óptico.

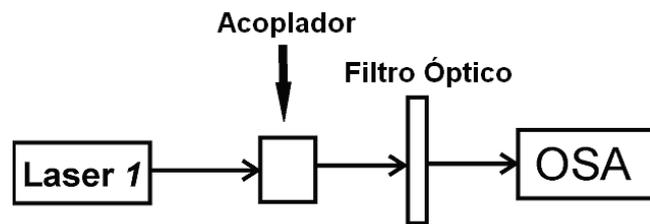


Fig. 3.20 Montagem utilizada para o estudo do filtro óptico.

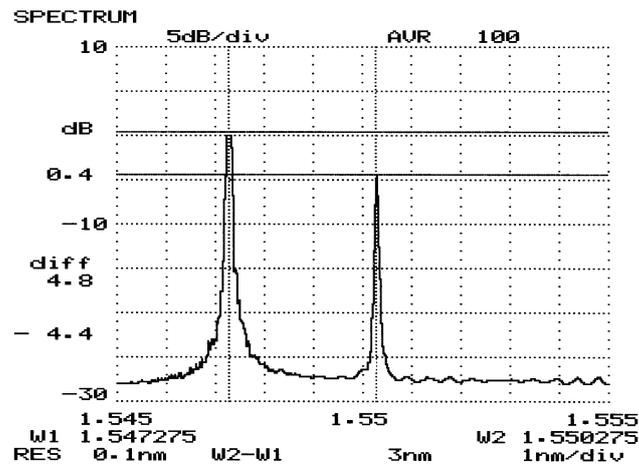


Fig. 3.21 Espectro dos lasers. Laser Photonetics, $\lambda_1=1550$ nm, laser Santec, $\lambda_2=1547$ nm.

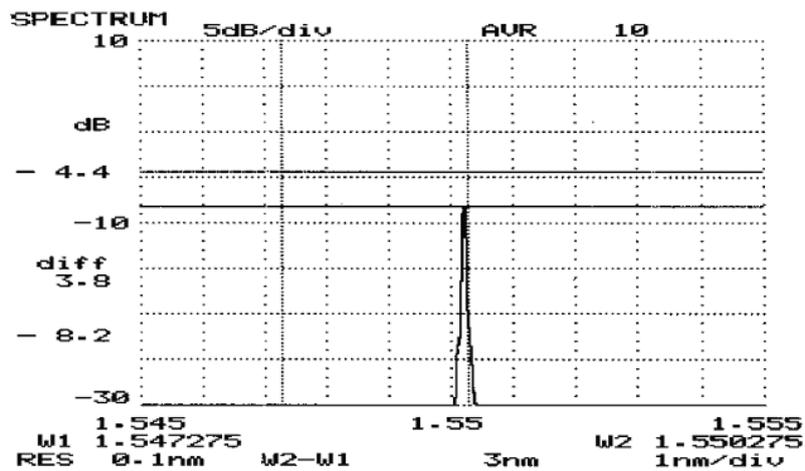


Fig. 3.22 Espectro do laser Photonetics depois do filtro JDS.

Para um melhor estudo do filtro JDS, foi realizada uma visualização mais detalhada do espectro após a passagem por esse filtro com a diminuição da largura espectral (*span*). Ver Fig. 3.23.

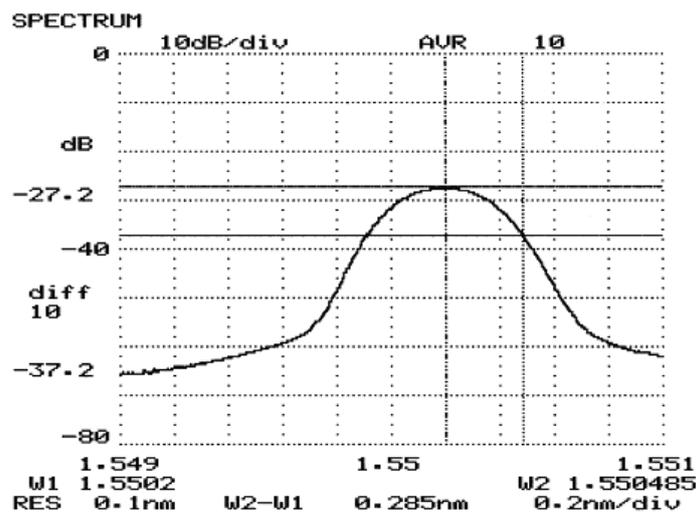


Fig. 3.23 Visualização do sinal após passagem pelo filtro JDS.

Observa-se que com a utilização desse filtro, a largura do espectro com 10 dB abaixo do pico é da ordem de 0,5 nm, ou seja, quase seis vezes menor do que o filtro Santec. Além disso, a 40 dB abaixo do pico, o sinal ainda se apresenta com certo nível de potência. Desta maneira, por apresentar uma menor largura de banda, o filtro JDS VCF050 foi o escolhido para a utilização nas montagens.

3.2.2 Determinação do comprimento da cavidade

Além da determinação do filtro, outro fator importante é o cálculo do comprimento da cavidade do SOA. Através do espectro da ASE do amplificador, pode-se extrair o comprimento da cavidade do SOA, importante parâmetro na calibração do modelo utilizado nas simulações. Em altas correntes de polarização, os modos Fabry-Perot da cavidade podem ser visualizados no espectro da ASE e pela distância entre seus picos pode-se estimar o comprimento da cavidade. O espectro da ASE do SOA para um corrente de 220 mA é apresentado na Fig 3.24.

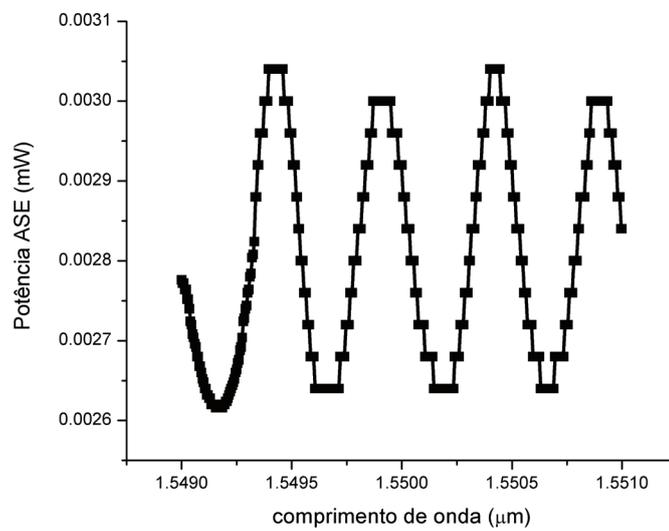


Fig. 3.24 Espectro da ASE do SOA.

Com a observação da figura acima e a utilização da Eq. (3.1), obtém-se a distância entre os modos.

$$\Delta\lambda = |1,55015 - 1,54961| = 0,0005412 \mu m \quad (3.1)$$

Em seguida pode-se obter o comprimento da cavidade do SOA, pela Eq. (3.2), onde $n=3,46$:

$$L = \frac{\lambda^2}{2n\Delta\lambda} \cong 653,04 \mu m \quad (3.2)$$

Observa-se que esse valor de comprimento da cavidade é semelhante ao comprimento dos demais SOAs comerciais.

3.3 Montagem experimental do SOA como amplificador de um sinal CW

Esta montagem visa ao estudo do SOA como amplificador óptico, permitindo a obtenção de parâmetros importantes para a calibração do software de simulação utilizado neste trabalho. A montagem utilizada está representada na Fig. 3.25, com o novo OSA (Agilent 86146 B).

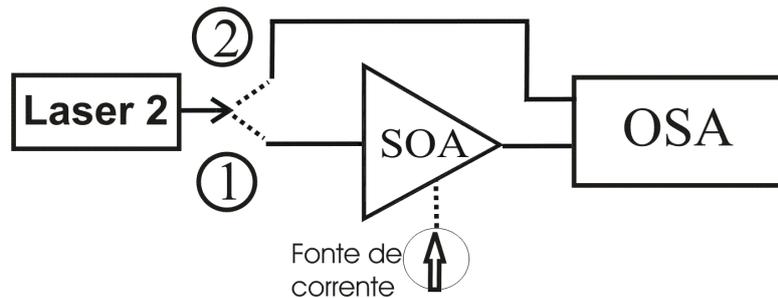


Fig. 3.25 Montagem experimental do SOA como amplificador óptico da luz CW.

O laser Santec TSL-210 gerou sinais CW, no comprimento de onda de 1550 nm com as seguintes potências de saída: -16, -13, -10, -7, -5, -3 e 0 dBm. Utilizando a montagem na posição 2, o sinal gerado pelo laser foi observado no OSA (Agilent 86146 B), obtendo-se valores para a potência óptica. Foi observada uma discrepância nos valores, se comparados com os valores indicados pelo laser, mas dentro dos parâmetros de precisão relativa dos fabricantes. Os valores apresentados pelo OSA foram considerados, sendo tomados como referência para o estudo do ganho do SOA como amplificador. Além disso, observou-se uma atenuação, devida aos cabos ópticos e conectores, de aproximadamente 4 dB. A montagem estando na posição 1, a potência de saída do laser é a potência de entrada no SOA.

Uma vez obtido o valor de referência, o próximo passo foi colocar a montagem na posição 1, sendo o sinal CW injetado no SOA. Com a potência de entrada no SOA fixa para os valores mencionados anteriormente, variou-se a corrente de polarização do SOA, observando-se os valores apresentados no OSA para a potência óptica, após a amplificação do SOA. A variação da corrente de polarização ocorreu de 40 a 230 mA, em passos de 10 mA. Com os resultados obtidos no OSA para cada corrente de polarização, comparou-se esse valor com o valor de referência para a mesma potência de entrada no SOA, obtendo-se o ganho do SOA para uma determinada corrente de polarização. Esses resultados podem ser observados pelo gráfico da Fig. 3.26.

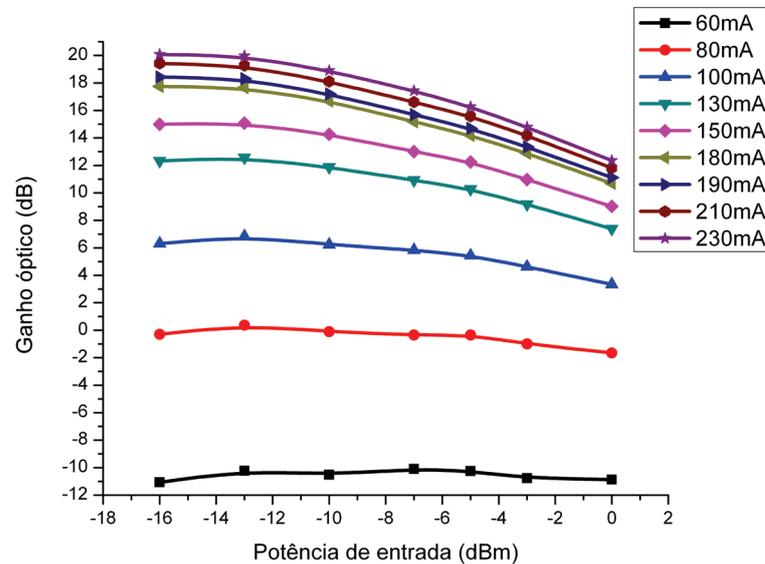


Fig. 3.26 Gráfico da potência de entrada versus ganho óptico para diferentes correntes de polarização.

Da Fig. 3.26, pode-se observar que para uma mesma potência de entrada, aumentando-se a corrente de polarização, maior é o ganho óptico apresentado. Este fato está relacionado com o aumento da densidade de portadores disponíveis para amplificação. Para uma mesma corrente de polarização, aumentando-se a potência de entrada, menor é o ganho óptico, isto está relacionado a proximidade do valor da potência de entrada com a potência de saturação, ou seja, ocorre a saturação do SOA, diminuindo o ganho. Para baixos valores de corrente e de potência de entrada, observa-se um aumento no ganho óptico, isso ocorre devido a se operar muito abaixo da saturação. Estes resultados experimentais estão de acordo com a teoria apresentada no Capítulo 2 deste trabalho.

Além dessas observações, é possível a obtenção de parâmetros importantes para a calibração do software: a potência de saturação de saída e a corrente de polarização para transparência do SOA. A corrente de polarização para a transparência é o valor a partir do qual, o ganho óptico passa a assumir valores positivos. Pelo gráfico observa-se que a corrente de polarização para transparência desse SOA é de, aproximadamente, 80 mA. No sentido físico, a corrente de polarização para a transparência é o valor da corrente na qual o ganho se iguala às perdas, ou seja, a densidade de portadores passa a ser maior que a densidade de portadores de transparência, ocorrendo uma inversão de população e a amplificação do sinal óptico, já que

todos os portadores, que são injetados na cavidade ativa do SOA, são quase que instantaneamente transformados em fótons, estimulando outros fótons, ocorrendo a amplificação. Observa-se que para valores abaixo da corrente de polarização para a transparência, o SOA só atenua o sinal óptico. Apesar de o valor obtido ser de 80 mA, o valor real da corrente de polarização para transparência é menor do que este valor devido às perdas existentes no dispositivo, já que neste caso a potência do sinal de saída do laser não é a mesma que é injetada no chip do SOA.

A potência de saturação de saída é o valor no qual o ganho óptico diminui o seu valor em 3 dB, sendo o valor em que o SOA não consegue mais amplificar o sinal óptico. Os resultados da potência de saturação de saída, em função da corrente de polarização, são apresentados na Fig. 3.27.

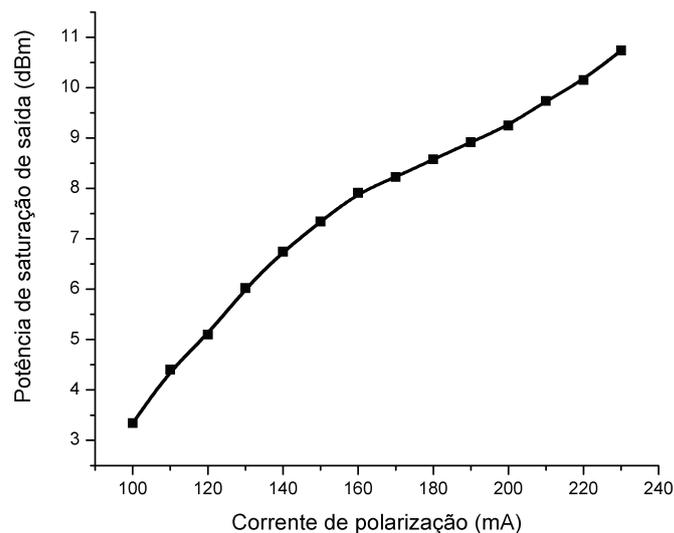


Fig. 3.27 Gráfico da potência de saturação de saída versus corrente de polarização.

A relação entre a potência de saturação de saída e a corrente de polarização é que quanto maior a corrente, maior é a potência de saturação, o que está relacionado a uma maior densidade de portadores. Com os resultados obtidos, pode-se fazer um gráfico da potência de saída do SOA em função da corrente de polarização (Fig. 3.28), demonstrando essa relação com a densidade de portadores, já que para uma mesma potência de entrada, uma maior corrente de polarização aumenta a quantidade de portadores disponíveis, aumentando a potência de saída do SOA.

Observa-se que por volta de 210 mA ocorre a saturação da amplificação do SOA. A relação dos parâmetros descritos nesta seção com o ganho de conversão, foi apresentada no Capítulo 2 deste trabalho.

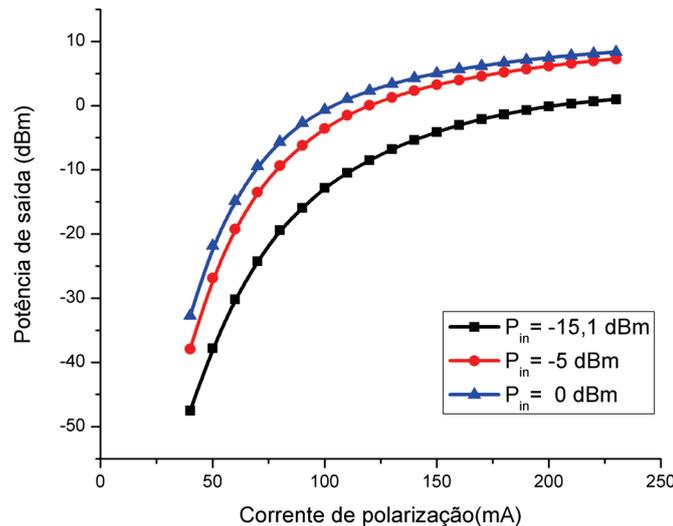


Fig. 3.28 Gráfico da potência de saída versus corrente de polarização para potência de entrada constante.

3.4 Montagem experimental da modulação AM óptica

Para o estudo da modulação AM óptica, foi realizada a montagem experimental esquematizada na Fig. 3.29. Essa montagem experimental utiliza o laser Photonetics com corrente de polarização em 35,4 mA e no comprimento de onda de 1550 nm. Inicialmente o sinal do laser é inserido no modulador AM da envoltória óptica, posteriormente passando este sinal pelo acoplador 90% (sem passagem pelo SOA). No próximo passo, o sinal é injetado no fotodetector e, por último, observa-se o espectro de potência no analisador de espectro. O acoplador é utilizado nessa montagem, porque o resultado obtido a partir dela, servirá de calibração para a obtenção do ganho de conversão, e como o acoplador estará presente na montagem de conversão, deve-se considerá-lo também na montagem de calibração.

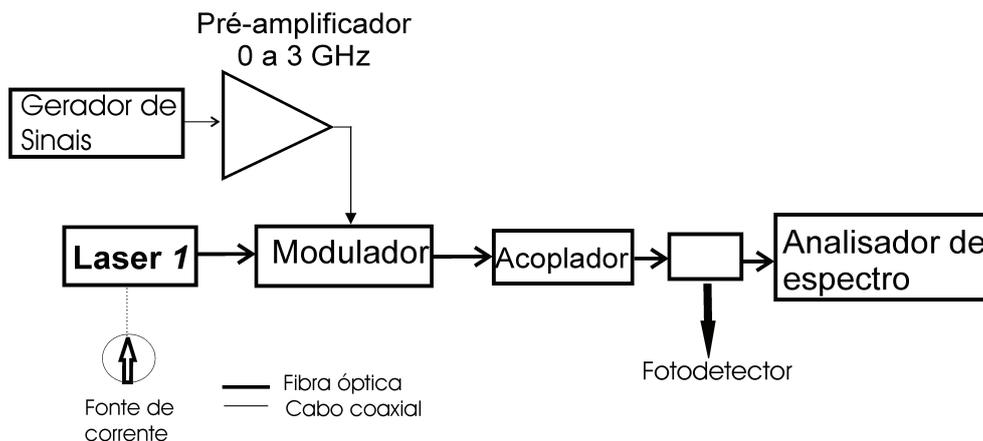


Fig. 3.29 Esquema da montagem experimental da modulação AM óptica na faixa de 0 a 3 GHz.

Para o bom funcionamento do modulador foi necessária uma amplificação no sinal de microondas fornecido pelo gerador de sinais e, para isso, utilizou-se amplificadores. Na faixa de 0 a 3 GHz, foi utilizado o amplificador de RF HP 8347A e para a faixa de 4 a 10,5 GHz, foi utilizada a válvula (Hughes). Também é possível a utilização de outra válvula para a faixa de 12 a 18 GHz, mas como para 8 GHz, já não se conseguiu mais medir os sinais convertidos, devido à insuficiente sensibilidade do fotodetector, a utilização desta última válvula foi descartada. Para o funcionamento do modulador foi utilizada uma tensão de polarização de 0 V. Com relação à potência, utilizou-se +12 dBm na saída do amplificador e 0 dBm na saída do gerador, para o intervalo de 0 a 3 GHz. Para 4 a 10,5 GHz, utilizou-se -16 dBm no gerador. O ganho da válvula é variável, como pode ser observado na descrição desse equipamento que foi apresentado em seção anterior.

Com base na montagem da Fig. 3.29, variou-se a frequência do gerador de sinais de 600 MHz a 3 GHz, em intervalos de 100 MHz, utilizando o pré-amplificador RF HP 8347A e observou-se o espectro de potência apresentado pelo analisador de espectro. A Fig. 3.30 apresenta um resultado obtido no analisador de espectro. A variação da frequência no gerador de sinais altera a modulação do sinal, permitindo obter resultados para cada frequência e desta maneira um melhor estudo do comportamento do sinal modulado.

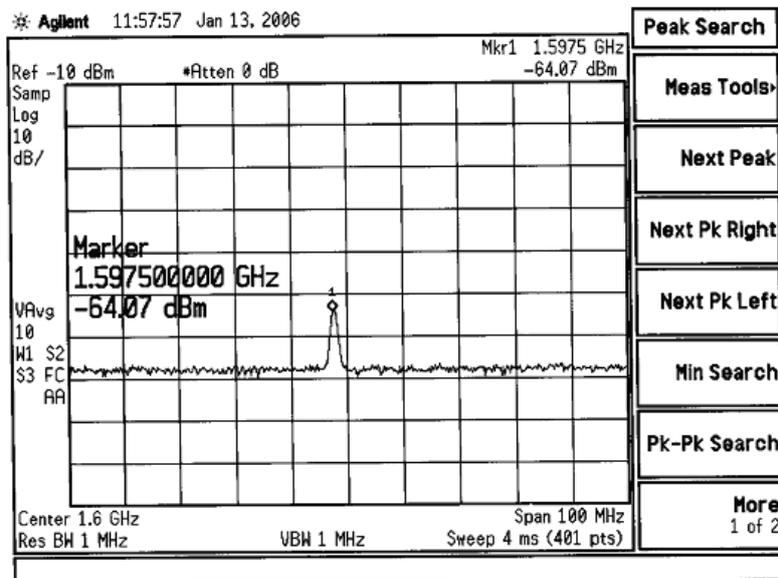


Fig. 3.30 Espectro de potência na frequência de 1,6 GHz.

O segundo passo foi a mudança do pré-amplificador da HP para a válvula (ver Fig. 3.31), variando-se, no gerador de sinais, a frequência de 4 GHz a 10 GHz, em intervalos de 250 MHz.

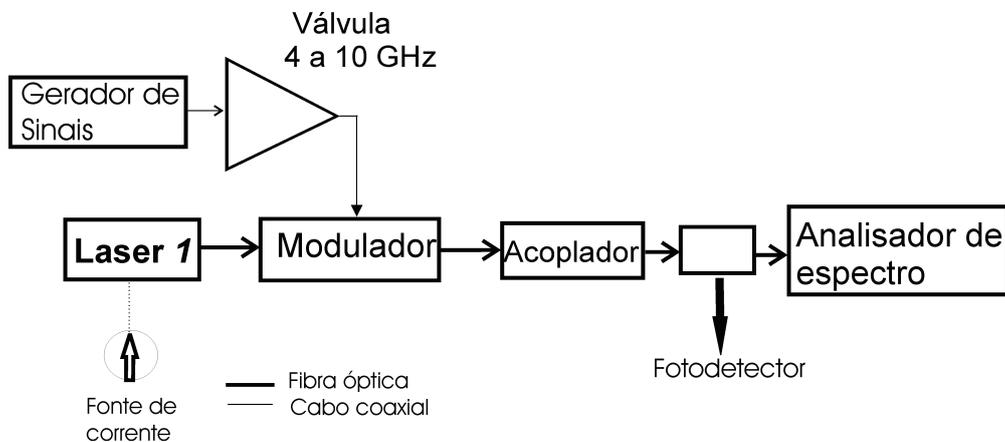


Fig. 3.31 Esquema da montagem experimental da modulação AM óptica na faixa de 4 a 10 GHz.

Com os resultados obtidos no analisador de espectro e considerando-se o pico do espectro de potência, construiu-se, através da utilização do software *Origin*, gráficos da potência versus frequência na faixa de 0 a 3 GHz (Fig. 3.32), de 4 a 10 GHz (Fig. 3.33) e cobrindo toda a faixa de 0 a 10 GHz (Fig. 3.34)

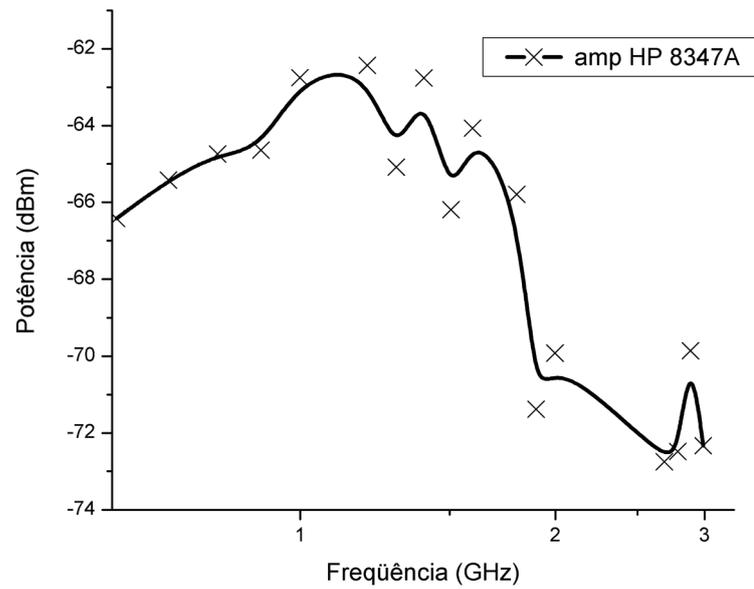


Fig. 3.32 Modulação AM óptica – 0 a 3 GHz.

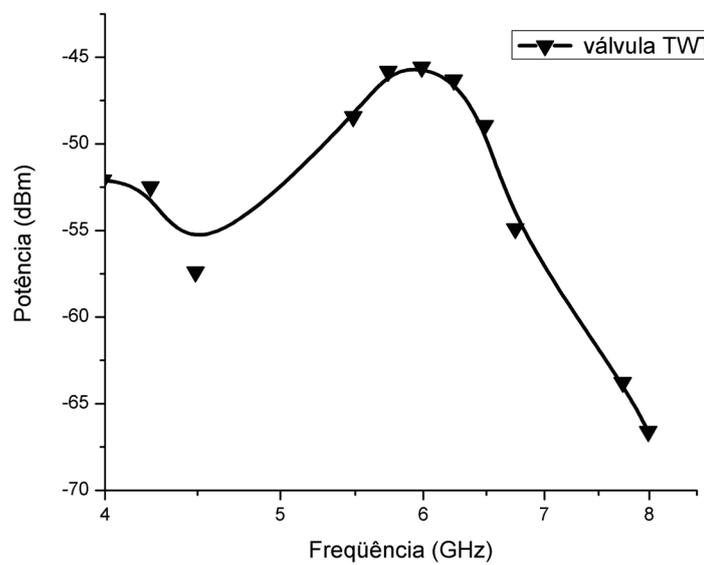


Fig. 3.33 Modulação AM óptica – 4 a 10 GHz.

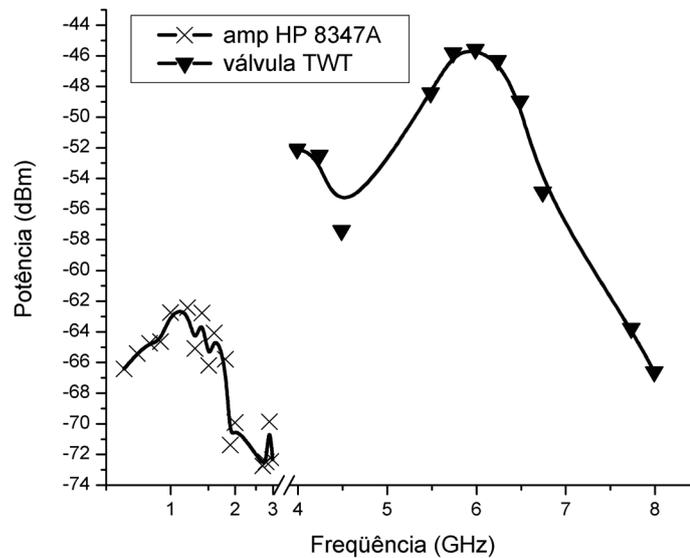


Fig. 3.34 Modulação AM óptica – 0 a 10 GHz.

O gráfico da Fig. 3.34 apenas visa ao estudo do comportamento do sinal modulado com a variação de frequência, mas sendo de fundamental importância nos estudos seguintes, onde os resultados aqui apresentados serão utilizados como calibração para o estudo do ganho do SOA e do ganho de conversão. A Fig. 3.34 demonstra diferentes índices de modulação, observando que acima de 4 GHz, devido à utilização da válvula que permite uma maior amplificação do sinal de microondas, o índice de modulação é maior, se aproximando de 1.

Vale lembrar que na faixa de 3 a 4 GHz, não houve medidas por não haver amplificadores trabalhando nessa faixa. Outro fato a se destacar é que, por volta de 2,5 GHz, há uma queda já prevista pelo mau desempenho do modulador, como foi mostrado na descrição detalhada do modulador óptico. Além deste ponto, existem outras frequências observadas experimentalmente, para a resposta do modulador, que não devem ser consideradas. Essas frequências podem ser observadas no gráfico da Fig. 3.2, sendo os valores excluídos, aqueles próximos aos vales apresentados nesse gráfico (2,4 , 4,8 , 7,3 e 9,8 GHz). Assim nos gráficos acima representados, esses pontos foram desconsiderados, pois nesses valores o modulador não se comportou da maneira desejada pelo problema supracitado.

Outro fato é que os valores observados para potência não devem ser considerados de forma absoluta, já que ao se trabalhar com fotodetector, quando se converte o sinal óptico para elétrico, o sinal resultante apresenta uma potência que é igual a uma fração do sinal óptico

($k \cdot pot_{\text{óptica}}$, onde k é um fator próprio do fotodetector). Como o resultado apresentado servirá como calibração para comparação com outros resultados, o valor absoluto não é de tanta importância, já que serão comparados com outros valores. Este raciocínio serve para os demais resultados aqui apresentados, onde os valores importantes serão os resultantes de comparações.

3.5 Montagem experimental do SOA amplificador da luz modulada “ganho AM”

O objetivo dessa montagem é o estudo do SOA como amplificador da luz modulada, observando o ganho gerado por ele sobre o sinal óptico. A montagem consiste na utilização do laser Photonetics com corrente de polarização de 35,4 mA, sendo injetado no acoplador na porta de 90% e depois no modulador. Após o modulador, o sinal é injetado no controlador de polarização e a saída acoplada no SOA, posteriormente sendo o sinal injetado no fotodetector ligado a um analisador de espectro. Um isolador foi utilizado na saída do SOA, visando a uma diminuição na reflexão do sinal. O esquema da montagem está representado na Fig. 3.35. O termo ganho AM foi utilizado para definir o ganho obtido com a utilização do SOA sobre o sinal óptico modulado por amplitude (AM).

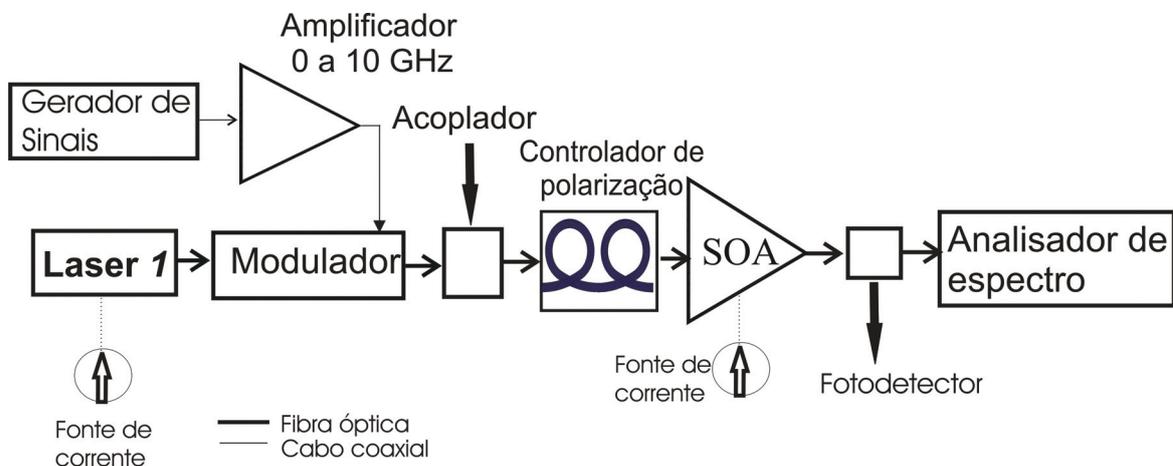


Fig. 3.35 Esquema da montagem experimental do SOA como amplificador da luz modulada de 0 a 10 GHz.

Com base nessa montagem, variou-se a corrente de polarização do SOA e a frequência do gerador de sinais, da seguinte maneira: fixando a corrente de polarização do SOA, variou-se a frequência do gerador de sinais de 500 MHz a 10 GHz, em passos de 500 MHz, sendo tomado, para cada valor de frequência, um valor no espectro de potência. Depois, variou-se a corrente e

repetiu-se o procedimento. A variação da corrente de polarização ocorreu para os seguintes valores: 50, 70, 90, 110, 130, 150, 160, 180, 200 e 220 mA. Desta forma, foram obtidos cerca de 140 resultados no analisador de espectro. Vale ressaltar que de 0 a 3 GHz foi usado o amplificador de RF HP 8347A e para a faixa de 4 a 10 GHz, foi utilizada a válvula (Hughes). Desta maneira foram obtidos resultados, sendo representada na Fig. 3.36 a forma como o resultado é obtido do analisador de espectro.

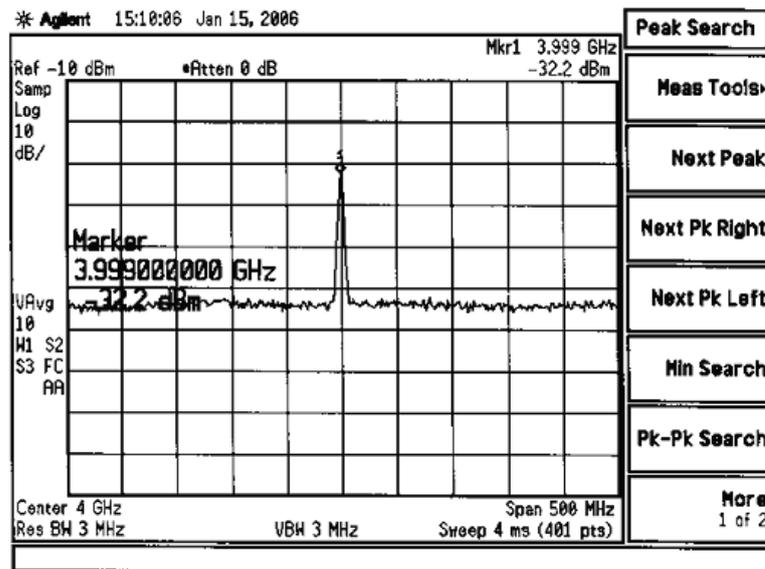


Fig. 3.36 Espectro de potência do sinal amplificado pelo SOA para corrente de 220 mA e frequência de 4 GHz.

Utilizando o software Origin e com base nos pontos obtidos dos resultados do analisador de espectro, foram gerados os gráficos apresentados em seguida. Como o estudo dessa montagem tem por objetivo a análise do ganho do SOA, é necessário subtrair os resultados obtidos na Seção anterior sem a utilização do SOA dos resultados obtidos nesta montagem, obtendo dessa forma o ganho do SOA para o sinal modulado. Um dos resultados obtidos com essa montagem está representado na Fig. 3.37 e, desse resultado, subtraindo os valores da seção anterior, obtém-se o ganho do SOA.

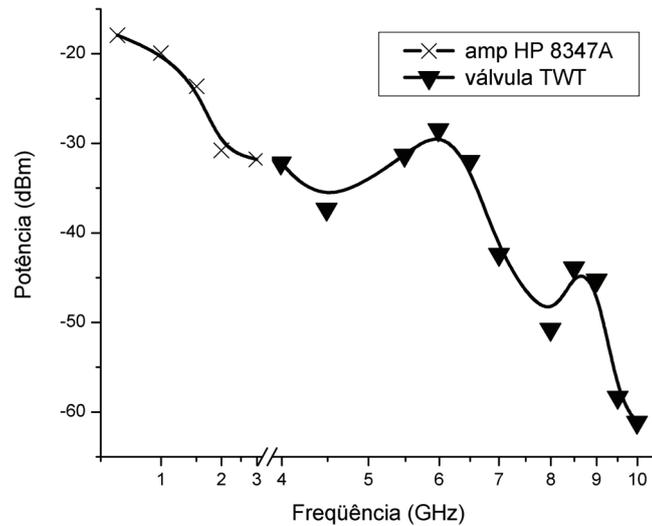


Fig. 3.37 Curva da potência versus freqüência para a corrente de polarização do SOA de 220 mA, obtida na montagem experimental do SOA como amplificador da luz modulada.

O gráfico acima (Fig. 3.37) foi obtido com base nos valores dos pontos observados no analisador de espectro através da função *peak search*, que retorna, como resultado, o valor de pico do espectro de potência. Nesse gráfico, está sendo considerado apenas o resultado da amplificação do SOA, mas como se quer obter o ganho do SOA, subtraiu-se do gráfico da Fig. 3.37 o resultado obtido na Fig. 3.34, obtendo-se o gráfico da Fig. 3.38. Vale ressaltar que, nesses gráficos, os pontos dos vales apresentados na resposta experimental do modulador (Fig. 3.2) foram excluídos.

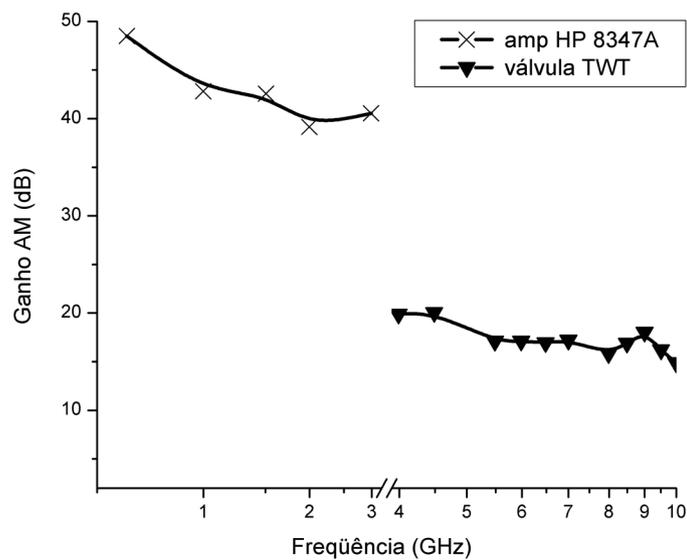


Fig. 3.38 Curva do ganho AM versus freqüência para a corrente de polarização do SOA de 220 mA.

Para um melhor estudo, também foi gerado um gráfico do ganho do SOA com a corrente de polarização para as várias frequências. Um dos resultados está representado na Fig. 3.39.

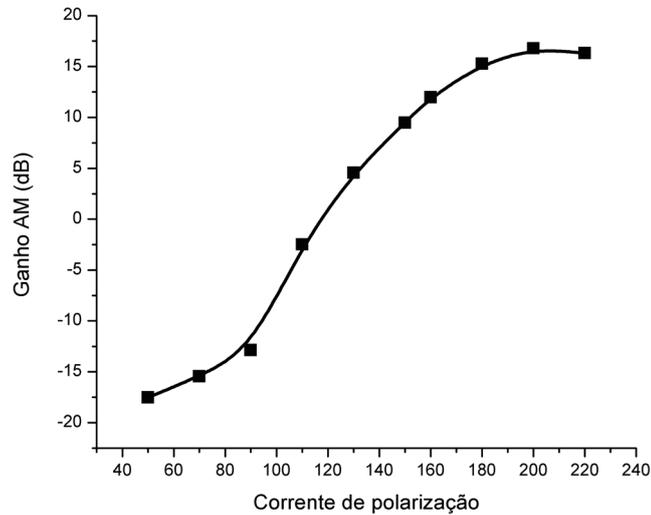


Fig. 3.39 Curva do ganho AM versus corrente de polarização do SOA, para a frequência de 5 GHz.

Por último apresenta-se um gráfico com várias curvas do ganho versus a frequência, para diferentes correntes de polarização, visando a um estudo comparativo (Fig. 3.40). Da mesma forma, a Fig. 3.41 apresenta algumas curvas do ganho versus corrente de polarização, para diferentes frequências.

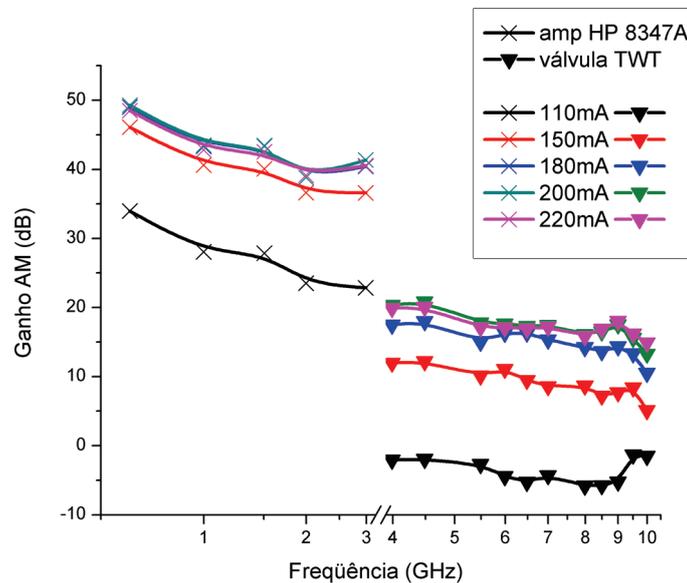


Fig. 3.40 Curvas do ganho AM versus frequência.

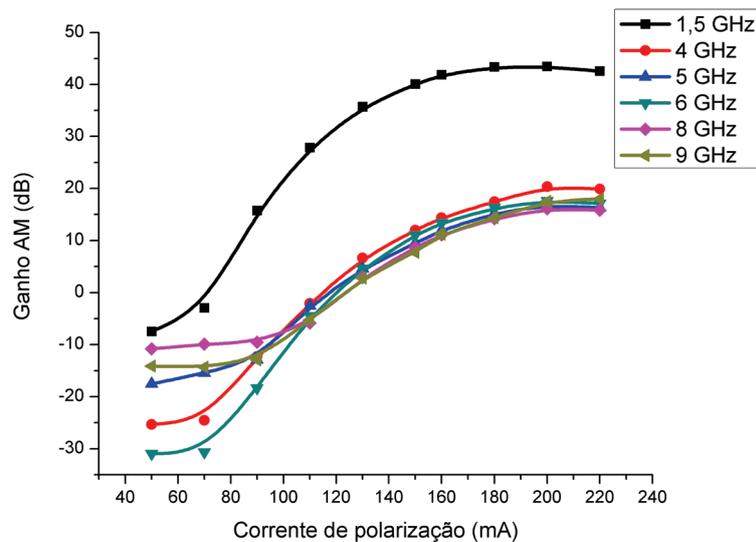


Fig. 3.41 Curvas do ganho AM versus corrente de polarização do SOA.

Da Fig. 3.40, pode-se observar, como aspecto relevante, que os valores a partir de 4 GHz, ou seja, a partir da utilização da válvula, apresentam um ganho bem menor. Nesse sentido, também, é observada a queda do ganho do SOA com aumento da frequência, havendo a tendência à não existência mais de ganho para frequências acima de 10 GHz. Para algumas correntes de polarização, o ganho deixa de existir antes mesmo de 10 GHz, como por exemplo, para a corrente de polarização de 110 mA, onde o SOA não mais amplifica o sinal a partir de 4 GHz. Observa-se que o comportamento das curvas é o mesmo, independente da corrente de polarização, só variando o valor do ganho. As curvas da Fig. 3.40 apresentam uma largura de banda de 3 dB de, aproximadamente 0,780 GHz. Por estes resultados, o SOA apresenta uma melhor amplificação para frequências mais baixas.

Na Fig. 3.41, observa-se que as curvas apresentam o mesmo comportamento geral, aumentando o ganho com o aumento da corrente de polarização e com a diminuição da frequência, sendo este último fato já observado na Fig. 3.40. A corrente de limiar varia um pouco em função da frequência, assumindo valores de: 70 mA para 1,5, 4 e 6 GHz; 90 mA para 5 e 9 GHz; 110 mA para 8 GHz, lembrando que os valores reais devem ser um pouco menores do que esses, tendo em vista as perdas na montagem. Observa-se também a saturação do ganho do SOA por volta de 200 mA, valor a partir do qual o ganho do SOA não mais aumenta, ocorrendo até uma certa diminuição no ganho, associado ao aquecimento de portadores, que são consumidos

por recombinação não-radiativa, diminuindo a densidade de portadores disponíveis para amplificação.

3.6 Montagem experimental do SOA como conversor em comprimento de onda

Nesta Seção será apresentado o principal assunto deste trabalho: conversão em comprimento de onda utilizando SOA, através da técnica XGM. No Capítulo 2 deste trabalho foi realizada uma análise teórica da conversão em comprimento de onda, da técnica XGM e do SOA, que serão importantes no entendimento dos resultados a serem aqui apresentados.

Com base nas montagens anteriores, a alteração para essa montagem foi a introdução de um laser gerando um sinal CW (laser Santec) e de um filtro óptico sintonizável (filtro JDS). Desta maneira, a Fig. 3.42 apresenta o esquema da montagem da conversão em comprimento de onda, via modulação cruzada de ganho (XGM), utilizando um SOA.

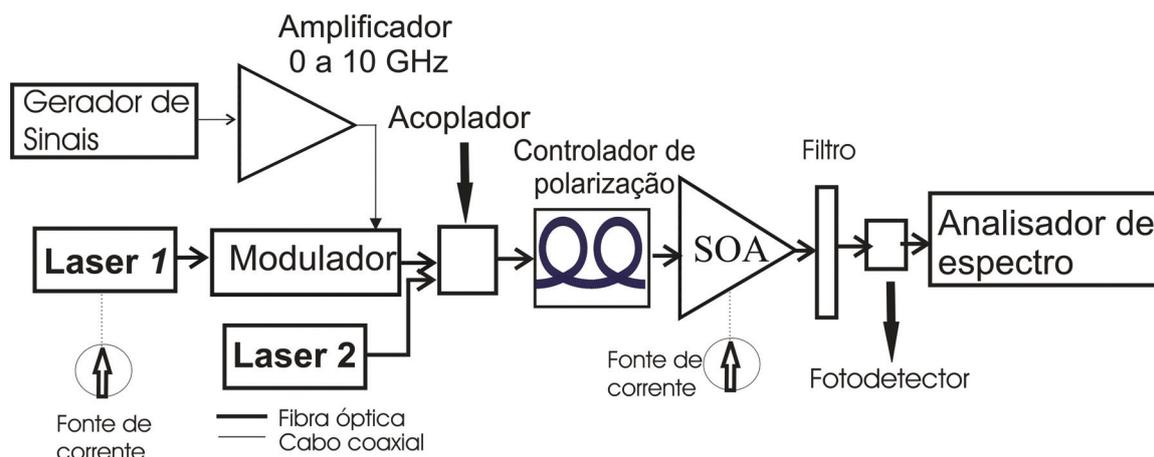


Fig. 3.42 Esquema da montagem experimental do SOA como conversor em comprimento de onda, para a faixa de 0 a 10 GHz.

Nesta montagem, utilizaram-se dois lasers trabalhando em comprimentos de onda diferentes. O laser 1 apresentado na montagem é o laser Photonetics trabalhando com uma corrente de polarização de 35,4 mA (gerando uma potência de 0,57 mW) e no comprimento de onda de 1550 nm, sendo o sinal deste laser que será modulado. O laser 2 (Santec) é o responsável pelo sinal CW, operando no comprimento de onda de 1547 nm. Para a definição da potência utilizada no laser 2 foram realizados testes para obtenção do melhor resultado de conversão, sendo obtido o melhor resultado, utilizando uma potência no laser 2 de -5 dBm e corrente de

polarização no SOA de 210 mA. Este resultado está representado na Fig. 3.43. Pode-se notar a boa relação sinal/ruído do sinal convertido, de cerca de + 16 dB elétrico (+8 dB óptico).

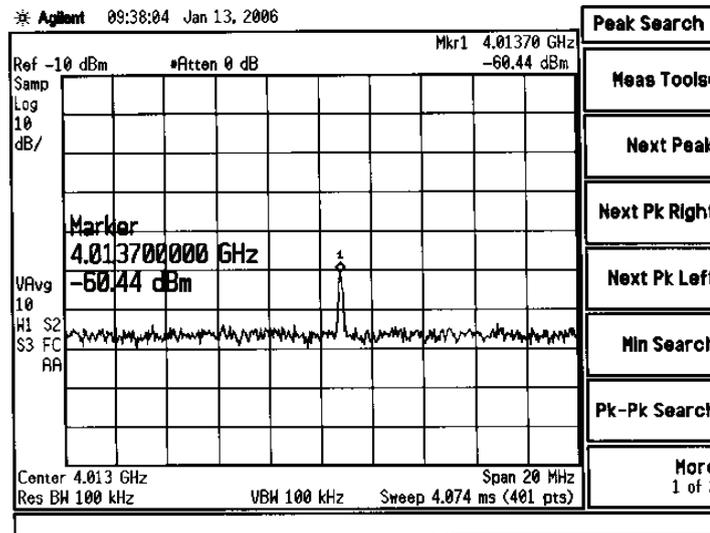


Fig. 3.43 O melhor resultado apresentado para a conversão, com potência do sinal contínuo de -5 dBm e corrente de polarização do SOA de 210 mA.

Um fato interessante a ser destacado foi que durante a realização de testes buscando os melhores parâmetros para a conversão, foi observada a ocorrência de intermodulações nos resultados obtidos no analisador de espectro, como pode ser observado Fig. 3.44.

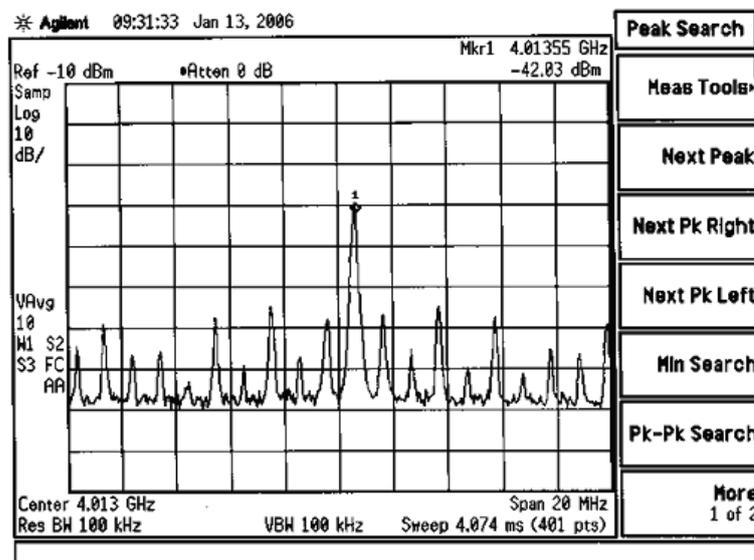


Fig. 3.44 Intermodulações apresentadas para frequência de 4 GHz e corrente de polarização de 180 mA.

Atribui-se esta intermodulação aos batimentos entre o sinal em 1547 nm e possíveis resquícios do sinal em 1550 nm, após passagem pelo filtro, ou entre o sinal em 1547 nm e a ASE. Tais batimentos, ao passarem pelo fotodetector (que converte o sinal óptico para elétrico), resultam em intermodulações no domínio elétrico. Um fator que poderia explicar a intermodulação seria a mistura de quatro ondas. Entretanto este fenômeno é desprezado quando a diferença entre as frequências é maior que o inverso do tempo de vida dos portadores dividido por 2π . Também é necessário existir um elevado nível de potência, além do que as intermodulações geradas pelo efeito de mistura de quatro ondas são observadas no domínio óptico.

Uma vez obtidos os melhores valores a serem utilizados na conversão, foi realizada a medição do sinal convertido. A medição ocorreu da seguinte maneira: o sinal do laser 2, no comprimento de onda de 1547 nm e potência de -5 dBm, é injetado no acoplador na porta de 10%. Na porta de 90 % é injetado o sinal do laser Photonetics com 35,4 mA, após a passagem pelo modulador. Os dois sinais são acoplados e a saída é injetada no controlador de polarização (utilizado para maximização do ganho do SOA), posteriormente sendo injetado no SOA. Após a saída do SOA (há a utilização de um isolador para se evitar reflexões), o sinal passa pelo filtro JDS VCF050, onde ocorre a filtragem do sinal óptico, passando apenas o sinal com comprimento de onda de 1547 nm, que irá para o fotodetector onde será convertido em sinal elétrico e apresentado o resultado no analisador de espectro.

Tal procedimento foi realizado utilizando-se o amplificador da HP, variando a frequência de 500 MHz a 3GHz, em passos de 100 MHz, e depois na faixa de 4 a 10 GHz, em passo de 250 MHz, sendo utilizada a válvula amplificadora da Hughes. Vale ressaltar que, acima de 8 GHz, o sinal convertido praticamente não pode ser mais observado devido à sensibilidade do fotodetector. A Fig. 3.45 demonstra o resultado obtido no analisador de espectro.

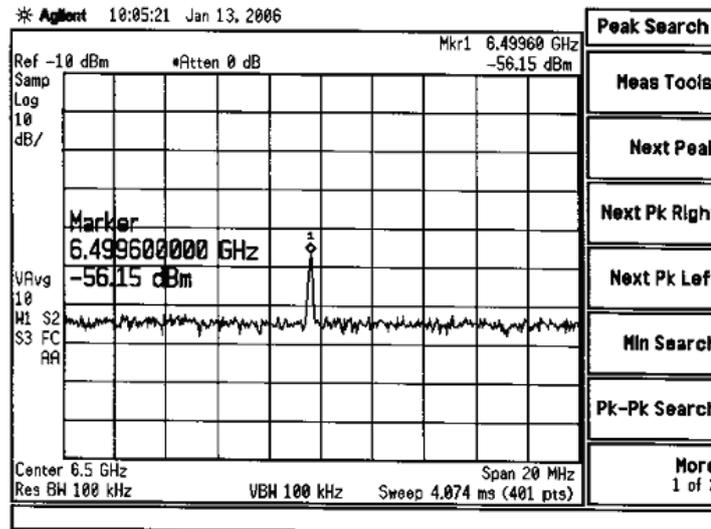


Fig. 3.45 Espectro de potência do sinal convertido para corrente de polarização do SOA de 210 mA e frequência de 6,5 GHz.

Com estes resultados e utilizando o software Origin, foram obtidos os gráficos a seguir. O gráfico da Fig. 3.46 apresenta a curva da potência do sinal convertido versus frequência. Para obtenção do gráfico da Fig. 3.46, foi adicionado 3 dB a cada valor observado no analisador de espectro, sendo esse valor atribuído a perdas de inserção no filtro. Alguns pontos obtidos tiveram que ser descartados na geração dos gráficos por apresentarem o sinal de conversão muito fraco, confundindo-se com o ruído. Como o objetivo é a obtenção do ganho de conversão, do gráfico da Fig. 3.46 será subtraído o gráfico da Fig. 3.34.

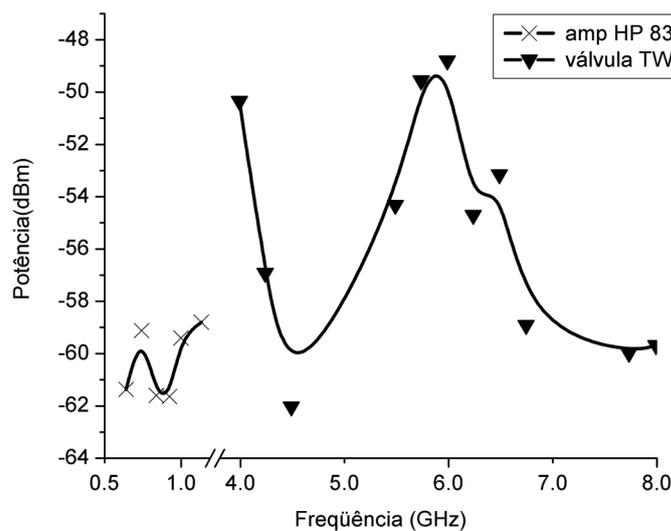


Fig. 3.46 Curva da potência do sinal convertido versus frequência.

Subtraindo-se dos valores do gráfico da Fig. 3.46, os valores do gráfico da Fig. 3.34, obtém-se o ganho de conversão propriamente dito, tendo como sinal de calibração apenas o sinal modulado, sem passagem pelo SOA. Este resultado está apresentado na Fig. 3.47. Neste caso o SOA funciona como uma “caixa preta”, pois se está obtendo o ganho com relação ao sinal na entrada do SOA.

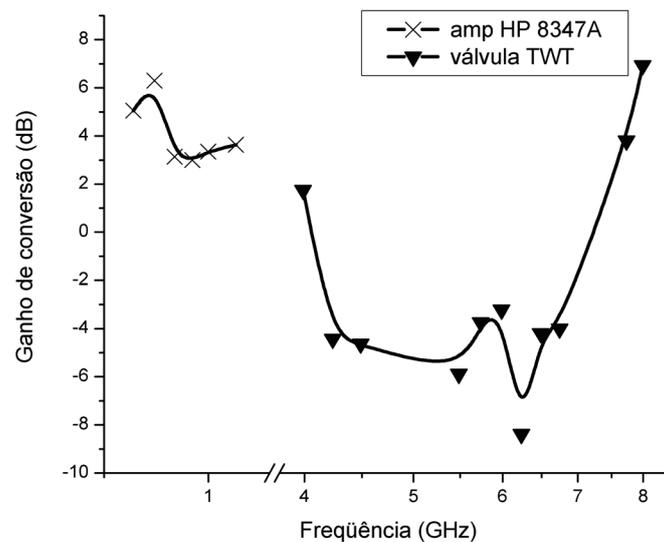


Fig. 3.47 Ganho de conversão em comprimento de onda, tendo como sinal de calibração o sinal modulado sem amplificação do SOA.

Observando o gráfico acima, nota-se uma largura de banda de conversão em -3 dB de, aproximadamente, 2,7 GHz. Este valor de largura de banda está relacionado ao comprimento da cavidade do SOA, à corrente de polarização, ao ganho diferencial e outros fatores. Este conversor apresentou um ganho de conversão de até 5 dB, o que é considerado um alto ganho. Pelo gráfico da Fig. 3.47, observa-se que o conversor apresenta um ganho positivo até por volta de 3,6 GHz. Estes resultados são importantes, pois se pode comprovar a otimização deste SOA para a conversão, já que ele apresenta um alto ganho de conversão, além de se atribuir a utilização deste SOA para sistemas de 2,45 Gbps, uma vez que os melhores valores para conversão se estendem até 3,6 GHz. Este SOA, portanto, é bem específico na utilização, já que apresenta uma pequena largura de banda. Além disso, a relação sinal/ruído foi aceitável, como explicado na Fig. 3.43.

Os resultados a partir de 7 GHz não devem ser considerados, já que houve um aumento no ganho de conversão, o que não era esperado, justificando-se tal ocorrência devido à subtração entre números muito pequenos, que leva a um aumento de erro nos valores numéricos. O gráfico esperado é a queda contínua do ganho de conversão, observando que não haverá mais ganho de conversão, apenas perdas, funcionando o SOA como atenuador.

Um último estudo foi realizado para a relação sinal/ruído da conversão. Como pode ser observado na Fig. 3.45, além do sinal, também está disponibilizado no analisador de espectro o nível de ruído. Esse estudo é interessante, pois o SOA também amplifica o ruído, desta forma prejudicando a relação sinal/ruído. As Figs. 3.48 e 3.49, apresentam a relação sinal/ruído elétrica do sinal de entrada no SOA e do sinal convertido.

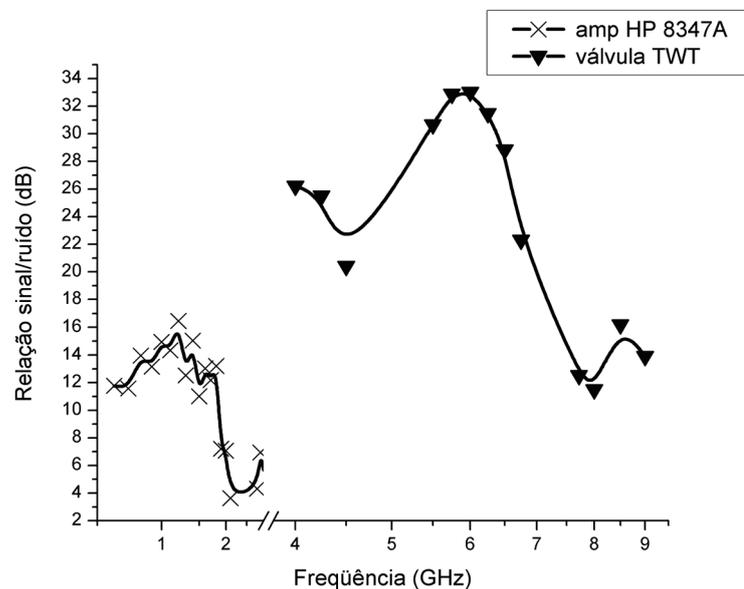


Fig. 3.48 Gráfico da relação sinal/ruído do sinal de entrada no SOA (sinal de calibração) versus frequência.

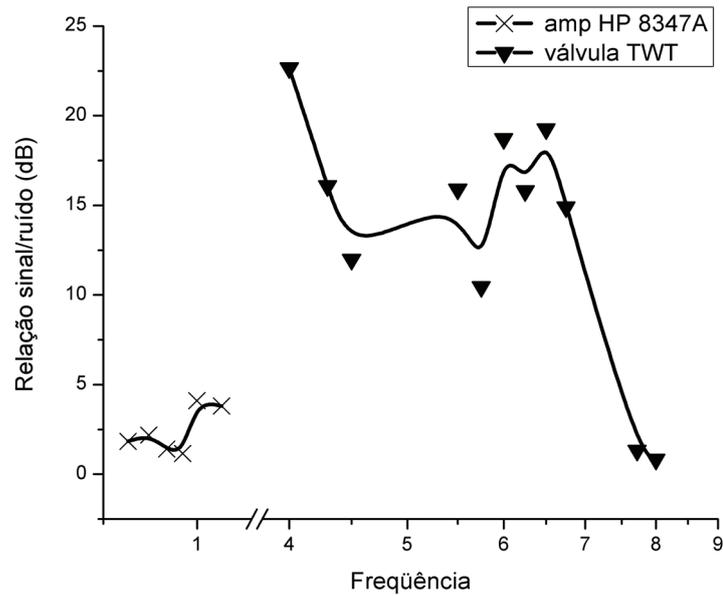


Fig. 3.49 Gráfico da relação sinal/ruído elétrica do sinal convertido versus frequência.

Observa-se que, para o sinal de entrada, a relação sinal/ruído apresenta baixos valores até 3 GHz, valor onde há a troca do amplificador da HP pela válvula (TWT). Essa diferença está relacionada ao fato de que a válvula promove uma maior amplificação no sinal de microondas que irá para o modulador, permitindo um maior índice de modulação.

A relação sinal/ruído elétrica do sinal convertido apresenta maiores valores a partir de 1 GHz, tendo uma queda na relação entre 4 e 5 GHz. Observa-se que os valores da relação sinal/ruído variam de 2,5 a quase 20 dB, enquanto que para o sinal de calibração, os valores variam de 5 até quase 35 dB. Estes valores permitem a observação de que o SOA também amplifica o ruído, piorando a relação sinal/ruído. Para uma melhor visualização desta relação do sinal de entrada versus sinal convertido, a Fig. 3.50 apresenta a figura de ruído elétrica do conversor em comprimento de onda.

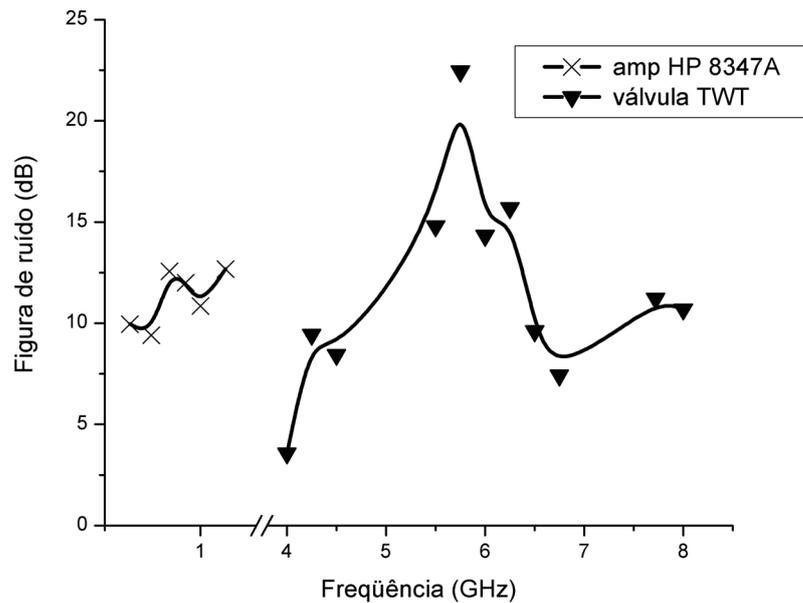


Fig. 3.50 Gráfico da figura de ruído elétrica do conversor em estudo.

A figura de ruído elétrica do conversor apresenta valores da ordem de 10 dB, com um pico de 20 dB em 5,8 GHz. Desta forma, o conversor piorou a relação sinal/ruído em cerca de 10 dB elétricos, ou seja, 5 dB ópticos. O SOA, como amplificador, geralmente apresenta uma figura de ruído óptico de 5 a 12 dB [10].

Estes valores apresentam coerência, sendo que um bom valor para figura de ruído é importante para a distinção entre os valores definidos como bits 1 ou 0, ou seja, para um melhor desempenho do diagrama de olho. O gráfico da Fig. 3.49 mostra que os valores da relação sinal/ruído do sinal convertido são adequados para as telecomunicações, com exceção de sinais abaixo de 1 GHz e acima de 7 GHz. Isto torna este conversor útil para operação em 2,4 Gb/s NRZ, que utiliza a frequência fundamental de 1,2 GHz e as harmônicas de 3,6 GHz e 6 GHz. Desta forma, este trabalho parece evidenciar que o fabricante deste SOA (InPhenix) tentou otimizar a operação de conversão desta série de SOAs em 2,4 Gb/s.

Capítulo 4 - Simulações

Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações relativas à conversão em comprimento de onda utilizando a modulação cruzada de ganho. Com base em alguns parâmetros obtidos de forma experimental, serão realizadas simulações numéricas para verificação dos resultados obtidos durante a prática e, também, serão realizadas alterações nos parâmetros utilizados no experimento, para observação dos resultados. Com essas simulações foi possível um melhor entendimento do funcionamento do dispositivo prático em estudo.

4.1 O simulador Z-SOA

O software utilizado foi o Z-SOA, desenvolvido na linguagem C⁺⁺ (Borland Builder) durante o doutorado de Cristiano M. Gallep. Esse software já foi utilizado em outros trabalhos do grupo, como no chaveamento eletro-óptico ultra-rápido (técnica PISIC) [2] e em trabalhos anteriores de conversão em comprimento de onda [31]. Esse programa usa o método de matriz de transferência (TMM) para simular a propagação co-propagante e contra-propagante de portadores ópticos e da potência de ASE total dentro da cavidade do SOA. A calibração do simulador foi realizada a partir dos dados experimentais da ASE, da potência de saturação e da corrente de polarização para a transparência do SOA. Os testes realizados em outros trabalhos, mostraram boa concordância com os dados experimentais para o ganho dinâmico e para o

chaveamento eletro-óptico rápido [2][32]. É importante observar que foi necessário estimar o comprimento da cavidade do SOA em estudo. Esse procedimento foi descrito na Seção 3.2.2. O comprimento da cavidade tem influência direta na largura de banda de conversão e assim é um importante parâmetro para efetuar a calibração.

O software Z-SOA é apresentado da maneira exposta na Fig. 4.1. A barra de ferramenta do Z-SOA apresenta três opções : *Simulation*, *Edit* e *Help*. Na primeira opção, há apenas as possibilidades para uma nova simulação e para sair do software. Na opção *Edit*, está disponível a configuração de alguns parâmetros do SOA, dentre eles: corrente de entrada, sinal de entrada, opções de saída e outros. O botão *Help* é utilizado em caso de dúvidas sobre como utilizar o software.

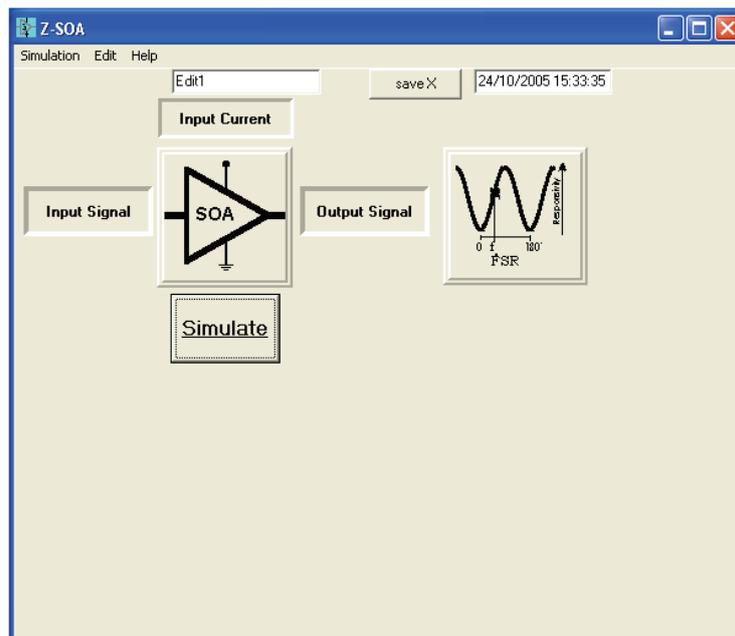


Fig. 4.1 Janela inicial do Z-SOA.

Para o funcionamento do Z-SOA é necessário configurar o sinal de entrada, o que se pode fazer através das opções do *Edit* ou do botão *Input Signal* (Fig. 4.2). Deve-se também configurar a corrente de polarização através do botão *Input Current* (Fig. 4.3) e ajustar os parâmetros da cavidade clicando no botão SOA (Fig. 4.4). No botão *Output Signal* é possível escolher que opções se desejam calcular (potência de saída contra e/ou co-propagante, fase, ASE, ganho,

gorjeio, evolução da densidade de portadores e do sinal dentro do dispositivo). O botão do lado direito do botão *Output signal* simula um filtro que não foi utilizado neste trabalho.

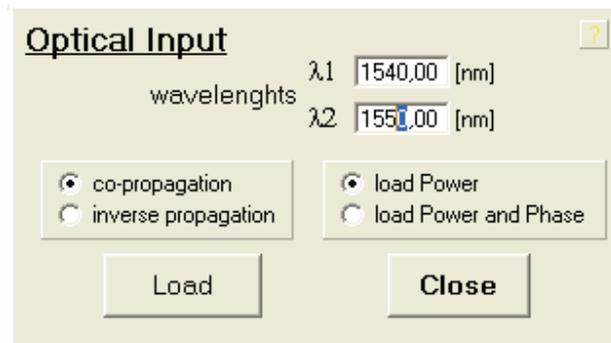


Fig. 4.2 Janela para configuração do sinal de entrada.

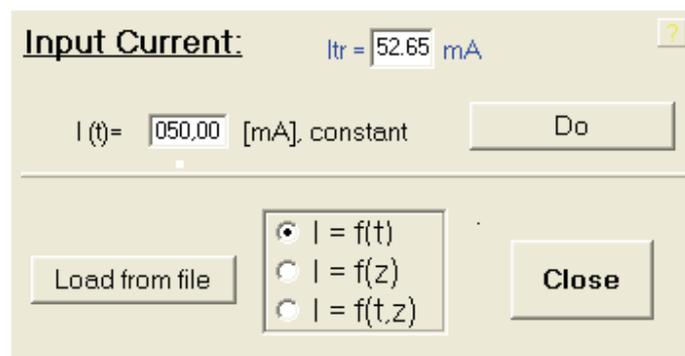


Fig. 4.3 Janela para a configuração da corrente de polarização.

Ao instalar o software Z-SOA, cria-se automaticamente uma pasta no disco rígido chamada Z-SOA que possui mais quatro pastas : *Inputs*, *Inside*, *loadin*, *Outputs*. Para se realizar a simulação, é necessário que se carreguem os arquivos de entrada na pasta *loadin*. Neste trabalho, os arquivos de entrada correspondem a uma tabela com 25000 linhas e duas colunas, uma com a base de tempo e a outra relativa a potência do sinal. Com base nessa tabela, geram-se dois sinais P1 (senoidal) e P2 (contínuo) para o estudo da conversão em comprimento de onda. O sinal P1 (senoidal) é gerado no software Origin, utilizando a base de tempo gerada na saída do trem de pulso do Z-SOA e com essa mesma base de tempo gera-se o sinal contínuo P2. Para a leitura desses sinais de entrada é necessário que se carreguem esses sinais clicando no botão *Input Signal*. Depois de carregados os sinais de entrada, aciona-se o botão *Simulate*. Depois da

simulação, geram-se os arquivos de resposta que estarão nas pastas *Inside* e/ou *Output*, no formato P1out.dat e P2out.dat.

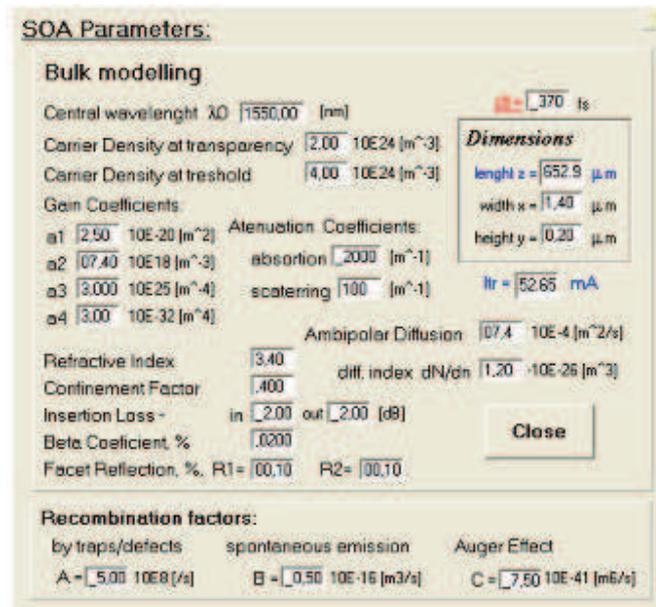


Fig. 4.4 Janela de ajuste dos parâmetros da cavidade do SOA.

4.2 Resultados das simulações

Durante a prática, foi realizada a medição do comprimento da cavidade, como explicitado no Capítulo 3 deste trabalho, obtendo-se o valor de 653 μm . Com base nesse valor, ajustou-se o parâmetro do comprimento da cavidade. Da mesma forma, com base no experimento obteve-se o valor da corrente de limiar, por volta de 70 mA. Para se obter este valor na simulação é necessário alterar as dimensões da cavidade: largura x (*width*) e altura y (*height*). Outro fato importante é que, na prática, não foram levadas em conta as perdas de inserção para a obtenção desse valor de corrente de limiar e, desta maneira, quanto mais próximo desse valor se usa na simulação, menores são os valores da perda de inserção a serem usados como parâmetros no Z-SOA. A Tabela 4-I mostra os parâmetros tomados como padrão para a simulação. Para cada simulação serão indicados os parâmetros em que houve mudanças.

Tabela 4-I

PARÂMETROS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Comprimento de onda central	1550 nm	Coefficiente Beta	0,03%
Densidade de portadores na transparência	$1 \times 10^{24} m^{-3}$	Reflexão nas facetas	0,1%
Densidade de portadores no limiar	$4 \times 10^{24} m^{-3}$	Coefficientes de atenuação por absorção	$2000 m^{-1}$
Coefficiente de ganho a1	$4,5 \times 10^{-20} m^2$	Coefficientes de atenuação por espalhamento	$100 m^{-1}$
Coefficiente de ganho a2	$7,5 \times 10^{18} m^{-3}$	Difusão ambipolar	$7,4 \times 10^{-4} m^2 / s$
Coefficiente de ganho a3	$3 \times 10^{25} m^{-4}$	Índice diferencial	$1,2 \times 10^{-26} m^3$
Coefficiente de ganho a4	$3 \times 10^{-32} m^4$	Fator de recombinação A	$4 \times 10^8 s^{-1}$
Índice de refração	3,4	Fator de recombinação B	$4 \times 10^{-16} m^3 / s$
Fator de confinamento	0,5	Fator de recombinação C	$7,5 \times 10^{-41} m^6 / s$
Perda de inserção entrada	1 dB	Comprimento de onda 1	1550 nm
Perda de inserção saída	2 dB	Comprimento de onda 2	1547 nm
Potência de entrada P1	0,228 mW	Potência de entrada P2	0,03 mW
Largura (x)	1,2 μm	Espessura (y)	0,6 μm
Corrente de polarização	210 mA	Comprimento (z)	653 μm

Por último é necessário comentar que o software não permite a varredura em frequência, sendo necessário simular para cada frequência, gerando-se diferentes sinais de entrada e obtendo-se resultados para cada frequência: 600 MHz, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 10 e 12 GHz, interpolando-se os pontos que representam estes resultados. Para se obter o ganho de conversão, deve-se subtrair, dos resultados obtidos, os valores do sinal de entrada, ou seja, calcula-se o índice de modulação do sinal convertido e dele se subtrai o índice de modulação do sinal de entrada:

$$G_{XGM} = (P_{2,max}^{out} \text{ (dB)} - P_{2,min}^{out} \text{ (dB)}) - (P_{1,max}^{in} \text{ (dB)} - P_{1,min}^{in} \text{ (dB)}) \quad (4.1)$$

4.2.1 Comparação entre o resultado experimental e simulado

Com os parâmetros ajustados de acordo com a Tabela 4.1, realizou-se a simulação para a obtenção do resultado simulado, visando a uma comparação com o resultado experimental. Nem todos os parâmetros utilizados na simulação podem ser obtidos de forma experimental. Por isso, com base no comprimento da cavidade e na corrente de polarização para a transparência, variaram-se os demais parâmetros para obtenção de uma curva semelhante à experimental, mas sempre tendo como referência os valores dos parâmetros obtidos de forma experimental. Desta maneira, obtiveram-se as curvas da Fig. 4.5. Na comparação entre o resultado experimental e simulado, a curva experimental apresenta-se de forma contínua, diferente da apresentada no Capítulo 3. Não houve separação entre as frequências em que há mudança de amplificador, visando a uma melhor comparação com a curva simulada.

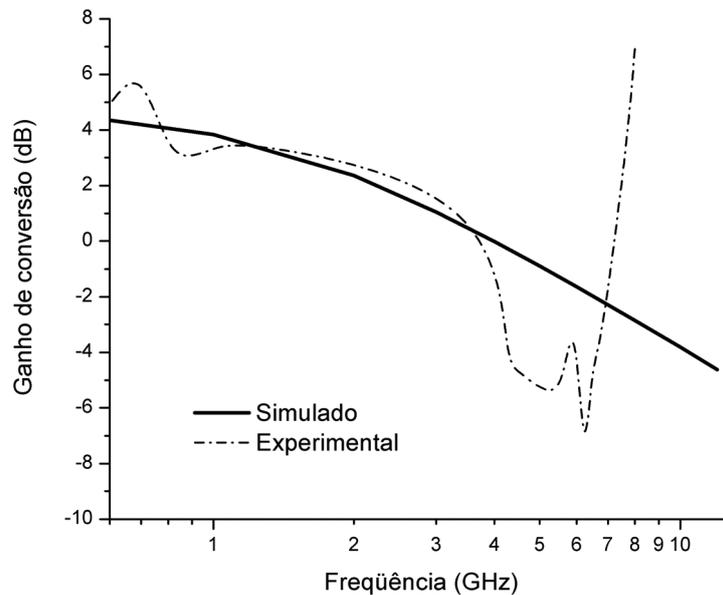


Fig. 4.5 Gráfico da comparação entre os resultados experimental e simulado, para a conversão em comprimento de onda, utilizando a técnica XGM.

Observa-se o bom resultado obtido para a simulação, já que o comportamento das curvas é semelhante. A largura de banda em 3 dB de ambas as curvas são aproximadamente iguais, sendo o valor igual a 2,7 GHz. O comportamento das curvas apenas apresenta uma diferença para frequências maiores, onde se observa que a curva experimental apresenta valores mais baixos que a curva simulada, ou seja, a curva experimental tem uma queda mais acentuada para altos valores de frequência (o que pode estar relacionado ao fato de que o Z-SOA não considera a queima espectral de lacunas e o aquecimento de portadores), excetuando-se acima de 7 GHz (mas estes valores devem ser desconsiderados devido à subtração entre números pequenos, como mencionado anteriormente). Com base nos parâmetros obtidos para esta simulação, nas próximas seções, irão ser variados alguns valores de parâmetros para um melhor estudo da dependência da conversão em comprimento de onda com esses parâmetros.

4.2.2 Variação do ganho de conversão com a corrente de polarização

Um dos parâmetros a ser analisado é a corrente de polarização, já que foi obtido apenas o resultado experimental para a corrente de 210 mA, sendo de interesse o estudo do comportamento do ganho de conversão para diferentes valores de corrente de polarização. Para tal estudo,

mantendo-se os valores dos parâmetros obtidos para a simulação da Fig. 4.5, variou-se a corrente de polarização na janela *Input Current*, nos valores de 125, 150, 180, 200, 210 e 230 mA.

Na simulação da Fig. 4.6 é importante notar que, com o aumento da corrente de polarização, ocorre um aumento do ganho de conversão. Este fato é justificado pelas equações do Capítulo 2, onde se pode observar que o aumento da corrente de polarização, aumenta a densidade de portadores disponíveis para a amplificação na região ativa do SOA. Apesar de não ter sido mostrado aqui, este fenômeno foi observado experimentalmente neste trabalho, durante as medições no laboratório. O valor experimental de 210 mA escolhido estava próximo do ótimo, sem perigo de danificar o SOA.

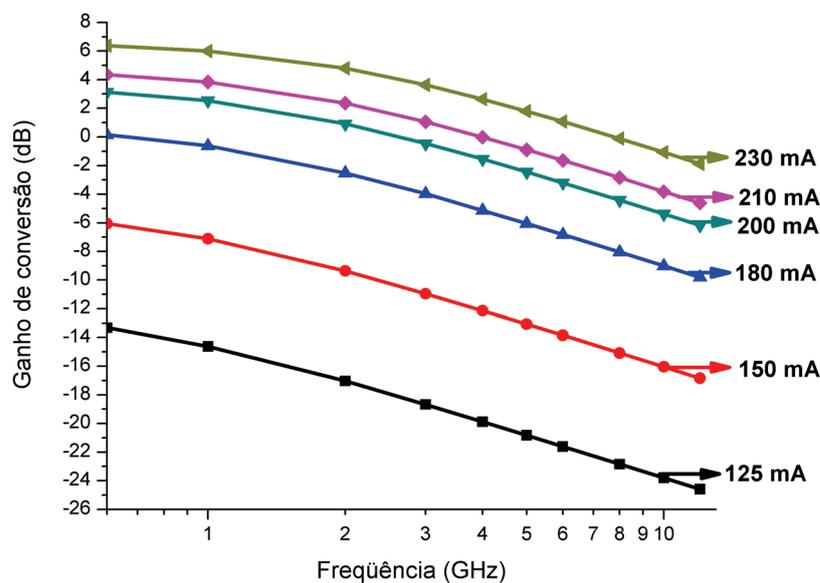


Fig. 4.6 Gráficos da simulação do ganho de conversão com a variação da corrente de polarização, em função da frequência de operação.

Na Fig. 4.6, pode-se observar que com o aumento da corrente de polarização, ocorre a diminuição da influência da corrente no ganho de conversão. Observa-se que há uma maior diferença entre os valores do ganho de conversão entre as correntes de 125 mA e 150 mA, do que entre as correntes de 210 mA e 230 mA. Isto está relacionado ao fato que para altas correntes de polarização, maior é o consumo de portadores pela ASE e também mais próximo está da saturação.

Deixando-se de lado o ganho de conversão e atentando para a largura de banda, foi realizada uma simulação com o ganho normalizado, apenas para a comparação da largura de banda para diferentes correntes de polarização.

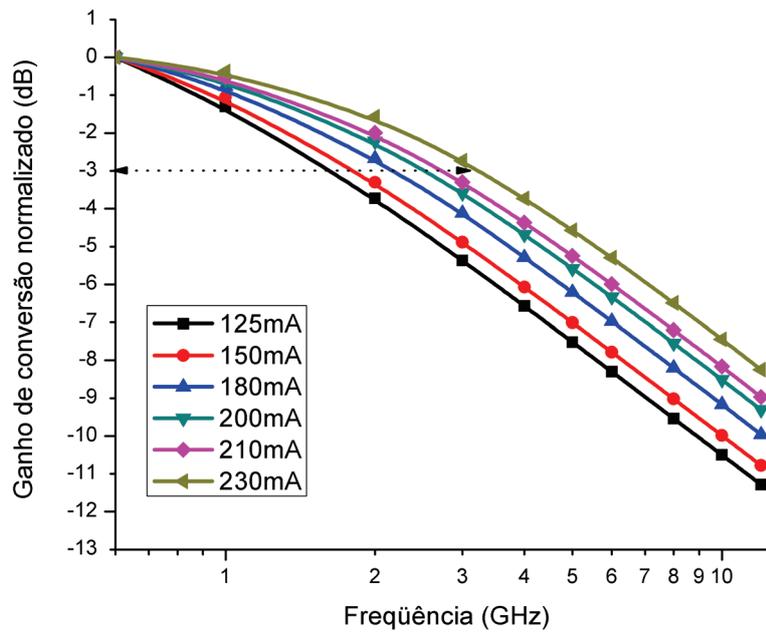


Fig. 4.7 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado com a variação da corrente de polarização versus frequência.

Pela Fig. 4.7, observa-se o aumento da largura de banda com o aumento da corrente de polarização. Este aumento na corrente diminui o tempo de vida dos portadores levando a um aumento do efeito de *saturation filtering*, aumentando a largura de banda de conversão, como explicitado no Capítulo 2, Seção 2.4. A largura de banda, como vimos, é definida como o valor da frequência onde o sinal apresenta uma perda de 3 dB.

4.2.3 Variação do ganho de conversão com a potência de entrada do sinal modulado

O próximo parâmetro a ser modificado, para a observação da sua relação com o ganho de conversão, é a potência de entrada do sinal modulado. Na simulação, variou-se a potência de entrada modificando os valores na geração do sinal modulado através do software Origin. Utilizaram-se os seguintes valores: 0,1 mW, 0,228 mW, 0,35 mW e 1 mW.

A Fig. 4.8 apresenta a simulação do ganho de conversão para vários valores da potência de entrada do sinal modulado. Observa-se que o aumento da potência de entrada ocasiona uma diminuição no ganho de conversão, estando isso relacionado ao fato de que os valores da potência de entrada utilizados estão próximos ao valor da potência de saturação, e dessa forma o ganho do SOA estará saturado, diminuindo a amplificação e ocasionando um menor ganho de conversão.

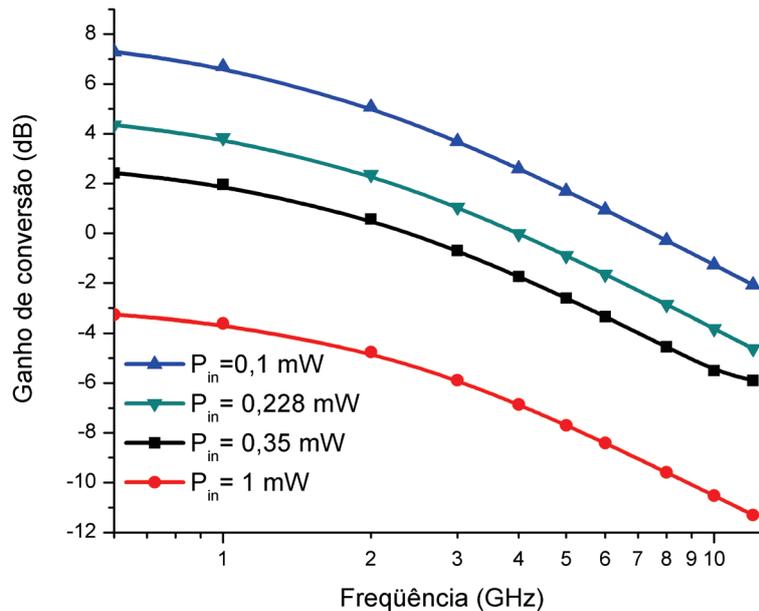


Fig. 4.8 Gráficos da simulação do ganho de conversão em função da variação da potência de entrada do sinal modulado.

A Fig. 4.9 visa à demonstração da variação da largura de banda com a variação da potência de entrada do sinal modulado. Para uma melhor visualização da largura de banda em 3 dB, o ganho de conversão foi normalizado. Um aumento na potência de entrada do sinal modulado gera um aumento na largura de banda de 3 dB, como pode ser observado na Fig. 4.9, e como já era esperado pelas equações do Capítulo 2.

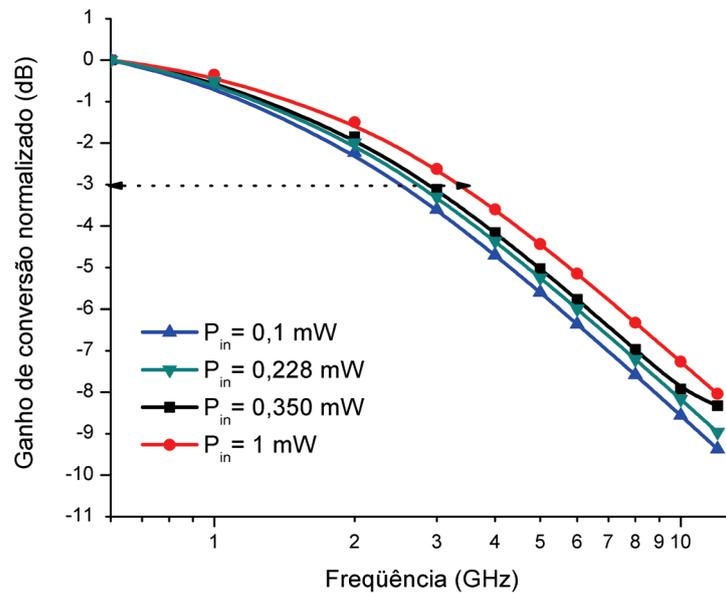


Fig. 4.9 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado para vários valores da potência de entrada do sinal modulado.

4.2.4 Variação do ganho de conversão com a potência de entrada do sinal CW

Na seção anterior variou-se a potência de entrada do sinal modulado, assim para fazer um estudo mais completo da relação da potência de entrada com a conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho, nesta Seção, será variada a potência de entrada do sinal CW. Os valores utilizados para a potência do sinal CW, foram: 0,02 mW; 0,03 mW; e 0,04 mW.

O aumento na potência de entrada do sinal CW, ocasiona um aumento no ganho de conversão, como pode ser observado pela Fig. 4.10. Isto está relacionado ao fato que, os valores da potência do sinal CW utilizados estão bem abaixo da potência de saturação, dessa forma ocorre o aumento do ganho de conversão com o aumento da potência de entrada do sinal CW e não o contrário, como foi observado para a potência de entrada do sinal modulado. Novamente, para o estudo da largura de banda com a variação da potência de entrada do sinal CW, o ganho foi normalizado, obtendo-se a Fig. 4.11.

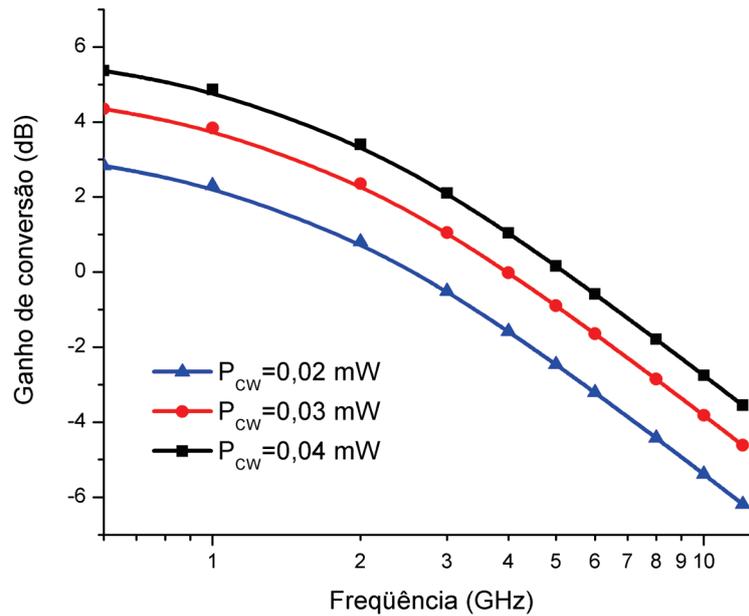


Fig. 4.10 Gráficos da simulação do ganho de conversão, com a variação da potência de entrada do sinal CW, versus frequência.

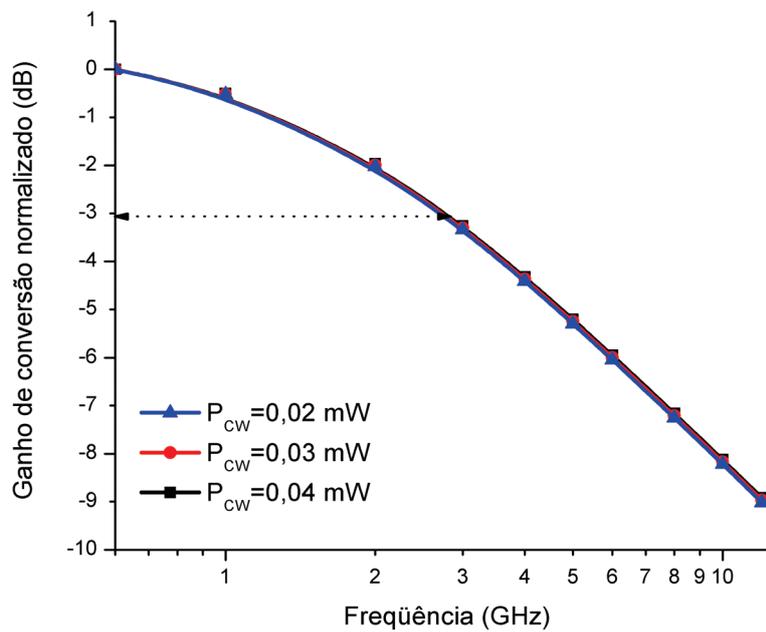


Fig. 4.11 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado, com a variação da potência de entrada do sinal CW, versus frequência.

Da Fig. 4.11, pode-se observar que a largura de banda pouco variou com a variação da potência de entrada do sinal CW, isso ocorre porque os valores utilizados para a potência são bem baixos e a variação entre eles é pequena. O esperado para altos valores de potência e grande

variação entre esses valores, seria o aumento da largura de banda com o aumento da potência de entrada do sinal CW. Foram utilizados esses baixos valores na simulação por estarem próximos aos valores experimentais.

4.2.5 Variação do ganho de conversão com o comprimento da cavidade

Como mencionado no Capítulo 2, o comprimento da cavidade é fundamental para a realização da simulação. O valor obtido experimentalmente para o comprimento da cavidade foi a base para a simulação da conversão em comprimento de onda, a qual foi utilizada para a comparação como resultado experimental. Devido a essa importância, realizaram-se simulações variando o comprimento da cavidade do SOA. Observou-se exatamente o que se esperava, ou seja, um aumento da largura de banda de conversão com o aumento do comprimento da cavidade. A Fig. 4.12 ilustra esse resultado.

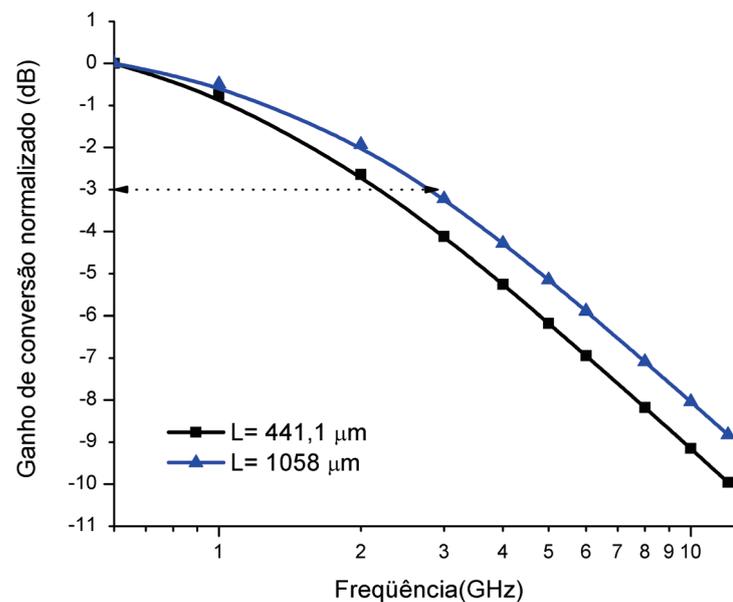


Fig. 4.12 Gráficos da simulação do ganho de conversão normalizado, com a variação do comprimento da cavidade, versus frequência.

4.2.6 Variação do ganho de conversão com o fator de confinamento

Outro parâmetro a ser observado é o fator de confinamento, relacionado à porcentagem da energia acoplada ao modo que se propaga na região ativa. Desta maneira, variou-se o fator de confinamento Γ para valores de 0,4 e 0,5. O aumento no fator de confinamento ocasiona um aumento no ganho de conversão e um aumento na largura de banda, já que uma maior energia é injetada na cavidade, aumentando a densidade de portadores disponíveis para geração de luz. A Fig. 4.13 apresenta os gráficos da simulação do ganho de conversão para dois valores do fator de confinamento.

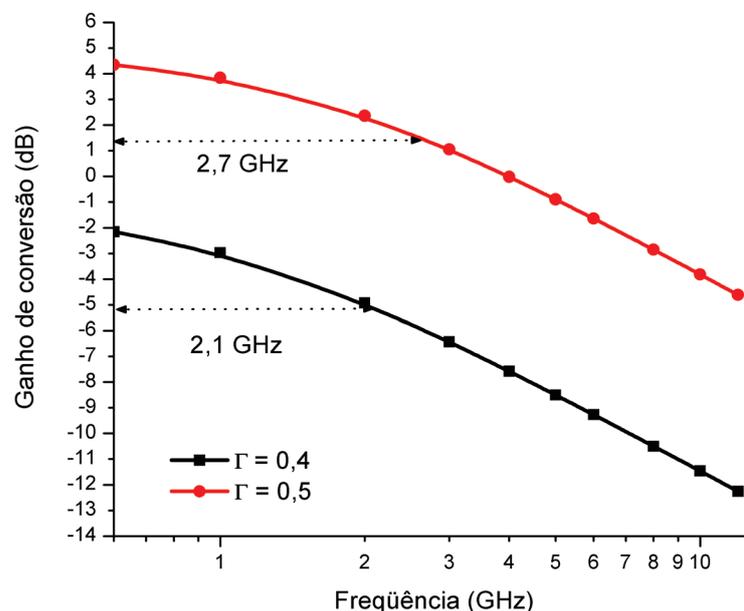


Fig. 4.13 Gráficos da simulação do ganho de conversão com a variação do fator de confinamento Γ .

Desta maneira, comprovou-se o que foi concluído no Capítulo 2 deste trabalho, ou seja, que se pode aumentar a largura de banda de conversão aumentando-se: a corrente de polarização, a potência de entrada do sinal modulado, o fator de confinamento ou o comprimento da cavidade.

4.2.7 Simulação do SOA como amplificador do sinal contínuo

Na Seção 3.3, foram obtidos resultados experimentais para o SOA como amplificador do sinal contínuo. Nesta Seção são apresentadas simulações para o SOA como amplificador. Para isso, definiu-se um valor muito baixo para o sinal em λ_2 (de forma a poder ser desprezado) e

variou-se a potência de entrada do sinal em λ_1 , definido como um sinal contínuo. Desta maneira, obteve-se o ganho de amplificação do SOA, apresentado na Fig. 4.14.

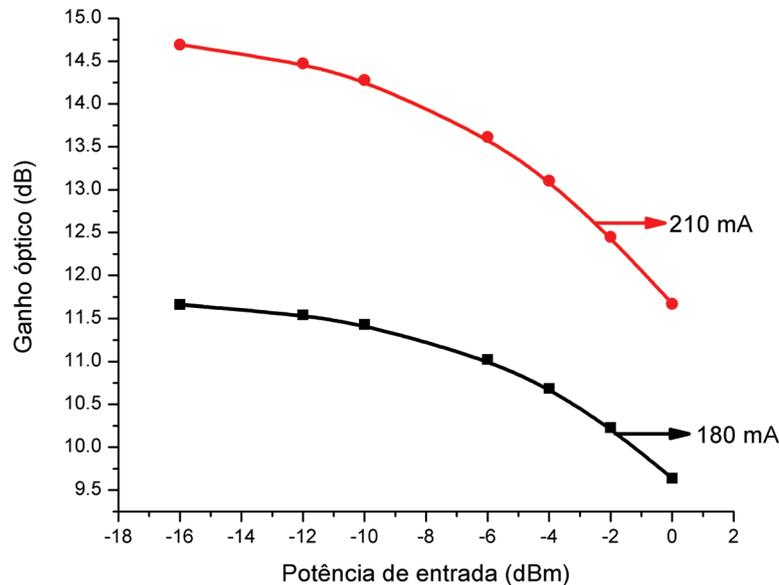


Fig. 4.14 Gráficos da simulação do SOA como amplificador óptico.

As curvas observadas na Fig. 4.14 se assemelham muito às curvas da Fig. 3.25, demonstrando a semelhança entre a simulação e o resultado experimental, sendo válido ressaltar o aumento do ganho com o aumento da corrente de polarização e com a diminuição da potência de entrada.

4.2.8 Degradação da razão de extinção

Durante a apresentação da técnica de conversão por modulação cruzada de ganho, esta foi citada como a técnica mais simples para a conversão em comprimento de onda. Apesar deste fator positivo, a técnica XGM apresenta a degradação da razão de extinção, sendo maior essa degradação quando a conversão ocorre de menores para maiores comprimentos de onda. A razão de extinção é a razão entre a potência que representa o bit 1 e a potência que representa o bit 0; assim, a degradação da razão de extinção resulta em um pior diagrama de olho para a conversão, já que os bits 1 e 0 podem ser confundidos.

Na teoria, a mudança na razão de extinção com o comprimento de onda é causada pela variação do ganho diferencial com o comprimento de onda do sinal CW e do sinal modulado [5].

Para a realização da simulação, gerou-se um trem de pulsos que foi definido como o sinal de entrada, em λ_1 , e o mesmo procedimento adotado nas outras simulações foi empregado. Um fato interessante, a se observar, foi a distorção apresentada pelo pulso após a conversão; tal acontecimento está relacionado ao efeito do *saturation filtering*. As Fig. 4.15 e Fig. 4.16 (a) e (b) demonstram essa distorção.

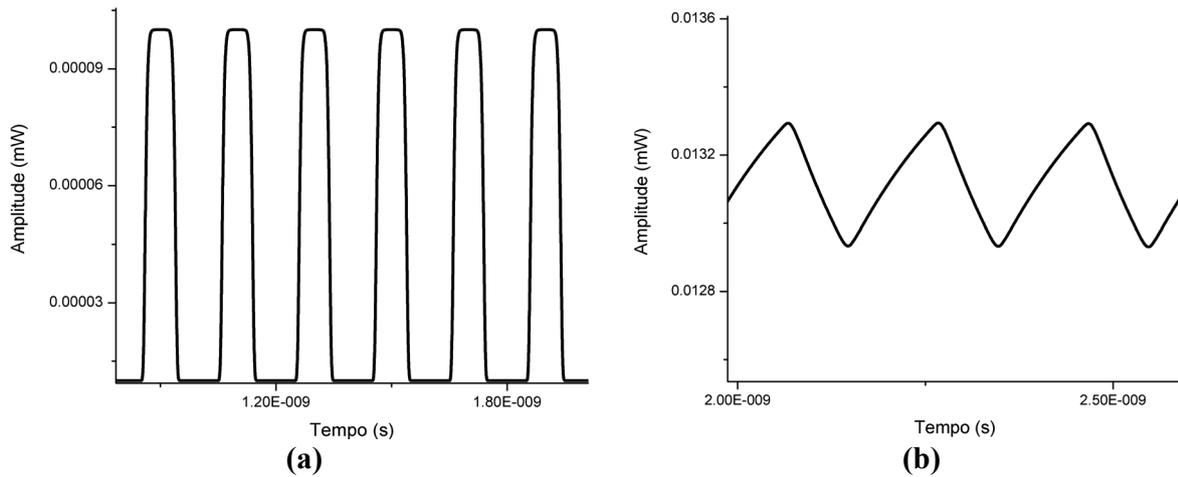


Fig. 4.15 (a) Pulso de entrada para a simulação da conversão em comprimento de onda. (b) Pulso após a conversão em comprimento de onda de 1550 nm para 1547 nm.

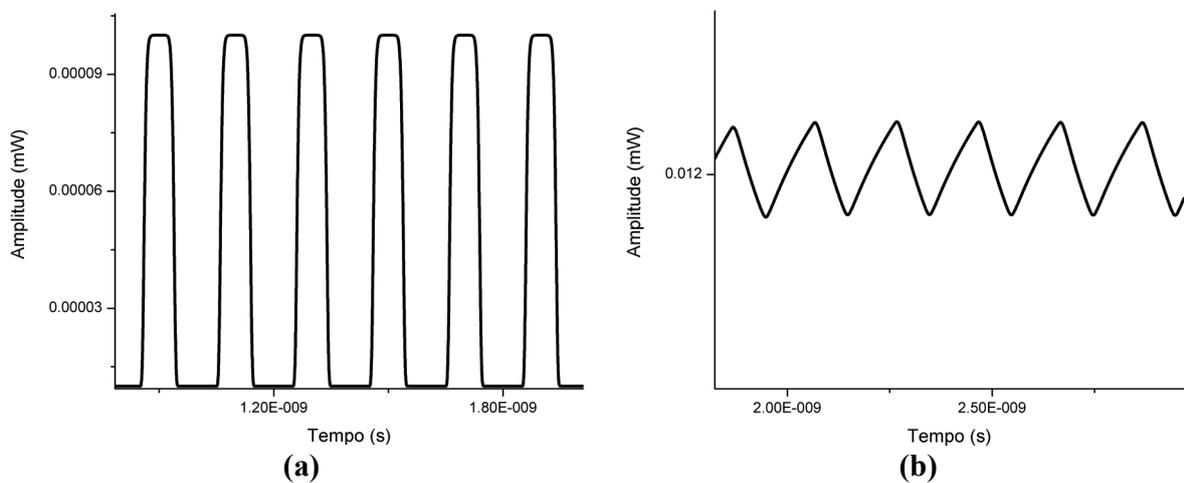


Fig. 4.16 (a) Pulso de entrada para a simulação da conversão em comprimento de onda. (b) Pulso após a conversão em comprimento de onda de 1547 nm para 1550 nm.

A simulação para a razão de extinção está representada na Fig. 4.17, observando-se o que era esperado: a conversão de 1547 nm para 1550 nm apresenta um pior desempenho no ganho de conversão, ou seja, na relação entre as potências que definem os bits 0 e 1. Este resultado

prejudica o cascadeamento de SOAs para a conversão em comprimento de onda, já que a razão de extinção vai se degradando à medida em que mais SOAs em série forem acrescentados na rede óptica.

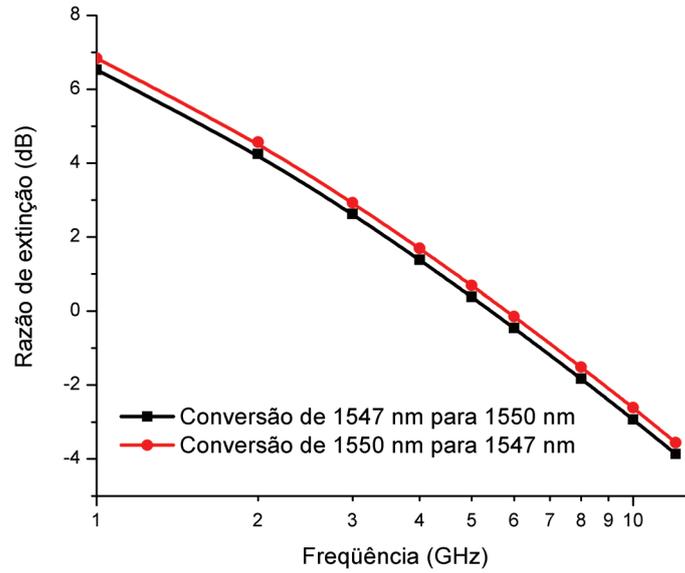


Fig. 4.17 Comparação entre as razões de extinção de duas conversões.

Capítulo 5 - Considerações Finais

A técnica de modulação cruzada de ganho, utilizando SOA para conversão em comprimento de onda, foi apresentada e estudada neste trabalho. Um estudo do SOA, importante dispositivo cada vez mais utilizado no processamento totalmente óptico do sinal, foi realizado levando-se em conta seus efeitos não-lineares fundamentais para sua utilização como conversor.

As montagens experimentais descritas neste trabalho, visando à conversão em comprimento de onda utilizando a técnica XGM, são de fácil entendimento e manuseio, podendo ser utilizadas em produtos comerciais para a conversão.

Resultados experimentais foram obtidos, comprovando a boa eficiência da técnica XGM para a conversão, apesar do descarte de alguns resultados devido ao desempenho do modulador, além das perdas nas montagens. Com os resultados obtidos, podê-se confirmar que o SOA utilizado nas montagens experimentais é otimizado para a conversão em 2,45 Gb/s, já que, para esta taxa, mediu-se um alto ganho de conversão e uma boa relação sinal/ruído do sinal convertido.

Simulações foram realizadas visando à comparação entre os resultados experimentais e simulados, notando-se boa concordância entre experimento e simulação, após a calibração do software Z-SOA com a extração de parâmetros experimentais. Além disso, a simulação permitiu um estudo da relação de determinados parâmetros com o ganho e com a largura de banda de conversão, comprovando-se comportamentos já esperados pelas equações e pelo estudo realizado

no Capítulo 2. As simulações também servem para prever possíveis melhorias nesse processo de conversão.

De uma maneira geral, o estudo do conversor em comprimento de onda, via modulação cruzada de ganho, foi apresentado por meio de montagens experimentais que apresentaram bons resultados e através de simulações, reforçando a importância desse dispositivo nas redes ópticas, onde a demanda por uma taxa de transferência de dados cada vez mais rápida é crescente.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Para trabalhos futuros, o primeiro passo seria a automatização do processo de medição, através da utilização do software LabView, agilizando a obtenção dos resultados e aumentando a precisão dos valores obtidos. O segundo passo seria a utilização de um modulador otimizado para a taxa de 10 Gb/s e a obtenção de diagramas de olho da conversão.

Com a realização dos passos acima descritos, o processo de medição estará aperfeiçoado, sendo o próximo passo o estudo da relação do ganho de conversão com a variação da corrente de polarização do SOA de forma experimental, obtendo-se resultados da conversão para diferentes valores de corrente de polarização, já que neste trabalho só foi estudada a conversão para a corrente de polarização de 210 mA,.

O estudo realizado neste trabalho pode ser estendido para diferentes SOAs, para um estudo mais completo do processo de conversão em comprimento de onda utilizando SOA, via modulação cruzada de ganho. Os SOAs interessantes a serem estudados são SOAs longos que apresentam uma maior largura de banda de conversão e o SOA da CIP.

Para a simulação, uma melhor calibração do software deve ser realizada para cada SOA em estudo, obtendo-se os valores adequados para determinados parâmetros, permitindo a obtenção de resultados simulados ainda mais próximos dos resultados experimentais.

Desta maneira, em trabalhos futuros um estudo mais detalhado de um conversor em comprimento de onda utilizando SOA poderá ser realizado, visando a obtenção de um melhor desempenho.

5.2 Publicações

Resultados obtidos com este trabalho geraram as seguintes publicações:

RIBEIRO, Napoleão dos Santos ; CAVALCANTI, André L. R. ; GALLEP, Cristiano de Mello ; CONFORTI, Evandro , “Medição e Simulação em Banda Larga de um Conversor em Comprimento de Onda com Amplificador Óptico a Semicondutor.” In: MOMAG 2006 - 12º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 2006, Belo Horizonte, 2006. (Submetido)

GALLEP, Cristiano de Mello ; CAVALCANTI, André L. R. ; RIBEIRO, Napoleão dos Santos ; CONFORTI, Evandro, “Non-homogeneous current injection for the enhancement of semiconductor optical amplifier-based wavelength converters.” *Microwave and Optical Technology Letters*, 48 (2005), pp 1141-1144.

Vale ressaltar que este último trabalho foi realizado com base em estudos de um outro SOA (InPhenix 1502), não utilizado nesta dissertação, mas utilizando-se dos mesmos conceitos teóricos e de simulação.

Referências Bibliográficas

[1] D. Syvridis, “All-optical wavelenght converters based on semiconductor optical amplifiers”, *Semiconductor Conference*, 2000, pp 65-71.

[2] C.M. Gallep, “Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semiconductor”, Tese de doutorado FEEC UNICAMP, Ago. 2003.

[3] R. Ramaswami e K. N. Sivarajan, *Optical Networks- A practical perspective*, Academic Press, 1^a ed., San Diego, 2002.

[4] S.J.B. Yoo, “Wavelength conversion tecnologies for WDM network applications”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.14, no. 6, pp 942-954, Jun 1996.

[5] T.Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S.L. Danielsen, K.E. Stubkjaer, “ All-optical wavelenght conversion by semiconductor optical amplifiers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol.14, no.6, pp 942-954, Jun 1996.

[6] K.Inoue e K.Oda, “Noise supression in wavelenght conversion using a light injected laser diode”, *IEEE Photonics Tecnology Letter*, vol 7, p. 500, 1995.

[7] G.P. Agrawal, *Semiconductors lasers*, 2^aed., New York, 1993.

[8] R.J. Manning, A.D. Ellis, A.J. Poustie e K.J.Blew, “Semiconductor laser amplifier for ultrafast all-optical signal processing”, *J.Optical Society of America B*, vol.14, no. 11, pp 3204-3216, nov.1997.

[9] Y. Shibata, Y.Yamada, K. Habara e N. Yoshimoto, “Semiconductor laser diode optical amplifiers/Gates in photonic packet switching”, *Journal Lightwave Technology*, vol.16, no. 12, pp 2228-2235, dez.1998.

[10] M. Connelly, “Semiconductor Optical Amplifiers and their applications”.

[11] G.P. Agrawal, N.A. Olsson, “Self –phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.25, no.11, pp 2297-2306, Nov 1989.

[12] A.E. Siegman, *Lasers*, University Science Books, Mill Valley, CA, 1986.

- [13] T.E. Darcie e R.M. Jopson, “Nonlinear Interactions in Optical Amplifiers for Multifrequency Lightwave Systems”, *Electronics Letters*, vol.24, no.10, maio/1988
- [14] T.E. Darcie, R.M. Jopson e A.A.M. Saleh, “Compensation of Nonlinearity in Semiconductor Optical Amplifiers”, *Electronics Letters*, vol 24, no.24, julho/1988
- [15] S. Kawanishi, K. Okamoto, M. Ishii, O. Katamani, H. Takara e K. Uchiyama, “All optical time-division-multiplexing of 100 Gbits/s signal based on four-wave mixing in travelling-wave semiconductor laser amplifier”, *Electronics Lett.*, Vol.33, no. 11, maio/1997
- [16] D. Wolfson, P. B. Hasen, A. Kioch e K.E. Stubkjaer, “All optical regeneration based on interferometric structure incorporating optical amplifiers”, *Electronic Lett.*, vol 35, no. 1, jan./1999
- [17] E.Conforti, A.C. Bordonalli, S.H. Ho e S.M. Kang, “Optical 2R remodulator using feedforward control of semiconductor optical amplifier gain”, *Microw. Optical Techn. Letters*, vol.21,no.1 abril/1999.
- [18] W.Pieper, K. Weich, R.Ludwig, E.Patzak e H.G. Weber, “All optical polarisation and wavelenght independent 3R signal regenerator”, *Electronics Lett.*, vol.32, no.14, pp-1316-1318, julho/1996
- [19] M.Eiselt, W. Pieper e H.G. Weber, “SLALOM: semiconductor laser amplifier in a loop mirror”, *J. Lightwave Tech.*, vol.13 (1995), no.10, pp 2099-2112.
- [20] A.Ehhardt, M. Eiselt, G. Grobkopf, L. Kuller, R. Ludwig, W.Pieper, R.Schnabel e H.G.Weber, “Semiconductor Optical Amplifier as Optical Switching Gate”, *J. of Lightwave Technology*, vol.11, no. 8, agosto/1993
- [21] S.Diez, R. Ludwig e H.G. Weber, “Gain transparent SOA-switch for high-bitrate OTDM Add/Drop multiplexing”, *IEEE Photonics Tech.Lett.*, vol.11, no.1, jan./1999.
- [22] M. Asghari, I.H. White, “Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 7, pp-1181-1190, jul 1997.
- [23] M.J.Adams, D.A.O.Davies, M.C. Tatham, M.A. Fisher, “Nonlinearities in semiconductor optical amplifiers”, *Optical and Quantum Electronics*, vol.27, pág 1-13, 1995.
- [24] C. M. Gallep, “Não-linearidades em amplificadores ópticos a semicondutor: causas, efeitos e aplicações,” *Seminário FI 197* , Nov 1999.

[25] R.J. Manning, A. D. Ellis, A. J. Poustie e K. J. Blew, “ Semiconductor laser amplifier for ultrafast all-optical signal processing”, *J.Optical Society of America B*, vol.14, no.11, pp 3204-3216, 1997.

[26] D.A.O. Davies, “Small-Signal Analysis of Wavelength Conversion in Semiconductor Laser Amplifiers via Gain Saturation”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.7, no.6, jun 1995.

[27] J.M. Wiesenfield, B. Glance, J.S. Perino e A.H. Gnauk, “Wavelength conversion at 10 Gb/s using a semiconductor optical amplifier”, *Photon. Technol. Lett.*, vol 5, pp 1300-1303, 1993.

[28] A. Mecozzi, “Small-signal theory of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 6, pp 749-751, jun 1997.

[29] D.D. Marcenac, A.E. Kelly, D. Nettet e D.A.O. Davies, “Bandwidth enhancement of wavelength conversion via cross-gain modulation by semiconductor optical amplifier cascade”, *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1442-1443, 1995.

[30] D.D. Marcenac e A. Mecozzi, “Switches and Frequency Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 6, Jun 1997.

[31] A.L.Rayol, “Conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho utilizando amplificador óptico a semicondutor”, Tese de mestrado FEEC UNICAMP, mar.2004.

[32]- C. M. Gallep e E. Conforti, “Simulations on picosecond nonlinear electro-optic switching using an ASE-calibrated semiconductor optical amplifier model”, *Optics Communication*, vol.236/1-3, pp.131-139, 2004.