

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓTICA - DMO

Conversão em comprimento de onda  
via modulação cruzada de ganho utilizando  
amplificador óptico a semiconductor

**Autor:**

André Luiz Rayol Cavalcante

**Orientador:**

Prof. Dr. Evandro Conforti

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

**Banca Examinadora:**

Dra. Miriam Regina X. de Barros  
Prof. Dr. Aldário C. Bordonalli  
Prof. Dr. Evandro Conforti

CPqD  
FEEC/UNICAMP  
FEEC/UNICAMP

Campinas, 1 de março de 2004.

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

C314c Cavalcante, André Luiz Rayol  
Conversão em comprimento de onda via modulação  
cruzada de ganho utilizando amplificador óptico a  
semicondutor / André Luiz Rayol Cavalcante. --  
Campinas, SP: [s.n.], 2004.

Orientador: Evandro Conforti.  
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Comunicações óticas. 2. Semicondutores. 3.  
Amplificadores óticos. I. Conforti, Evandro. II.  
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de  
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

## **Resumo**

A implementação das futuras redes ópticas de alto desempenho depende do processamento do sinal no domínio óptico. Muitos subsistemas têm sido desenvolvidos no intuito de tornar o processamento óptico uma realidade. O conversor de comprimento de onda promete agregar muitas facilidades e maior flexibilidade a estas redes. Apresenta-se, nesta dissertação, um conversor de comprimento de onda via modulação cruzada de ganho baseado em amplificador óptico a semicondutor (SOA). Seu princípio de funcionamento é demonstrado e possíveis melhorias em seu desempenho são indicadas.

## **Abstract**

All optical networks promise high performance with large capacity. In order to achieve this, all optical processing is required. Wavelength converters can offer many ways to carry out processing functions. A wavelength converter, based on cross gain modulation by semiconductor optical amplifier, is presented. Limitations and advantages are analyzed. Also, it is show how conversion bandwidth can be increased by SOA's built parameters.

# Agradecimentos

Agradeço ao meu professor orientador, Evandro Conforti, por toda atenção e pela valiosa orientação durante todo o período do mestrado.

Ao meu co-orientador, Cristiano Gallep, pela constante ajuda.

A CAPES, CNPq e CEPOF pela ajuda financeira e pelo apoio a pesquisa no Brasil.

A meu pai, pelo incentivo e pela vontade de dar sempre o melhor a seus filhos.

A minha vó Lucy, pela dedicação aos netos.

A minha tia Leida, por ser uma tiazona.

À Danielle, pelo carinho e pela amizade.

Aos amigos de laboratório, Rafael, Marcelo, Boris e Nicolai, pelas horas de estudo juntos e por muito mais horas de “conversa jogada fora”.

A Irenio e Eudemário, pela ajuda na chegada à Campinas.

À Stela, Hiata, Angelo, Carla, Karen, Ingrid, Jackie, Paulo, Rodrigo, Renata, Nancy, Gonzalo, Artur e outros bons amigos que encontrei aqui em Campinas.

Aos amigos de Salvador, mesmo aqueles que não moram mais lá, pela torcida, pelas conversas na internet e pelos e-mails carinhosos.

E principalmente à Tarci, pela ajuda, pelo carinho, pela paciência e pelo amor doado a mim. Sem ela tudo teria sido muito mais difícil.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Considerações Teóricas</b>	<b>4</b>
2.1	Amplificadores Ópticos a Semicondutor . . . . .	6
2.2	Análise Estática . . . . .	8
2.3	Análise dinâmica . . . . .	11
2.4	Não Linearidades em SOAs . . . . .	17
2.4.1	Efeitos Interbandas . . . . .	18
2.4.2	Efeitos Intrabanda . . . . .	20
2.5	Conversores Ópticos . . . . .	21
2.6	Modulação Cruzada de Ganho (XGM) . . . . .	23
2.6.1	Análise para Pequenos Sinais . . . . .	24
2.6.2	Análise para grandes sinais . . . . .	32
2.6.3	Largura de Banda de Conversão . . . . .	35
<b>3</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>37</b>
3.1	Montagem Experimental . . . . .	37
3.2	Calibração . . . . .	39
3.3	Ajustes dos Componentes Presentes na Montagem e Medida de Parâmetros	40
3.4	Medição do Ganho de Conversão em Comprimento de Onda . . . . .	44
3.5	Aquisição de Dados . . . . .	47
3.6	Medidas . . . . .	49
3.6.1	Influência da Corrente de Polarização . . . . .	49
3.6.2	Influência da Potência de Entrada . . . . .	51
3.6.3	Outros Parâmetros Relacionados à Conversão em Comprimento de Onda . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Simulações</b>	<b>53</b>
4.1	O Simulador . . . . .	53

4.2	Simulação do Ganho de Conversão . . . . .	56
4.2.1	Influência da Corrente de Polarização . . . . .	58
4.2.2	Influência da Potência de Entrada . . . . .	59
4.2.3	Influência do Fator de Confinamento . . . . .	60
4.2.4	Influência do Ganho Diferencial . . . . .	61
4.2.5	Característica de Filtragem do Amplificador . . . . .	62
4.2.6	Cascadeamento . . . . .	64
4.3	Considerações Finais . . . . .	65
4.3.1	Discussão sobre os resultados experimentais . . . . .	66
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>68</b>

# Lista de Figuras

2.1	Sistema de coordenadas (a) Vista frontal do SOA. (b) Vista de cima do SOA.	10
2.2	Comportamento do ganho em função do número de portadores na saturação.	19
2.3	(a) Esquema XGM co-propagante. (b) Esquema XGM contra-propagante.	24
3.1	Montagem experimental realizada para medida do ganho de conversão em comprimento de onda.	38
3.2	Espectro dois lasers. Laser 1, $\lambda_1 = 1541$ nm, laser 2, $\lambda_2 = 1568$ nm.	40
3.3	Espectro dos dois lasers após a passagem pelo filtro.	41
3.4	Espectro da ASE do amplificador óptico a semiconductor.	43
3.5	Visão ampliada de parte do espectro da ASE, utilizada na estimação do comprimento da região ativa do SOA.	43
3.6	Aspecto das curvas medidas pelo analisador de rede para o XGM.	45
3.7	Detalhe dos sinais de entrada e saída considerados no cálculo do ganho de conversão.	46
3.8	Janela do programa desenvolvido para transferência de dados do analisador de rede para o computador.	48
3.9	Aumento do ganho de conversão e da largura de banda (BW) com a corrente de polarização do amplificador óptico. Potência de entrada: -5,68 dBm.	50
3.10	Aumento do ganho de conversão e da largura de banda com o aumento da potência de entrada total. Corrente de polarização do SOA: 75 mA.	51
4.1	Janela inicial do programa de simulação (Z-SOA).	54
4.2	Janela de ajuste dos parâmetros referente a cavidade ativa do amplificador.	55
4.3	Ganho de conversão simulado.	56
4.4	Variação da largura de banda com o aumento da corrente de polarização.	58
4.5	Variação da largura de banda com o comprimento da cavidade ativa.	59
4.6	Variação da largura de banda com o aumento da potência de entrada.	60
4.7	Variação da largura de banda com o fator de confinamento.	61
4.8	Variação da largura de banda com o ganho diferencial.	62

4.9	Distorções nos pulsos demonstrando a característica passa-alta do canal 1.	
	a) Pin: 0,06 mW, b) Pin: 0,33 mW, c) Pin: 3,03 mW. . . . .	63
4.10	Evolução do pulso ao longo do comprimento do amplificador. . . . .	64
4.11	Simulação para uma cascata com dois amplificadores. . . . .	65
4.12	Comparação entre a curva originada na simulação e a curva medida em laboratório. . . . .	67

# Glossário

## Acrônimos

**ASE** - *Amplified Spontaneous Emission* (Emissão espontânea amplificada)

**CMI** - *Carrier-modulation-induced* (interferência induzida pela modulação da densidade de portadores)

**CW** - *Continuous Wave* (Onda contínua)

**EDFA** - *Erbium doped fiber amplifier* (Amplificador a fibra dopada com Érbio)

**FDM** - *Frequency Division Multiplexing* (Multiplexação por divisão em frequência)

**FWM** - *Four Wave Mixing* (Mistura de quatro ondas)

**SI** - *Saturation-induced* (saturação induzida)

**SLA** - *Semiconductor laser amplifier* (amplificador a laser semicondutor)

**SLALOM** - *Semiconductor laser amplifier in a loop mirror* (amplificador a laser semicondutor na configuração espelho)

**SOA** - *Semiconductor Optical Amplifier* (Amplificador óptico a semicondutor)

**SPM** - *Self Phase Modulation* (Auto-modulação de fase)

**FP-SOA** - *Fabry-Perot SOA* (SOA Fabry-Perot)

**TW-SOA** - *Traveling-Wave SOA* (SOA de onda caminante)

**WDM** - *Wavelength Division Multiplexing* (Multiplexação por divisão de comprimento de onda)

**XGM** - *Cross Gain Modulation* (Modulação cruzada de ganho)

**XPM** - *Cross Phase Modulation* (Modulação cruzada de fase)

**3R** - *Regeneration, retiming & reshape* (regeneração, retemporização e reformatação)

## Símbolos

$A$  - Envoltória associada ao pulso

$A_{ef}$  - Área efetiva da região ativa [m<sup>2</sup>]

$a$  - Coeficiente de ganho da seção transversal

$c$  - Velocidade da luz no vácuo [m/s]

$D_{if}$  - Coeficiente de difusão [m<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>]

$d$  - Espessura da cavidade ativa [m]

$\vec{E}$  - Vetor campo elétrico [V/m]

$E_{sat}$  - Energia de saturação [J]

$F$  - Distribuição modal do guia

$G$  - Ganho saturado do amplificador [neper/cm]

$G_o$  - Ganho não saturado do amplificador [neper/cm]

$G_{XGM}$  - Ganho de conversão em comprimento de onda [dB]

$g$  - Coeficiente de ganho longitudinal [neper/cm]

$g_o$  - Ganho para pequenos sinais [neper/cm]

$g_p$  - Ganho de pico do amplificador [neper/cm]

$I$  - Corrente de polarização [A]

$k_o$  - Número de onda do modo [m<sup>-1</sup>]

$L$  - Comprimento da cavidade ativa do SOA [m]

$\Delta m$  - Número de picos adjacentes no intervalo em que  $\Delta\lambda$  foi medido

$N$  - Densidade de portadores [m<sup>-3</sup>]

$N_o$  - Densidade de portadores necessária à transparência [ $m^{-3}$ ]  
 $N_e$  - Densidade de portadores de regime [ $m^{-3}$ ]  
 $n_p$  - Densidade de portadores de acréscimo (ou decréscimo) devido à perturbação [ $m^{-3}$ ]  
 $n$  - Índice de refração  
 $n_{ef}$  - Índice de refração efetivo  
 $n_b$  - Índice de refração na ausência de luz (índice de refração de fundo)  
 $P$  - Potência óptica do sinal incidente [W]  
 $P_T$  - Potência total (de regime)[W]  
 $P_i$  - Potência instantânea do  $i$ -ésimo sinal (caso estático)[W]  
 $P_{in\ maxima}$  - Máximo valor instantâneo da potência óptica na entrada do SOA [W]  
 $P_{in\ minima}$  - Mínimo valor instantâneo da potência óptica na entrada do SOA [W]  
 $P_{out\ maxima}$  - Máximo valor instantâneo da potência na saída do filtro óptico [W]  
 $P_{out\ minima}$  - Mínimo valor instantâneo da potência na saída do filtro óptico [W]  
 $P_{sat}$  - Potência óptica de saturação [W]  
 $p_i$  - Potência de sinal de perturbação (modulação) do  $i$ -ésimo sinal [W]  
 $p_T$  - Potência total (devido a perturbação) [W]  
 $q$  - Carga do elétron [C]  
 $R$  - Taxa de recombinação espontânea  
 $T$  - Tempo de relaxação de dipolo [s]  
 $V$  - Volume da região ativa [ $m^3$ ]  
 $Y_i$  - Potência instantânea do  $i$ -ésimo sinal [W]  
 $W$  - Largura da cavidade ativa [m]  
 $w_i$  - Freqüência angular do  $i$ -ésimo feixe [rad/s]  
 $w_o$  - Freqüência angular de transição atômica do material da região ativa [rad/s]

$z$  - Direção de propagação

$\alpha_{int}$  - Coeficiente de perdas internas [neper/cm]

$\beta_c$  - Fator de ênfase de alargamento de linha

$\Gamma$  - Fator de confinamento do campo

$\epsilon_o$  - Permissividade no vácuo [pFm<sup>-1</sup>]

$\lambda_i$  - Comprimento de onda do  $i$ -ésimo laser [m]

$\Delta\lambda$  - Intervalo espectral medido entre os picos

$\hbar$  - Constante de Planck reduzida [Js]

$\mu_o$  - Permeabilidade no vácuo [nHm<sup>-1</sup>]

$\hbar\omega_o$  - Energia do fóton [J]

$\xi$  - Perda interna normalizada do guia

$\tau_c$  - Tempo de vida dos portadores elétricos [s]

$\tau_{eff}$  - Tempo de vida efetivo [s]

$\chi$  - Susceptibilidade do meio

# Capítulo 1

## Introdução

O estudo e o aprimoramento dos sistemas de comunicação têm sido uma preocupação cada vez mais presente na realidade atual, e a comunicação tem grande parcela de responsabilidade na evolução do homem. A propriedade governamental do espectro de frequências dentro do território de cada país demonstra o poder e a importância da comunicação na soberania das nações. Esta já seria uma justificativa satisfatória para tamanho estudo. Entretanto sabe-se que as pesquisas em comunicação têm muitos outros objetivos. A forma de se comunicar mudou consideravelmente após tanta evolução tecnológica. A mudança experimentada quando do aparecimento do telefone parece pequena se comparada às experimentadas atualmente. Hoje é possível conversar e ver, em tempo real, pessoas a muitos quilômetros de distância. Pode-se comprar quase tudo sem sair de casa. As comunicações mudaram e criaram hábitos nos homens e tem influência direta em suas vidas. Ainda assim, as pesquisas relacionadas ao assunto crescem como se ainda houvesse necessidade de esperar dias pela resposta a uma carta.

Os sistemas de comunicação estão automaticamente associados à alta tecnologia. A expectativa em relação a eles é sempre crescente e impulsiona novos sistemas. Tanta corrida seria justificada? Fala-se que, futuramente, haverá excesso de banda, mais recursos disponíveis do que o realmente necessário. A era “*on demand*” chegará em breve e mudará mais uma vez nossos hábitos.

As redes ópticas, em intenso desenvolvimento, apontam como redes futuras de grandes possibilidades. Grande parte das previsões, feita para a fibra óptica na época de seu surgimento, concretizou-se e esta é hoje o principal meio de transmissão mundial. Atualmente a fibra não tem sua capacidade de transmissão plenamente utilizada. As redes ópticas atuais são compostas de conexões no domínio óptico, mas a maioria das funções de processamento ainda é realizada no domínio elétrico. Grandes previsões são feitas também para as redes totalmente ópticas. Para a implementação destas redes, pesquisas na área de dispositivos totalmente ópticos, responsáveis pelo processamento nas futuras redes, têm sido vistas com especial interesse. A motivação deste trabalho está no estudo de um destes dispositivos: o conversor em comprimento de onda. Mais especificamente, na investigação de potencialidades de um conversor em comprimento de onda baseado em amplificador óptico a semicondutor (SOA - *semiconductor optical amplifier*).

Esta dissertação foi organizada da seguinte forma:

O **Capítulo 2** apresenta uma revisão dos principais conceitos utilizados neste trabalho. Inicia-se com breves considerações sobre as redes ópticas atuais. Aborda-se a potencialidade das não-linearidades presentes nos amplificadores ópticos a semicondutor, visando a obtenção de funções de processamento do sinal no domínio óptico, incluindo a conversão em comprimento de onda. Apresenta-se o princípio de conversão utilizado, fazendo-o também através de sua análise matemática. A seguir, são identificadas características que influenciam no desempenho do processo de conversão.

No **Capítulo 3**, apresenta-se a montagem experimental realizada para verificação de características presentes no processo de conversão. São apresentadas as formas como os dados foram medidos e coletados. Apresentam-se as curvas medidas, de forma comparativa, discutindo-as.

No **Capítulo 4** são apresentados os resultados das simulações realizadas, comparando-

as com as curvas medidas em laboratório e comprovando as considerações feitas no **Capítulo 2**.

E, finalmente, o **Capítulo 5** traz as conclusões, comentários finais e sugestões para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Considerações Teóricas

A evolução tecnológica dos sistemas de comunicação tem possibilitado o surgimento de novos serviços nos últimos tempos. Educação à distância, tele-medicina, vídeo "*on demand*", aplicações multimídia e outros só são viáveis graças a grande velocidade e a outras facilidades encontradas nestes sistemas. A internet, meio de comunicação já bastante popularizado, demandou, como os outros, rápida evolução na transferência de informações. Como meio de transmissão capaz de sustentar esse elevado tráfego, a fibra óptica está apta a dar suporte a redes de maior velocidade que ainda estão por vir. A fibra é, atualmente, o principal meio de transmissão mundial. Apesar do reconhecido desempenho, novas fibras e melhorias nas existentes continuam a ser largamente estudadas. Atualmente quase todos os continentes estão interligados por fibra óptica e a distância entre os pontos de comunicação já não é um problema intransponível.

Mesmo com tanto avanço, a banda disponibilizada pela fibra continua sub-utilizada. As redes WDM (*wavelength division multiplexing*) surgem como sistemas que oferecem a possibilidade de utilização mais eficiente da largura de banda da fibra. Muitos foram os avanços relativos à amplificação no domínio óptico. Entretanto para que as redes WDM possam demonstrar todo seu potencial é necessário que o processamento do sinal seja realizado no domínio óptico. Busca-se então a implementação de redes totalmente ópticas, conjunto de sistemas e subsistemas onde o sinal elétrico, uma vez convertido

em sinal óptico, não é mais convertido em sinal elétrico até atingir o seu destino [1]. Até hoje, sistemas de comunicação ópticos consistem basicamente em links de conexão ponto a ponto entre comutadores eletrônicos [2]. É sabido que em redes eletroópticas algum tipo de desvantagem em relação ao desempenho é verificada sempre que se faz a transição entre os domínios óptico e elétrico, sendo este um dos principais motivos para o desenvolvimento de dispositivos totalmente ópticos [3]. As limitações inerentes à eletrônica podem configurar gargalos para os novos sistemas. Dispositivos eletroópticos apresentam quase sempre maior consumo de potência, menor velocidade de operação e implementação mais complexa, se comparados com dispositivos totalmente ópticos. Estes, por sua vez, podem substituir os dispositivos já existentes caso apresentem considerável aumento na velocidade, simplificação nos circuitos que o compõem, energia requerida próxima à usada pelo seu equivalente eletrônico e capacidade de integração [4]. Hoje, como etapa natural do processo de evolução presente na migração do sistema elétrico para o sistema óptico, soluções eletroópticas são apresentadas seja por questões de custo, seja por limitações de tecnologia. Tais constatações fazem do processamento óptico do sinal requisito fundamental na obtenção de redes de alto desempenho.

O processamento do sinal no domínio óptico já é objeto de estudo há algumas décadas. Na década de 80, a fibra de sílica foi utilizada como meio não linear em configurações interferométricas com fins de processamento [5]. Desvantagens características do meio restringiam sua eficiente utilização. Necessitava-se de alta potência e grandes comprimentos de fibra, pois a dependência do número de portadores com a intensidade do sinal era pequena, o que acabou por inviabilizar a construção de dispositivo. Atualmente novos meios são utilizados na obtenção de subsistemas de processamento. Têm-se, por exemplo, os amplificadores à fibra dopada com Érbio (EDFA - *Erbium doped fiber amplifiers*) e os amplificadores ópticos a semicondutor. Qualquer que seja o meio utilizado para fins de processamento, este deve apresentar considerável não-linearidade. Além desta, o SOA é um dispositivo promissor na obtenção de funções de processamento por suas característi-

cas de dinâmica dos portadores, reduzidas dimensões, largura de banda e integração com outros dispositivos.

Muitas vantagens serão agregadas às redes pela inserção de conversores de comprimento de onda em sua configuração. Algumas delas são maior capacidade e flexibilidade das redes, através da reutilização e bloqueio de comprimentos de onda. Diminui-se também o gerenciamento central, deixando esta função mais dividida entre os diversos nós. Com o crescimento da capacidade dos conversores, aspectos anteriormente vistos como secundários, entre eles robustez, controle, compactação e simplicidade, têm sido levados mais em conta, principalmente porque a conversão em comprimento de onda deve ser utilizada em um considerável número de dispositivos. Os conversores podem ser utilizados como parte integrante dos comutadores e roteadores, entre outros [6].

A evolução das futuras redes, como as redes WDM, dependerá de componentes de alto desempenho para a realização de funções no domínio totalmente óptico. Componentes baseados em SOAs são interessantes meios de obtenção de subsistemas capazes de realizar estas funções. O estado da arte aponta um maior potencial, em relação aos conversores e a outras funções de processamento, para SOAs fabricados com tecnologia de "*quantum dots*"[7]. Novos estudos demonstram que estes dispositivos possuem considerável aumento em características que influenciam o processo de conversão, se comparados aos SOAs comuns (tipo *Bulk*), o que os tornam mais interessantes que estes últimos, na obtenção de funções de processamento, melhorando o desempenho de sistemas e atingindo maiores velocidades.

## 2.1 Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Constituído a partir de uma cavidade laser, o amplificador óptico a semicondutor pode ser obtido basicamente de duas maneiras: pela operação da cavidade abaixo do limiar de oscilação (chamado de *Fabry-Perot SOA* - FP-SOA), ou através do recobrimento das facetas com um material anti-reflexivo, afim de diminuir significativamente a realimentação

na cavidade (chamado de TW-SOA - *traveling-wave SOA*) [8].

No FP-SOA o sinal acoplado ao dispositivo é amplificado nas sucessivas passagens pela cavidade, visto que o laser tem em sua construção facetadas que agem como espelhos, formando uma cavidade ressonante do tipo Fabry-Perot. A reduzida largura de banda deste amplificador restringe sua aplicação em sistemas, tornando-o mais indicado para funções de processamento. O amplificador de onda caminante (TW-SOA) tem suas facetadas recobertas por um material anti-reflexivo de modo que o sinal é amplificado em sua única passagem pela cavidade. Para que a cavidade funcione como TW-SOA, as refletividades devem ser muito pequenas, menores que 0,1%. A refletividade mínima depende do ganho do amplificador [5]. Este amplificador pode ser polarizado com altas correntes sem apresentar problemas de oscilação e possui maior banda óptica. Pequenas oscilações podem estar presentes nas curvas de ganho devido às refletividades residuais das facetadas.

De forma simplificada pode-se dividir os amplificadores ópticos de ondas caminantes em dois tipos principais: o amplificador a laser semicondutor (SLA - *semiconductor laser amplifier*) e o amplificador à fibra (*fiber amplifier*). No amplificador a laser semicondutor o sinal é amplificado enquanto se propaga pelo meio semicondutor que é construído de maneira a formar um guia de onda. O SLA necessita de corrente elétrica externa para sua operação (produção de ganho) e tem dimensões bastante reduzidas (geralmente menores que 1 mm de comprimento). No amplificador à fibra, a luz é amplificada na propagação pela fibra que é dopada com íons de terra-rara (como o Érbio -  $\text{Er}^+$ ). Seu comprimento é da ordem de metros.

A figura de ruído de um SOA é consideravelmente alta, geralmente maior que 3 dB. Esta característica é decorrente de perdas internas, como absorção de portadores ópticos, ou perdas por espalhamento. Mas a maior contribuição se deve ao processo de emissão espontânea [8]. O ruído adicionado ao sinal incidente sofre amplificação ao longo do dispositivo, sendo chamado de ASE (*amplified spontaneous emission*). Este é um parâmetro

importante em qualquer amplificador óptico, pois a ASE diminui o número de portadores disponíveis para a geração do ganho, provocando perdas de desempenho do dispositivo.

A distorção e a atenuação impostas a um sinal são problemas presente em qualquer sistema óptico de transmissão. Visando superar estas limitações, empregam-se regeneradores do tipo repetidor, dispositivos no qual o sinal passa por um receptor óptico seguido de circuitos de decisão (eletrônicos) para posterior retransmissão (novamente no domínio óptico). Posteriormente, tais regeneradores foram em parte substituídos por amplificadores ópticos (*in-line amplifiers*), que entre outras vantagens, permitiram considerável aumento nas distâncias de transmissão das redes.

Os amplificadores ópticos podem ser empregados em sistemas multicanal (WDM - *wavelength division multiplexing*), nos quais um único dispositivo pode ser utilizado na amplificação dos diversos canais WDM, o que reduz consideravelmente os custos e a complexidade do sistema. Quanto à função, podem ser colocados logo após os transmissores, configurando os chamados amplificadores de potência (*boosters*); imediatamente anteriores aos receptores, como pré-amplificadores (*preamplifiers*); ou ainda distribuídos pela rede de forma a compensar perdas nas fibras, emendas e filtros.

A amplificação nestes dispositivos obedece ao mesmo princípio utilizado nos lasers, ou seja, é conseguida via emissão estimulada. O ganho óptico é possível graças à inversão de população, conseguida quando o dispositivo é bombeado, seja este bombeio óptico ou elétrico. O ganho varia com o comprimento de onda e com a potência do sinal incidente, como será explicitado posteriormente.

## 2.2 Análise Estática

Considerando-se um meio semiconductor com níveis de energia de bandas simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos, pode-se definir o coeficiente de ganho longitudinal como [8]:

$$g(P, w) = \frac{g_p}{1 + (w - w_o)^2 T^2 + \frac{P}{P_{sat}}}, \quad (2.1)$$

em que:

$g$  - coeficiente de ganho longitudinal;

$g_p$  - ganho de pico do amplificador, no caso do SOA, determinado pela corrente;

$w_o$  - frequência angular de transição atômica do material da região ativa;

$w$  - frequência angular do sinal incidente;

$P$  - potência óptica do sinal incidente;

$P_{sat}$  - potência óptica de saturação;

$T$  - tempo de relaxação de dipolo.

Assumindo que o amplificador está operando fora da condição de saturação, e que esta condição não é atingida durante a amplificação do sinal, ou seja, que  $\frac{P}{P_{sat}} \ll 1$ , pode-se negligenciar este termo na Eq. (2.1), que fica:

$$g(w) = \frac{g_p}{1 + (w - w_o)^2 T^2}. \quad (2.2)$$

Definindo o ganho do amplificador para onda contínua (CW - *continuous wave*) como:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (2.3)$$

onde:

$P_{out}$  - potência de saída do amplificador;

$P_{in}$  - potência de entrada do amplificador.

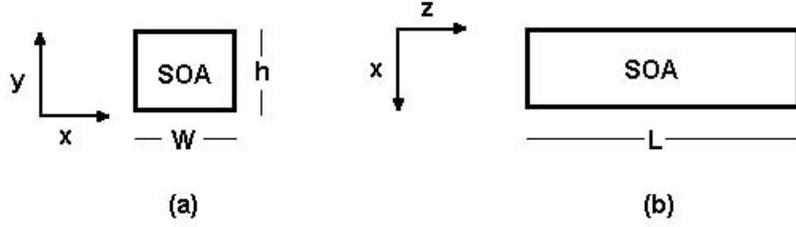


Fig. 2.1: Sistema de coordenadas (a) Vista frontal do SOA. (b) Vista de cima do SOA.

A variação da potência ao longo da cavidade é dada pela relação:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = gP, \quad (2.4)$$

na qual as perdas não foram consideradas (serão incluídas posteriormente). A Eq. (2.4) tem como solução:

$$P(z) = P_{in}e^{gz}, \quad (2.5)$$

com  $z$  variando de zero a  $L$ , onde  $L$  é definido como o comprimento da região ativa da cavidade. Como  $P(L) = P_{out}$ , pode-se encontrar a expressão para  $G$ :

$$G(w) = \frac{P_{in}e^{(g(w)L)}}{P_{in}} = e^{(g(w)L)}. \quad (2.6)$$

Pode-se observar através da Eq. (2.6) a dependência do ganho  $G$  com a frequência  $w$ . Considerando agora o caso no qual o amplificador opera em saturação, ou seja, no qual  $P$  é comparável à  $P_{sat}$ , e tomando  $w$  bem próximo de  $w_o$ , para facilitar a análise, a Eq. (2.1) fica:

$$g(P) = \frac{\Gamma g_p}{1 + \frac{P}{P_{sat}}}, \quad (2.7)$$

em que  $\Gamma$  é denominado fator de confinamento e foi inserido na Eq. (2.7) de forma a ajustar esta expressão pois, na prática, parte do campo elétrico incidente se propaga fora

da região ativa da cavidade.

Considerando-se que a potência dentro da cavidade varia ao longo de  $z$  (sentido de propagação dentro da cavidade), e que  $g$  varia com a potência, conclui-se que  $g$  é também função de  $z$ . Neste caso a variação da potência ao longo do amplificador é dada por [8]:

$$\frac{\partial P(z)}{\partial z} = (g(P, z) - \alpha_{int}) P(z), \quad (2.8)$$

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

Integrando a Eq. (2.8) em todo o comprimento, a expressão para a potência fica:

$$P(L) = P(0) \exp \left( \int_0^L g(z) dz - L\alpha_{int} \right). \quad (2.9)$$

Uma análise mais apurada da Eq. (2.7) mostra que o perfil do coeficiente de ganho apresenta decaimento a medida que se aproxima da saída do amplificador. Desse modo, o ganho é menor para maiores valores de potência, pois nestas circunstâncias a falta de portadores disponíveis impede a amplificação progressiva ao longo de  $z$ . Esta característica foi utilizada na recuperação de portadoras ópticas através do apagamento da informação contida em um sinal modulado em amplitude [1].

## 2.3 Análise dinâmica

Para análise dinâmica, far-se-á uso da equação de onda [8] (obtida a partir das equações de Maxwell), para a propagação em guias de onda do tipo "SLABs" (já que a região ativa do SOA pode ser tomada como um guia de onda, onde a energia fica confinada). A propagação do campo eletromagnético no interior do amplificador é dada pela equação de onda:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0, \quad (2.10)$$

onde:

$\vec{E}$  - vetor campo elétrico;

$\varepsilon$  - permissividade;

$c$  - velocidade da luz no vácuo.

Na Eq. (2.10)  $\varepsilon = n_b^2 + \chi$ , sendo  $n_b$  o índice de refração de fundo, que é função das coordenadas transversais  $x$  e  $y$ . A susceptibilidade  $\chi$  é função da densidade de portadores e representa a contribuição da carga do portador dentro da região ativa. A relação entre  $\chi$  e  $N$  depende de detalhes da estrutura de bandas, sendo bastante complexa. De modo simplificado, esta pode ser assumida como uma função linear de  $N$  [9]:

$$\chi(N) = \frac{n_{ef}c}{\omega_o}(\beta_c + j)a(N - N_o), \quad (2.11)$$

em que:

$\beta_c$  - fator de alargamento de linha (*linewidth enhancement factor*);

$n_{ef}$  - índice de refração efetivo;

$a$  - coeficiente de ganho da secção transversal;

$N_o$  - densidade de portadores necessária à transparência;

$N$  - densidade de portadores.

Assumindo que apenas um modo de propagação é suportado pelo amplificador, e que o sinal de entrada é linearmente polarizado e que esta polarização se mantém ao longo da propagação, pode-se escrever o campo elétrico como:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} [F(x, y)A(z, t) \exp(j(k_o z - \omega_o t))], \quad (2.12)$$

em que:

$\hat{x}$  - versor de polarização;

$F(x, y)$  - distribuição modal no guia;

$k_o$  - número de onda do modo;

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

A expressão de  $k_o$  é dada por [9]:

$$k_o = \frac{n_{ef}\omega_o}{c}. \quad (2.13)$$

Substituindo a Eq. (2.12) na Eq. (2.10), desprezando as derivadas segundas de  $A(z, t)$  com relação a  $z$  e a  $t$ , e integrando ao longo das dimensões transversais, tem-se:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} + (n_b^2 - n_{ef}) \frac{\omega_o^2}{c^2} F = 0, \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j\omega_o \Gamma}{2n_{ef}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{int} A, \quad (2.15)$$

em que  $v_g = c/n_g$  é a velocidade de grupo, com  $n_g = n_{ef} + \omega_o(\partial n_{ef}/\partial \omega)$ . O fator de confinamento é dado por:

$$\Gamma = \frac{\int_0^W \int_0^d |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int |F(x, y)|^2 dx dy}, \quad (2.16)$$

sendo  $W$  a largura da região ativa. A Eq.(2.15) mostra como se comporta a amplitude do pulso ao longo do comprimento do dispositivo.

A teoria de propagação de pulsos considera o amplificador óptico como um sistema de dois níveis (banda de valência e banda de condução), sem interação entre si, com energias de transição estendendo-se sobre todo o intervalo das bandas de valência e de condução. Consideráveis simplificações podem ser feitas ao assumir-se a largura dos pulsos como muito maior que o tempo de relaxação intrabandas. Para essa aproximação, a equação de taxa que explicita a resposta do SOA para a densidade de portadores é dada por [9]:

$$\frac{\partial N(z, t)}{\partial t} = D_{if} \nabla^2 N(z, t) + \frac{I}{qV} - \frac{N(z, t)}{\tau_c} - \frac{a(N(z, t) - N_o)}{\hbar\omega_o} |\vec{E}|^2, \quad (2.17)$$

em que:

$D_{if}$  - coeficiente de difusão;

$V$  - volume da região ativa;

$q$  - carga do elétron;

$\tau_c$  - tempo de vida dos portadores para transição entre os níveis;

$\hbar\omega_o$  - energia do fóton;

$I$  - corrente de polarização.

A Eq. (2.17) mostra que a variação temporal da densidade de portadores depende de quatro termos, explicitados no lado direito da equação. O primeiro é devido à difusão de portadores, o segundo é devido à injeção de portadores via corrente de polarização, o terceiro é devido ao consumo de portadores via emissão espontânea e por emissões não radiativas, e o último devido à emissão estimulada pelos fótons associados ao campo elétrico.

Inerente a qualquer componente presente em sistemas de comunicação, o ruído está também presente nos amplificadores ópticos. Desta maneira, tais dispositivos degradam a relação sinal-ruído dos sinais que amplificam. Emissões espontâneas estão presentes nos amplificadores em maiores ou menores intensidades (a depender das condições de operação) e são geradoras de um tipo de ruído que é adicionado ao sinal amplificado. O próprio ruído oriundo das emissões espontâneas é amplificado no interior da cavidade (ruído ASE). Neste processo ocorre consumo de portadores que poderiam ser utilizados na amplificação, o que acarreta redução no ganho do amplificador.

Assumindo que as dimensões transversais e longitudinais do guia são, respectivamente, muito menores e muito maiores que o comprimento de difusão, pode-se desprezar o

primeiro termo do lado direito da Eq. (2.17), que fica:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_o} |\vec{A}|^2. \quad (2.18)$$

Assumindo o ganho  $g$  como uma função linear de  $N$  [9], tem-se:

$$g = \Gamma a (N - N_o), \quad (2.19)$$

e pode-se, a partir da Eq. (2.18), encontrar a equação de taxa para o ganho:

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_o - g}{\tau_c} - \frac{g |\vec{A}|^2}{E_{sat}}, \quad (2.20)$$

com

$$E_{sat} = \frac{\hbar\omega_o W d}{\Gamma a} \quad (2.21)$$

e

$$g_o = \Gamma a N_o \left[ \left( \frac{I \tau_c}{q N_o V} \right) - 1 \right]. \quad (2.22)$$

Em que:

$E_{sat}$  - energia de saturação;

$W$  - largura da cavidade ativa;

$d$  - espessura da cavidade ativa;

$g_o$  - ganho para pequenos sinais.

As Eqs. (2.15) e (2.20) podem ser simplificadas ao adotar-se um sistema de referência que se movimenta em relação ao amplificador com velocidade igual a velocidade do pulso [9], deste modo:

$$\tau = t - \frac{z}{v_g}. \quad (2.23)$$

Separando a amplitude e a fase do pulso, tem-se:

$$A(z, \tau) = \sqrt{P} \exp(j\theta), \quad (2.24)$$

em que  $P(z, \tau)$  e  $\theta(z, \tau)$  são, respectivamente, a potência e a fase do pulso.

Relacionando as Eqs. (2.15) e (2.20) com as Eqs. (2.19) e (2.24), encontra-se:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P. \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial z} = -\frac{1}{2}\beta_c g. \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_o - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}}. \quad (2.27)$$

A Eq. (2.26) modela a auto-modulação de fase (SPM - *self-phase modulation*). O pulso modula sua própria fase como consequência da saturação do ganho.

As Eqs. (2.25), (2.26) e (2.27) podem ser resolvidas analiticamente para  $\alpha_{int} \ll g$  [9, 10]. Deste modo, será assumido  $\alpha_{int} = 0$ . Para esta condição, a integração das Eqs. (2.25), (2.26) e (2.27) ao longo do comprimento do amplificador fornecem:

$$P_{out}(\tau) = P_{in}(\tau) \exp(h(\tau)). \quad (2.28)$$

$$\theta_{out}(\tau) = \theta_{in}(\tau) - \frac{1}{2}\beta_c h(\tau). \quad (2.29)$$

A função  $h(\tau)$  é definida como:

$$h(\tau) = \int_0^L g(z, \tau) dz. \quad (2.30)$$

Integrando a Eq. (2.27) ao longo do comprimento do amplificador e utilizando a Eq.

(2.25) para eliminar o produto  $gP$ , tem-se  $h(\tau)$  como solução para a seguinte equação diferencial:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g_o L - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp(h) - 1]. \quad (2.31)$$

A Eq. (2.31) explicita o comportamento de  $h(\tau)$  para sinais variantes no tempo. Através deste pode-se também determinar um parâmetro de interesse prático, o ganho do amplificador.

## 2.4 Não Linearidades em SOAs

Como foi visto, ao se operar o amplificador óptico a semiconductor (SOA) com um sinal de entrada alto o suficiente de modo a atingirem-se níveis de saturação, a densidade de portadores varia significativamente, provocando a variação do ganho e do índice de refração da cavidade. Tal comportamento é não linear, causando efeitos indesejáveis, principalmente no que se refere à amplificação simultânea e à mistura de canais em sistemas FDM (*frequency division multiplexing*) e WDM (*wavelength division multiplexing*). Entre estes efeitos estão a saturação do ganho, a interferência induzida por saturação (*saturation-induced crosstalk* - SI) e a interferência induzida pela modulação da densidade de portadores (*carrier-modulation-induced crosstalk* - CMI). A saturação do ganho de um determinado canal, provocada pela presença de outros canais, ocorre independente da separação entre eles e degrada a relação sinal-ruído do canal. Como solução para este problema, procuram-se maneiras de operar o SOA longe da saturação [11].

A operação linear do SOA pode ser conseguida através da adição de uma componente à corrente de polarização do amplificador. Esta componente será dependente do sinal óptico de entrada. Com isso mantém-se o ganho praticamente constante. Alternativamente, consegue-se a operação linear do SOA em sistemas multicanais através da injeção de um sinal óptico de bombeio com menor comprimento de onda (maior energia) que os

das portadoras dos canais, na região ativa do dispositivo. A modulação da densidade de portadores é minimizada já que o sinal de bombeio fornece a inversão de população necessária para suprimir a queima excessiva de portadores, devido à amplificação de múltiplos canais, tornando o ganho praticamente constante. Este procedimento caracteriza o chamado SOA de ganho grampeado (*gain-clamped SOA*) [12].

Apesar de apresentarem efeitos indesejáveis na amplificação multicanal, essas não-linearidades têm sido identificadas como fontes potenciais para a obtenção de funções, que serão aplicadas principalmente no processamento de sinais no domínio óptico. Entre elas estão a conversão de comprimento de onda, a multiplexação e a demultiplexação óptica, a regeneração 2R (*regeneration & reshape*), a regeneração 3R (*regeneration, retiming & reshape*) [13], a recuperação de relógio, o chaveamento espacial e temporal e a compensação da dispersão. Tais funções baseiam-se em efeitos não lineares como a auto-modulação de fase (SPM - *self-phase modulation*) [9], a modulação cruzada de ganho (XGM - *cross gain modulation*) [14], a modulação cruzada de fase (XPM - *cross phase modulation*) [15] e a mistura de quatro ondas (FWM - *four wave mixing*) [16].

As não-linearidades podem ser classificadas como efeitos interbandas (associados às mudanças na concentração de elétrons nas bandas de valência e de condução), e efeitos intrabanda (efeitos associados às mudanças na distribuição de energia dos elétrons dentro da própria banda) [12].

### 2.4.1 Efeitos Interbandas

Quando um sinal com alta potência incide na cavidade semicondutora, o ganho (ou a absorção) pode sofrer saturação. Isso ocorre por que há um número finito de estados possíveis na banda de condução do dispositivo. A saturação do ganho (ou da absorção) denota a ocupação (ou desocupação) destes estados. A Fig. 2.2 explicita o comportamento do ganho/absorção da cavidade com a densidade de portadores. Tal característica já foi utilizada na implementação de chaveamento óptico [11], através da utilização de um

dispositivo de duas seções, uma de ganho seguida por uma de absorção.

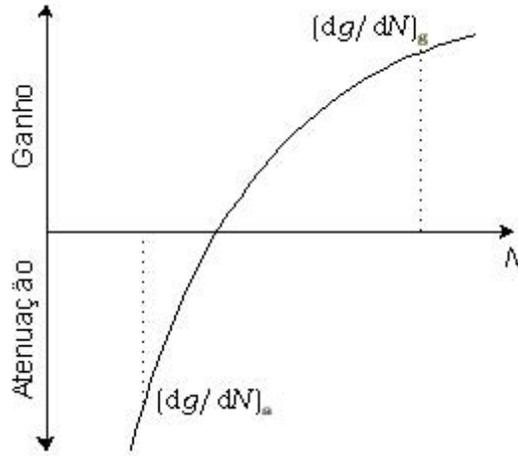


Fig. 2.2: Comportamento do ganho em função do número de portadores na saturação.

Outro efeito observado é a mudança de fase induzida, já citado anteriormente. Associado à saturação do ganho, existe um processo 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 [11]. A Eq. (2.32) é uma aproximação linear da variação do índice de refração com a concentração de portadores:

$$n = n_b - g_o \left( \frac{dn/dN}{dg/dN} \right) \frac{P/P_{sat}}{1 + P/P_{sat}} \quad (2.32)$$

em que:

$n_b$  - 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, sendo que esta pode ser convenientemente utilizada através de configurações interferométricas. Esta característica já foi utilizada na obtenção de um acoplador direcional não-linear ativo [12] e em auto-roteadores de pulsos óticos que utilizam SOAs na configuração laço-espelho [11]. Uma configuração semelhante, que se

utiliza da mesma característica, é o SLALOM (*semiconductor laser amplifier in a loop mirror*) [12]. Tal configuração já foi utilizada para regeneração de pulsos, como porta de decisão para retemporização totalmente óptica, e em decodificação e demultiplexação temporal [11].

A conversão em comprimento de onda é outra aplicação baseada em efeitos não-lineares interbanda como a modulação cruzada de ganho (XGM) e a modulação cruzada de fase (XPM). Suas propriedades dinâmicas dependem diretamente do tempo de vida efetivo dos portadores  $\tau_{eff}$ . Combinando altas correntes de polarização a moderadas potências de entrada ( $mW$ ) pode-se reduzir consideravelmente o tempo de vida dos portadores. Para isso, a potência óptica deve estar presente continuamente ou em alta frequência, de maneira que a população de portadores não consiga restaurar seu valor significativamente em relação ao valor de saturação [11]. Tal princípio é utilizado para obter respostas rápidas na conversão em comprimento de onda via XGM, objeto de estudo deste trabalho. Altas taxas já foram conseguidas [2] e aspectos importantes desta funcionalidade serão vistos mais à frente.

## 2.4.2 Efeitos Intrabanda

Para pulsos cuja largura é muito menor que o tempo de vida dos portadores, a saturação do ganho é determinada pela energia de saturação  $E_{sat}$ , explicitada na Eq.(2.21), que possui valores típicos da ordem de picojoules. Nestas condições o ganho do amplificador não depende da largura do pulso [11]. Entretanto, para larguras de pulsos da ordem de picosegundos, observa-se, experimentalmente, que a energia de saturação não é mais dada pela relação mostrada na Eq.(2.21) e é dependente da largura do pulso. Esse fato foi satisfatoriamente explicado através de um modelo teórico que inclui dois processos intrabanda: o aquecimento de portadores (*carrier heating*) e a queima espectral de lacunas (*spectral hole-burning*). Estes processos modificam a distribuição dos portadores nas bandas de energia mas não lhes altera a concentração.

Um caso interessante ocorre para amplificadores operando na corrente de transparência, já que para esta condição a não-linearidade inter-bandas desaparece em função do maior tempo de vida da densidade de portadores. Resultados experimentais indicam que um índice de refração dependente da intensidade do sinal, com um coeficiente de não-linearidade da ordem de  $10^{-11} \text{ cm}^2\text{W}^{-1}$ , pode ser obtido [11]. Além disso, mudanças instantâneas no índice podem ser observadas para pulsos com larguras da ordem de 10 ps [12]. Apesar não haver ainda explicações detalhadas para o mecanismo físico envolvido no processo, sabe-se que a dinâmica dos portadores dentro da banda está envolvida. Tais efeitos já foram explorados na obtenção de acopladores direcionais ativos [11].

## 2.5 Conversores Ópticos

Como componentes promissores para as redes totalmente ópticas, conversores totalmente ópticos são dispositivos onde a informação contida em uma portadora óptica é transferida a um novo comprimento de onda, sem passagem pelo domínio elétrico. Ganha-se, com estes conversores, maior capacidade e flexibilidade, tornando possível a reutilização dos comprimentos de onda, facilidade muito conveniente em redes onde seu número é limitado [3]. A partir dos conversores ópticos, pode-se também bloquear determinados comprimentos de onda, o que permite um gerenciamento menos centralizado da rede.

A capacidade dos sistemas WDM é limitada pelo número de canais que podem ser empregados, pelo congestionamento de comprimentos de onda e por requisitos característicos de cada sistema. O número de comprimentos de onda na rede WDM determina o número de canais independentes [17]. Apesar desse número ser grande o suficiente para atender a demanda de informação, pode não ser grande o suficiente para suportar o número de nós. Neste caso a probabilidade de bloqueio cresce em função da possibilidade de contenção de comprimentos de onda. Ou seja, o desempenho e a velocidade geral da rede caem porque, apesar de haver banda suficiente para a transmissão da informação, não há, ainda que momentaneamente, como alocar o comprimento de onda que está sendo utilizado naquele

momento, o que ocasiona atrasos. Uma forma de solucionar este problema é converter os comprimentos de onda dos sinais que se deseja transmitir para outros comprimentos de onda.

O benefício da conversão em comprimento de onda varia com a arquitetura e com o tráfego da rede. Uma rede pequena pode não precisar de conversores e não ter altas taxas de bloqueio. Já uma rede grande, com considerável tráfego, será amplamente beneficiada com a conversão. Geralmente o benefício cresce com o crescimento do tráfego.

Muitas técnicas para obtenção de conversores de comprimento de onda foram propostas [18]. A solução mais direta foi o conversor eletroóptico. Nele o sinal de informação é lido por um detector, convertido para o domínio elétrico, onde sofre amplificação, resincronização e reformatação, e então entregue a um laser que retransmite o sinal no comprimento de onda de interesse. Tal sistema apresenta além da conversão, a vantagem de reamplificar, retemporizar e reformatar o sinal, resultando em um 3R completo. Entretanto este sistema apresenta maior complexidade de implementação, limitações de velocidade impostas pela eletrônica envolvida sendo também dispendioso no que diz respeito a custo e consumo de potência. Tais limitações estimularam a implementação de conversores totalmente ópticos.

Os conversores de comprimento de onda podem ser agrupados em três categorias principais [17]. A primeira categoria está relacionada com o desempenho do conversor, incluindo eficiência (quanto da profundidade de modulação é transferido à outra portadora), largura de banda de conversão (a faixa de frequências sobre a qual o conversor opera e sua eficiência dentro desta faixa), taxa de transmissão limite e transparência à modulação.

A segunda categoria é a de configuração e está relacionada com a implementação dos conversores. Estão incluídos nesta categoria a dependência com a polarização do sinal, a necessidade da filtragem, a estabilidade e os requisitos de controle do sistema.

A terceira categoria trata da qualidade do sinal, da figura de ruído do conversor, do

gorjeio, das distorções na amplitude e na razão de extinção. As características incluídas nesta categoria determinam o desempenho em relação a taxa de erro, e conseqüentemente, a possibilidade de cascadeamento de conversores.

Como qualquer componente presente nas redes de transmissão, os requisitos exigidos aos conversores serão dependentes dos sistemas nos quais estão inseridos. De maneira geral algumas das características requeridas a um conversor óptico são transparência à taxa de bits, relação de extinção sem degradação, alta relação sinal-ruído na saída (o que permite cascadear dispositivos), níveis de sinal de entrada moderados, larga faixa de comprimentos de onda de operação (tanto na entrada como na saída), conversão para o mesmo comprimento de onda (possibilidade de não conversão), insensibilidade à polarização e simples implementação.

A conversão em comprimento de onda tem sido amplamente estudada pelas facilidades que podem agregar às futuras redes. Conversores baseados em amplificadores ópticos a semicondutor são particularmente interessantes por sua capacidade de integração e por sua implementação quase sempre mais simples. Nestes, a conversão, no domínio totalmente óptico, é conseguida através de efeitos não-lineares como XGM, XPM e FWM.

## 2.6 Modulação Cruzada de Ganho (XGM)

O princípio da modulação cruzada de ganho (XGM) é demonstrado na Fig. 2.3. Um sinal modulado em amplitude, de comprimento de onda  $\lambda_1$ , é injetado em um amplificador e modula o ganho do SOA devido à sua saturação. Um segundo sinal, de onda contínua (CW), em um comprimento de onda  $\lambda_2$  previamente escolhido, é também injetado no amplificador. Este sinal é então modulado pela variação do ganho do SOA. Desta maneira, o sinal de saída em  $\lambda_2$  terá a mesma informação que o sinal em  $\lambda_1$  (com inversão de fase). Um filtro na saída do SOA pode eliminar o sinal em  $\lambda_1$ . O esquema contra-propagante permite que o sinal de entrada seja convertido em um sinal de mesmo comprimento de onda (possibilitando a não conversão). Neste caso, o filtro não é utilizado. Nos dois casos,

o sinal de saída aparece invertido (defasado de 180 graus) com relação ao sinal de entrada [15],[19].

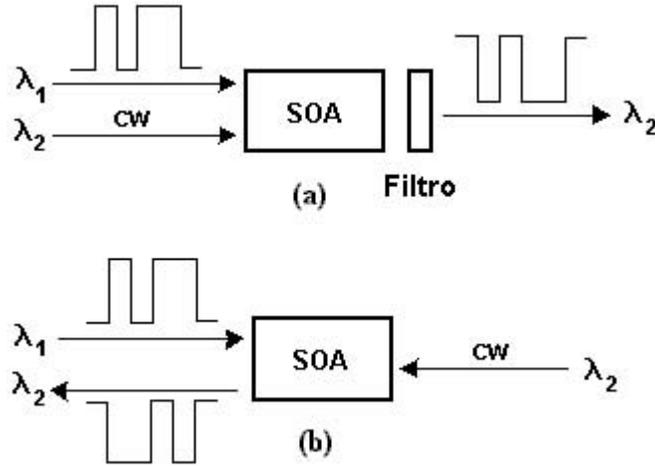


Fig. 2.3: (a) Esquema XGM co-propagante. (b) Esquema XGM contra-propagante.

### 2.6.1 Análise para Pequenos Sinais

Admitindo a situação em que dois ou mais feixes ópticos incidem sobre a mesma face de um SOA, considera-se que um destes sinais (neste caso será considerado o sinal em  $\lambda_1$ ) é modulado em intensidade e os outros são sinais de onda contínua. Assumindo que há potência suficiente para saturação, o ganho do amplificador será modulado pelo sinal em  $\lambda_1$  e através do ganho do amplificador, a informação contida neste sinal será transferida aos outros comprimentos de onda.

Nesta análise, só os feixes co-propagantes são avaliados e não se leva em conta o ruído ASE. Partindo-se da equação de taxa [20], tem-se o comportamento da densidade de portadores  $N(z, t)$  dentro do amplificador:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - R(N) - \sum_i (N - N_{o,i}) \frac{Y_i(z, t)}{E_{sat,i}}, \quad (2.33)$$

onde:

$Y_i(z, t)$  - potência instantânea do  $i$ -ésimo sinal (comprimento de onda  $\lambda_i$ );

$N_{o,i}$  - densidade de portadores necessária a transparência do  $i$ -ésimo sinal;

$z$  - direção de propagação;

$R$  - taxa de recombinação espontânea;

$V$  - volume da região ativa;

$I$  - corrente injetada no amplificador;

$N_{o,i}$  - densidade de portadores necessária à transparência do  $i$ -ésimo feixe.

$E_{sat,i}$  - energia de saturação do  $i$ -ésimo feixe.

A taxa de recombinação 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.

A energia de saturação é dada por:

$$E_{sat,i} = \frac{A_{ef}\hbar\omega_i}{a_i\Gamma}, \quad (2.34)$$

em que:

$A_{ef}$  - área da região ativa (efetiva);

$\Gamma$  - fator de confinamento (assumido o mesmo para todos os feixes);

$\hbar\omega_i$  - energia do fóton.

Sabendo que  $g_i = a_i(N - N_o)$ , a propagação da potência dentro do amplificador é dada por:

$$\frac{\partial Y_i}{\partial z} = [\Gamma a_i (N - N_{o,i}) - \alpha_{int}] Y_i. \quad (2.35)$$

Já que deseja-se conhecer o comportamento relativo à transferência de modulação de uma portadora à outra, pode-se escrever as potências ópticas dos sinais na forma:

$$Y_i = P_i + p_i, \quad (2.36)$$

em que:

$P_i$  - potência do  $i$ -ésimo sinal (para o caso estático);

$p_i$  - sinal de perturbação (modulação) do  $i$ -ésimo sinal.

Adota-se assim, para pequenos sinais, uma linearização onde a variação temporal é vista como uma perturbação em torno do ponto de operação.

De forma similar, a densidade de portadores é escrita como:

$$N = N_e + n_p, \quad (2.37)$$

em que:

$N_e$  - densidade de portadores para o caso estático;

$n_p$  - densidade de portadores de acréscimo (ou decréscimo) devido à perturbação.

Reescrevendo a Eq. (2.33), para o caso estático, tem-se:

$$0 = \frac{I}{qV} - R(N_e) - \sum_i (N_e - N_{o,i}) \frac{P_i}{E_{sat,i}}. \quad (2.38)$$

E para pequenos sinais:

$$\frac{\partial n_p}{\partial t} = -\frac{n_p}{\tau_c} - \sum_i \frac{[(N_e - N_{o,i}) p_i + n_p P_i]}{E_{sat,i}}, \quad (2.39)$$

em que  $\frac{1}{\tau_c} = \frac{\partial R}{\partial N} \approx A_{nr} + 2BN_e + 3CN_e^2$  representa o tempo de vida dos portadores para pequenos sinais.

Considerando a variação do sinal com o tempo do tipo senoidal, com frequência angular  $\omega$  para todos os sinais, pode-se escrever:

$$n_p = \frac{-\sum_i (N_e - N_{o,i}) \frac{P_i}{E_{sat,i}}}{\frac{1}{\tau_c} + \sum_i \frac{1}{\tau_{s,i}} + j\omega}, \quad (2.40)$$

na qual a contribuição de cada feixe ao tempo de vida das emissões estimuladas é dada por  $\frac{1}{\tau_s} = \frac{P_i}{E_{sat,i}}$  e, conseqüentemente, varia com  $z$ .

Para a potência estática do sinal, o comportamento ao longo do dispositivo é dado por:

$$\frac{\partial P_i}{\partial z} = [\Gamma a_i (N_e - N_{o,i}) - \alpha_{int}] P_i. \quad (2.41)$$

De maneira similar, através da substituição das Eqs. (2.36),(2.37) e (2.40), na Eq. (2.35), tem-se o comportamento do sinal de perturbação ao longo de  $z$ :

$$\frac{\partial}{\partial z} (P_i + p_i) = [\Gamma a_i (N_e + n_p - N_{o,i}) - \alpha_{int}] (P_i + p_i), \quad (2.42)$$

$$\frac{\partial p_i}{\partial z} = [\Gamma a_i (N - N_{o,i}) - \alpha_{int}] p_i + \Gamma P_i a_i n_p. \quad (2.43)$$

Para uma determinada posição no amplificador, a solução para o caso estático, Eqs. (2.38) e (2.41), fornece a densidade de portadores, e a densidade local de fótons, permitindo o cálculo do ganho e do tempo de vida dos portadores.

A magnitude da perturbação para a população de portadores é governada pela Eq. (2.40), que descreve a resposta da densidade de portadores devido à amplificação dos sinais de perturbação. A Eq. (2.40) fornece também a frequência de corte (3 dB) dada por  $\frac{\sqrt{3}}{2\pi\tau_{eff}}$ , onde o tempo de vida efetivo local  $\tau_{eff}$  é dado por:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1}{\tau_c} + \sum_i \frac{1}{\tau_{s,i}}. \quad (2.44)$$

Pode-se imaginar que o mesmo limite em frequência se aplica ao mecanismo de conversão em comprimento de onda. Entretanto, medidas experimentais mostram outro

comportamento [15]. Considerações sobre a Eq. (2.43), mostram que seu último termo, que representa o acoplamento da componente de onda contínua na componente de sinal variante no tempo, age de forma a comprimir o ganho para baixas frequências. Para altas frequências a densidade de portadores não consegue acompanhar a variação do sinal, deste modo, a compressão é removida [20]. Este efeito tende a aumentar a largura de banda além daquela que é determinada pelo denominador da Eq. (2.40). Tal efeito, relacionado à propagação dos sinais dentro do amplificador óptico a semiconductor, aumenta a largura de banda de conversão, tornando o conversor óptico baseado em SOAs apto a operar em maiores taxas. A discrepância no valor da largura de banda calculado pela Eq. (2.44) e o valor medido experimentalmente ocorre porque a relação entre o tempo de vida efetivo dos portadores e a largura de banda só é válida localmente. A resposta do SOA à modulação deve considerar a evolução longitudinal dos sinais no dispositivo. Considerações adicionais, relativas a largura de banda de conversão, serão feitas mais adiante.

De modo a facilitar a análise, e sem perder generalidade, supõe-se agora que apenas dois feixes incidem sobre o SOA. Deste modo, pode-se escrever:

$$P_T(z) = P_1(z) + P_2(z), \quad (2.45)$$

$$p_T(z) = p_1(z) + p_2(z). \quad (2.46)$$

Assume-se que o sinal em  $\lambda_1$  é o sinal modulado e que o sinal em  $\lambda_2$  é um sinal de onda contínua. Assumindo também que o ganho  $g$  é igual para os dois sinais, pode-se reescrever a Eq. (2.41) como:

$$\frac{\partial P_i}{\partial z} = (g - \alpha_{int}) P_i. \quad (2.47)$$

Substituindo a Eq. (2.40) na Eq. (2.43) e escrevendo a nova equação em função da potência de saturação (parâmetro mais utilizado), tem-se:

$$\frac{\partial p_i}{\partial z} = (g - \alpha_{int})p_i - \left( \frac{\frac{gP_i}{P_{sat}}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right) p_T, \quad (2.48)$$

em que  $P_{sat}$  representa a potência de saturação do amplificador, assumida a mesma para os dois sinais.

Na Eq. (2.48),  $i = 1, 2$  e na Eq. (2.47)  $i = 1, 2$  e  $T$ . O coeficiente de ganho na saturação é dado por:

$$g = \frac{\Gamma g_o}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}}. \quad (2.49)$$

Na análise, os parâmetros  $g_o$  e  $\Gamma$  também são assumidos iguais para ambos os sinais.

A solução da Eq. (2.47) é dada por:

$$P_i(z) = P_i(0) \exp \left( \int_0^z (g - \alpha_{int}) dz \right) \quad (2.50)$$

Somando-se a Eq. (2.48) para  $i = 1$  e  $2$ , tem-se:

$$\frac{\partial p_T}{\partial z} = (g - \alpha_{int})p_T - \left( \frac{\frac{gP_T}{P_{sat}}}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right) p_T. \quad (2.51)$$

A Eq. (2.51) tem como solução:

$$p_T(z) = p_T(0) \exp \left( \int_0^z (g - \alpha_{int}) dz - \int_0^z \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz \right). \quad (2.52)$$

Integrando a Eq. (2.48) de 0 a  $L$  (comprimento da cavidade), tem-se:

$$p_i(L) = G \left[ p_i(0) - \int_0^L \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_i}{P_{sat}} p_T(z) \exp \left( - \int_0^z (g - \alpha_{int}) dz \right) dz \right], \quad (2.53)$$

onde  $G$  representa o ganho saturado do amplificador e é expresso por:

$$G = \exp\left(\int_0^L (g - \alpha_{int})dz\right). \quad (2.54)$$

Substituindo a Eq. (2.52) na Eq. (2.53), tem-se:

$$p_i(L) = G \left[ p_i(0) - \int_0^L \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_i}{P_{sat}} p_T(0) \exp(-K(z)) dz \right], \quad (2.55)$$

com

$$K(z) = \int_0^z \frac{g}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \frac{P_T}{P_{sat}} dz. \quad (2.56)$$

Através da Eq. (2.50) percebe-se que a razão  $\frac{P_i(z)}{P_T(z)}$  não depende de  $z$ . Substituindo  $P_i = \frac{P_T P_i(0)}{P_T(0)}$  na Eq. (2.53) tem-se:

$$pi(L) = G \left[ p_i(0) - \frac{P_i(0)p_T(0)}{P_T(0)} \int_0^L \frac{dK(z)}{dz} \exp(-K(z)) dz \right], \quad (2.57)$$

$$p_i(L) = G \left[ p_i(0) - \frac{P_i(0)p_T(0)}{P_T(0)} F(L) \right], \quad (2.58)$$

em que:

$$F(L) = 1 - \exp(-K(L)). \quad (2.59)$$

O ganho de conversão é definido como a razão entre o índice de modulação em  $\lambda_2$  na saída e o índice de modulação em  $\lambda_1$  na entrada do amplificador [21]. Matematicamente tem-se:

$$G_{XGM} = \left| \frac{\frac{p_2(L)}{P_2(L)}}{\frac{p_1(0)}{P_1(0)}} \right|. \quad (2.60)$$

Na entrada do dispositivo, o sinal em  $\lambda_2$  não possui modulação, logo  $p_2(0) = 0$  e  $p_T(0) = p_1(0)$ . Considerando que  $P(L) = GP(0)$ , pode-se reescrever a Eq. (2.60) da

seguinte forma:

$$G_{XGM} = \left| \frac{P_1(0)}{P_T(0)} F(L) \right|. \quad (2.61)$$

Substituindo a Eq. (2.49) na Eq. (2.47), para  $i = T$ , tem-se:

$$\frac{dP_T}{dz} = \Gamma g_o \left( \frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}} - \xi \right) P_T, \quad (2.62)$$

em que  $\xi = \frac{\alpha_{int}}{\Gamma g_o}$  é a perda interna normalizada do guia. Resolvendo a Eq. (2.62) para  $dz$ , tem-se:

$$\Gamma g_o dz = \left( \frac{1 + \frac{P_T}{P_{sat}}}{1 - \xi \left( 1 + \frac{P_T}{P_{sat}} \right)} \right) \frac{dP_T}{P_T}. \quad (2.63)$$

Integrando-a de 0 a  $L$ , encontra-se:

$$\ln \left( \frac{1 - \xi \left( 1 + \frac{P_T(0)}{P_{sat}} \right)}{1 - \xi \left( 1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} \right)} \right) = \xi \ln \left( \frac{G_o}{G} \right), \quad (2.64)$$

em que  $G = P_T(L)/P_T(0)$  (Eqs. (2.50) e (2.54)) e  $G_o$  é o ganho não saturado do amplificador, dado por:

$$G_o = \exp(\Gamma g_o(1 - \xi)L). \quad (2.65)$$

Substituindo a Eq. (2.63) na Eq. (2.56), e utilizando-se das Eqs. (2.49) e (2.64), tem-se:

$$K(L) = \frac{1}{1 - j\omega\tau_c \xi} \left[ \xi \ln \left( \frac{G_o}{G} \right) - \ln \left( 1 - \frac{\frac{(G-1)P_T(0)}{P_{sat}}}{1 + \frac{GP_T(0)}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right) \right]. \quad (2.66)$$

A Eq. (2.50) pode ser facilmente resolvida para  $P_T(0)$ , deste modo o ganho de conversão pode ser calculado através das Eqs. (2.61) e (2.66) para qualquer ganho saturado  $G$  [21].

## 2.6.2 Análise para grandes sinais

Considerando a mesma situação apresentada anteriormente, na qual dois sinais incidem sobre a mesma face de um SOA, tem-se, para um sistema de referência (com  $t = t' - z/v_g$ ), as equações para a variação da potência e da densidade de portadores dentro do amplificador dadas por [22]:

$$\frac{dP_i}{dz} = \Gamma a_i (N - N_{o,i}) P_i \quad (2.67)$$

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{N}{\tau_c} - a_1 (N - N_{o,1}) \frac{P_1}{\hbar \omega_o A_{ef}} - a_2 (N - N_{o,2}) \frac{P_2}{\hbar \omega_o A_{ef}} + \frac{I}{qV} \quad (2.68)$$

A solução para a Eq. (2.67) é dada por:

$$P_i(t, z) = P_i(t, 0) \exp(\Gamma a_i (\gamma(t, z) - N_{o,i} z)), \quad (2.69)$$

com:

$$\gamma(z, t) = \int_0^z N(t, z') dz'. \quad (2.70)$$

Integrando a Eq. (2.67) em  $z$  tem-se:

$$\int_0^z a_i (N - N_{o,i}) P_i dz' = \frac{1}{\Gamma} [P_i(t, z) - P_i(t, 0)]. \quad (2.71)$$

Integrando os dois lados da Eq. (2.68) ao longo de  $z$  e utilizando a Eq. (2.71), pode-se escrever:

$$\frac{d\gamma}{dt} = -\frac{\gamma - \gamma_o}{\tau_c} - \frac{1}{\Gamma \hbar \omega_o A_{ef}} [(P_1(t, z) - P_1(t, 0)) + (P_2(t, z) - P_2(t, 0))], \quad (2.72)$$

com  $\gamma_o = \frac{\tau_c I z}{qV}$ .

Substituindo a Eq. (2.69) na Eq. (2.72), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\gamma}{dt} = & - \frac{\gamma - \gamma_o}{\tau_c} - \frac{1}{\Gamma \hbar \omega_o A_{ef}} [\exp(\Gamma a_1(\gamma - z N_{o,1})) - 1] P_1(t, 0) \\ & - \frac{\tau_c}{\Gamma \hbar \omega_o A_{ef}} [\exp(\Gamma(a_2 \gamma - z N_{o,2})) - 1] P_2(t, 0) \end{aligned} \quad (2.73)$$

A fase do sinal convertido, assumindo um sinal de entrada em  $\lambda_2$  de onda contínua, é dada por [22]:

$$\theta_2(t, z) = -\frac{\beta_c}{2} \Gamma a_2 [\gamma_2(t, z) - z N_{o,2}]. \quad (2.74)$$

As Eqs. (2.69), (2.73) e (2.74) descrevem a modulação cruzada de ganho para grandes sinais. Deve-se atentar que na análise não foram consideradas as perdas internas.

Considerando um sinal de entrada modulado, representado por:

$$P_i(t) = P_i + \Delta P_i \exp(-j\omega t) + \Delta P_i^* \exp(j\omega t). \quad (2.75)$$

A densidade de portadores pode então ser escrita como:

$$\gamma = \gamma_s + \Delta \gamma \exp(-j\omega t) + \Delta \gamma^* \exp(j\omega t). \quad (2.76)$$

Sabe-se que  $\Delta P_2 = 0$  na entrada do amplificador (onda contínua). Através da expansão de primeira ordem da Eq. (2.73), tem-se:

$$\Delta P_1(z, \omega) = G_1 \Delta P_1 - \frac{\frac{G_1 P_1 (G_1 - 1) \Delta P_1}{P_{sat,1}}}{-j\omega \tau_c + 1 + \frac{G_1 P_1}{P_{sat,1}} + \frac{G_2 P_2}{P_{sat,2}}} \quad (2.77)$$

$$\Delta P_2(z, \omega) = -\frac{\frac{G_2 P_2 (G_1 - 1) \Delta P_1}{P_{sat,2}}}{-j\omega \tau_c + 1 + \frac{G_1 P_1}{P_{sat,1}} + \frac{G_2 P_2}{P_{sat,2}}} \quad (2.78)$$

A resposta em frequência para pequenos sinais é dada pela Eq. (2.78), sendo:

$$T(\omega) = -\frac{\frac{G_2 P_2 (G_1 - 1) \Delta P_1}{P_{sat,2}}}{-j\omega + \frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_{s,1}} + \frac{1}{\tau_{s,2}}}, \quad (2.79)$$

com:

$$\tau_s = \frac{\tau_c A_{ef} \hbar \omega_o}{a_i P_i}. \quad (2.80)$$

Um efeito que pode ser demonstrado é o do aumento da velocidade de resposta (geral) do SOA quando é feito cascadeamento. Definindo:

$$\Delta P_s = \Delta P_1 + \Delta P_2. \quad (2.81)$$

$$\Delta p_d = \frac{\Delta P_1}{P_1} - \frac{\Delta P_2}{P_2}. \quad (2.82)$$

Assumindo  $G_1 = G_2 = G$  e  $P_{s,1} = P_{s,2} = P_s$ , tem-se através das Eqs. (2.77) e (2.78):

$$\Delta P_s(z, \omega) = G \left( \frac{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c}{1 + \frac{GP_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right) \Delta P_s(0, \omega). \quad (2.83)$$

$$\Delta p_d(z, \omega) = G \Delta p_d(0, \omega), \quad (2.84)$$

com  $P_T = P_1 + P_2$ .

Após  $m$  SOAs cascadeados com atenuadores com perda  $\alpha = 1/G$  entre eles, a potência de modulação de saída pode ser calculada relacionando as Eqs. (2.83) e (2.84)  $m$  vezes [22]. Desta maneira, tem-se:

$$\Delta P_s^{(m)} = \left[ \frac{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c}{1 + \frac{GP_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right]^m \Delta P_s^{(0)}. \quad (2.85)$$

$$\Delta p_d^{(m)} = \Delta p_d^{(0)} \quad (2.86)$$

em que  $\Delta P_{s,d}^{(0)}$  e  $\Delta P_{s,d}^{(m)}$  são  $\Delta P_{s,d}$  no início e após  $m$  amplificadores seguidos de  $m$  atenuadores na cascata, respectivamente.

A resposta em frequência para o XGM, sabendo que na entrada do amplificador (primeiro da cascata) apenas  $P_1$  é modulado, é dada por:

$$T_m(\omega) = \frac{P_2}{P_T} \left[ \left( \frac{1 + \frac{P_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c}{1 + \frac{GP_T}{P_{sat}} - j\omega\tau_c} \right)^m - 1 \right]. \quad (2.87)$$

A análise da Eq. (2.87) no limite ( $m \rightarrow \infty$ ) e considerando algumas aproximações, fornece a frequência de 3 dB, dada por [22]:

$$F_{3dB} = \frac{m(G-1)P_T}{\pi\tau_c P_{sat}} \quad (2.88)$$

A Eq. (2.88) mostra que há uma dependência linear entre a largura de banda de conversão com o número de SOAs cascadeados. Entretanto, para grandes sinais, a máxima taxa de transmissão dependerá do número de amplificadores cascadeados, e do formato do pulso. Em altas taxas outros efeitos (como o aquecimento de portadores e a queima espectral de lacunas) devem ser considerados [22],[23]. Em uma implementação prática de SOAs em cascata, apesar do ganho (aumento) em relação à largura de banda de conversão, deve-se atentar para algumas penalidades advindas desta configuração. Quanto maior o número de amplificadores, maior será o ruído ASE, o que acarreta degradação na relação sinal-ruído do sinal de saída. Num sistema de comunicação real, todos estes aspectos devem ser considerados.

### 2.6.3 Largura de Banda de Conversão

Os conversores ópticos devem ser capazes de responder às altas taxas de transmissão previstas nas futuras redes. Deste modo, é importante ter um bom entendimento das limitações relativas a largura de banda de conversão, bem como identificar os parâmetros que podem aumentá-la.

A conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho se baseia nas recombinações inter-bandas, logo a velocidade de conversão é determinada pela dinâmica dos portadores. Inicialmente acreditava-se que a largura de banda de conversão estava limitada pelo tempo de vida efetivo dos portadores de carga. Entretanto, medidas experimentais [15] mostraram que este método possui largura de banda de conversão significativamente maior que as previstas considerando somente este parâmetro. Efeitos relacionados à propagação aumentam a largura de banda, sendo que taxas de transmissão em até 100 Gb/s já foram realizadas [2].

Analisando a propagação dentro do SOA, teria-se: um pulso e um sinal de onda contínua incidem sobre a mesma face do amplificador, e se propagam ao longo de sua região ativa. Na parte inicial do amplificador, devido à resposta lenta dos portadores (região de relativa baixa potência), o pulso sofre distorções (filtragem). Essas distorções se apresentam na forma de picos nas transições do pulso. Na parte final do SOA, em função da potência já ser significativamente maior, e devido aos pronunciados picos nos pulsos, os portadores são mais rapidamente excitados. Como consequência, seu tempo de vida diminui o que acaba aumentando a largura de banda. Esse efeito decorrente da propagação dentro do dispositivo é conhecido como *traveling-wave* e *saturation filtering* e é responsável pelo aumento na largura de banda de conversão além do que seria esperado levando-se em conta somente o tempo de vida efetivo dos portadores [24]. A distorção sofrida pelos pulsos ao longo da propagação no interior do SOA será mostrada no capítulo referente às simulações.

Pode-se identificar parâmetros que aumentam a largura de banda dos conversores baseados em SOA. Através de um modelo que considera os efeitos longitudinais no amplificador [15], percebe-se que a largura de banda aumenta com o incremento da corrente de polarização do dispositivo, com a potência óptica de entrada, com o fator de confinamento e com o ganho diferencial. Medidas experimentais comprovam alguns destes aspectos e serão apresentadas no capítulo seguinte.

# Capítulo 3

## Resultados Experimentais

Foram realizadas medidas de laboratório relativas ao método de conversão em comprimento de onda (XGM) em SOAs. Através dos resultados obtidos, pôde-se observar alcances e limitações deste, previstos nos estudos teóricos. Tais medidas foram igualmente importantes para a caracterização do SOA, já que não se dispunha de valores e parâmetros relativos à cavidade ativa do dispositivo. Esses valores foram utilizados nas simulações que serão apresentadas e discutidas no capítulo seguinte. Medidas de laboratório fornecem também maior sensibilidade em relação à dificuldade de implementação da montagem prática, a maneira como o dispositivo tem seu comportamento modificado por determinados parâmetros de entrada, familiarização com equipamentos e procedimentos, aspectos relativos ao estudo que não são adquiridos nas simulações.

### 3.1 Montagem Experimental

A montagem experimental do XGM foi realizada segundo o esquema apresentado na Fig. 3.1. Nela, o laser 1 foi diretamente modulado (modulação de amplitude) por um sinal de microondas com varredura em frequência, proveniente do analisador de redes. A potência do laser 2 podia ser variada através da variação da corrente de sua fonte. Sua frequência de operação também pôde ser modificada. Essa característica foi conve-

nientemente utilizada para ajustar o comprimento de onda do laser 2 fora da região de corte do filtro. O laser 1 não apresentava a possibilidade de mudanças de nenhuma das duas características anteriormente citadas para o laser 2. O amplificador óptico utilizado era sensível à polarização do sinal injetado. Por isso, um controlador de polarização foi empregado na montagem de forma a maximizar o ganho do SOA. O ideal na montagem experimental seria a utilização de dois controles de polarização, um para cada laser, como não dispunha-se de dois destes equipamentos a polarização foi ajustada para o laser 1. A fonte de corrente, ligada ao amplificador óptico, fornecia o ponto de polarização desejado e estava fisicamente construída junto a um controle de temperatura que mantinha o dispositivo em ajustada condição de temperatura, dentro de um intervalo de centésimos de grau Celsius.

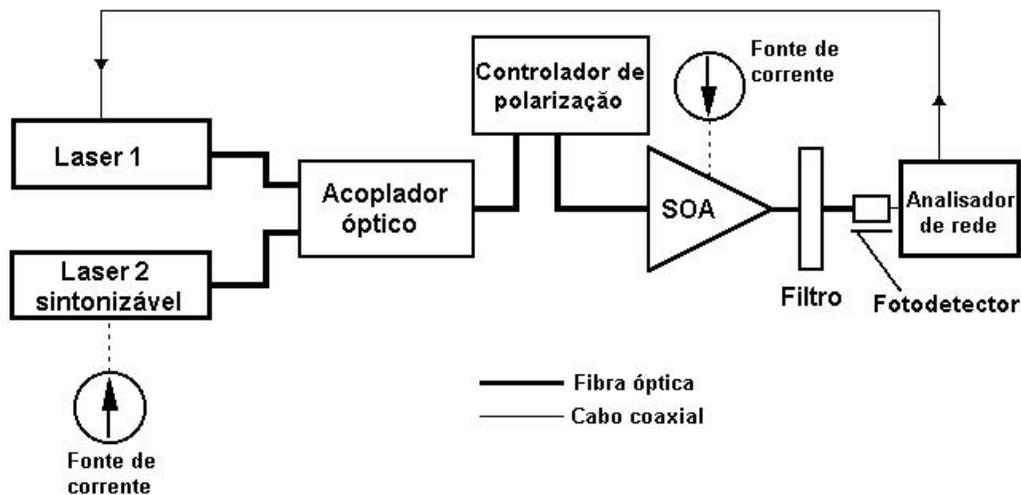


Fig. 3.1: Montagem experimental realizada para medição do ganho de conversão em comprimento de onda.

A Tabela I fornece as especificações dos equipamentos utilizados na montagem experimental.

TABELA I:  
EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NA MONTAGEM EXPERIMENTAL

<b>Equipamento</b>	<b>Marca/ Modelo</b>	<b>Outras Especificações</b>
Laser 1	HP Agilent 83403C	Compr. onda de especificado: 1550nm - Compr. onda medido: 1541 nm
Laser 2 (CW)	Photonetics Nano-Tunics 3645 HE 15	Potência e comprimento de onda de operação variáveis - Compr. onda operação: 1568 nm
Fonte de corrente laser 2	ILX Lightwave LDX-3412	
Analisador de espectro óptico	Anritsu-MS96A	
Amplificador óptico (SOA)	ETEK 200014333	
Acoplador direcional	HP 11890A	
Fotodetector	HP 83411A	300 KHz - 6 GHz
Analisador de rede	HP 8702B	
Medidor de potência óptico	Anritsu ML910A	
Controlador de polarização	Photonetics 3688-PR15	
Conectores ópticos	FC-APC	

## 3.2 Calibração

A montagem realizada para a calibração do analisador de redes é a mesma apresentada na Fig. 3.1, porém sem as presenças do amplificador óptico, do filtro e do laser 2. Desta forma, o analisador tem como valor de referência a potência na entrada do SOA.

Quando o sinal oriundo da conversão é lido, é então comparado com a referência, podendo fornecer a eficiência do processo. Neste caso, deve-se ressaltar que a eficiência calculada pelo analisador de redes possui alterações em seus valores devido à perda de inserção do amplificador óptico, à perda de inserção do filtro, ao incremento sofrido pelo sinal devido à amplificação dentro do SOA e devido a ASE gerada. Nas curvas que serão apresentadas, estas correções já foram efetuadas (através da adição ou subtração da respectiva diferença na tabela de valores medidos), excetuando-se a parcela adicionada pela amplificação, sendo este o motivo de denominar-se o eixo das ordenadas das curvas de "Ganho de conversão" e não de "Eficiência de conversão", como será visto posteriormente.

### 3.3 Ajustes dos Componentes Presentes na Montagem e Medida de Parâmetros

Antes de se iniciarem as medidas, realizou-se o ajuste dos elementos presentes na montagem. As características dos lasers utilizados, bem como de outros elementos, foram examinadas com o auxílio de um analisador de espectro óptico e de um medidor de potência. Com isso, poder-se-ia, além de outras coisas, escolher o filtro necessário à aplicação. Na Fig. 3.2, apresentam-se as características dos lasers utilizados no experimento.

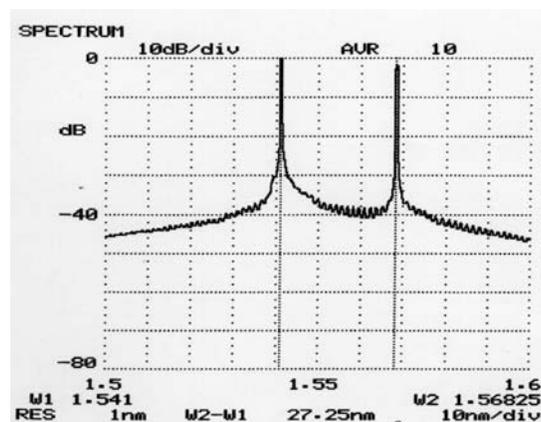


Fig. 3.2: Espectro dois lasers. Laser 1,  $\lambda_1 = 1541$  nm, laser 2,  $\lambda_2 = 1568$  nm.

Como pode-se verificar na Fig. 3.2, os lasers não possuem um comprimento de onda puro. Há componentes de comprimento de onda deslocadas do comprimento para o qual a cavidade foi projetada. É o que denomina-se largura de linha do laser, um importante parâmetro, que pode ser limitante para determinadas aplicações (para o conversor baseado em XGM este não é um parâmetro relevante).

Observou-se, através do analisador de espectro, as características de alguns filtros ópticos disponíveis em laboratório. Como dispunha-se de um laser com possibilidade de ajuste de seu comprimento de onda, adotou-se um filtro operando no comprimento de onda do laser de características (potência e comprimento de onda) não ajustáveis. O filtro presente na montagem possuía um pico de rejeição em  $\lambda_1$  de tal modo que ficasse garantida uma diferença de intensidade acima de 30 dB entre os sinais ópticos dos comprimentos de onda utilizados, como pode-se verificar através da Fig. 3.3. O laser 2 teve seu comprimento de onda ajustado para um valor fora da faixa de rejeição do filtro.

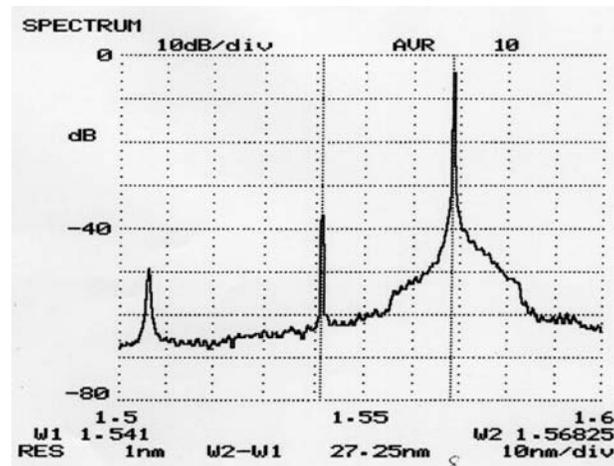


Fig. 3.3: Espectro dos dois lasers após a passagem pelo filtro.

O controlador de polarização foi ajustado com o auxílio do medidor de potência óptica. Através da mesma montagem realizada para o XGM (ver Fig. 3.1) mas, para este caso, com o medidor de potência no lugar do analisador de rede, mediu-se o valor da potência de saída do amplificador óptico para diferentes ajustes do controlador de polarização,

fixando-o no ponto onde o ganho do SOA apresentava-se maximizado.

A potência de entrada no amplificador óptico é a potência de referência no processo de conversão. Deste modo foi feita a medida da potência na entrada do SOA, que é apresentada na Tabela II. Nesta tabela, a alteração na corrente do laser 2 denota a alteração na potência de entrada do amplificador, já que o laser 1 tem potência invariável.

TABELA II:  
POTÊNCIA DE ENTRADA NO SOA

<b>I(ma)</b>	<b>Pot. (dBm)</b>	<b>I(ma)</b>	<b>Pot. (dBm)</b>	<b>I(ma)</b>	<b>Pot. (dBm)</b>
9	-37,95	29,6	-11,96	45	-4,32
10,9	-36,42	29,9	-11,67	47	-3,83
12,1	-35,69	30,2	-11,22	49	-3,26
13,5	-34,84	30,7	-10,77	50	-3,06
14,4	-34,36	31,4	-10,02	52	-2,55
15,8	-33,76	32,2	-9,34	54	-2,08
17,3	-33,09	33	-8,77	56	-1,55
18,2	-32,71	34	-8,22	58	-1,10
19,2	-32,33	35	-7,68	60	-0,84
21,2	-31,74	36	-7,21	62	-0,51
22,7	-31,22	37	-6,8	64	-0,26
23,9	-30,88	38	-6,41	66	-0,05
25,1	-30,51	39	-6,03	68	0,07
26,2	-30,12	40	-5,68	70,1	0,18
27,1	-19,56	41	-5,4	72	0,24
27,7	-16,14	42	-5,17	74	0,35
28,4	-14,17	43	-4,87	75	0,36
29	-13	44	-4,58		

O espectro da ASE do amplificador foi de fundamental importância na calibração do modelo utilizado nas simulações. Sabe-se que através deste pode-se extrair parâmetros relativos ao amplificador em questão. O espectro da ASE do SOA utilizado, para uma corrente de polarização de 200 mA, é apresentado na Fig. 3.4.

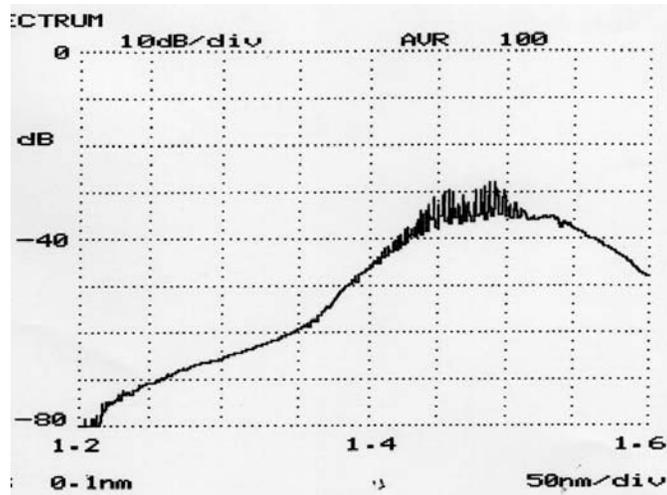


Fig. 3.4: Espectro da ASE do amplificador óptico a semiconductor.

Para altas correntes de polarização, os modos de Fabry-Perot residuais da cavidade podem ser visualizados no espectro da ASE. Pela observação da distância entre seus picos, pode-se estimar o comprimento da cavidade do dispositivo. A Fig. 3.5, que é uma visão ampliada da região de maior potência do espectro da ASE, é mostrada a seguir. Através desta medição a distância óptica entre os picos.

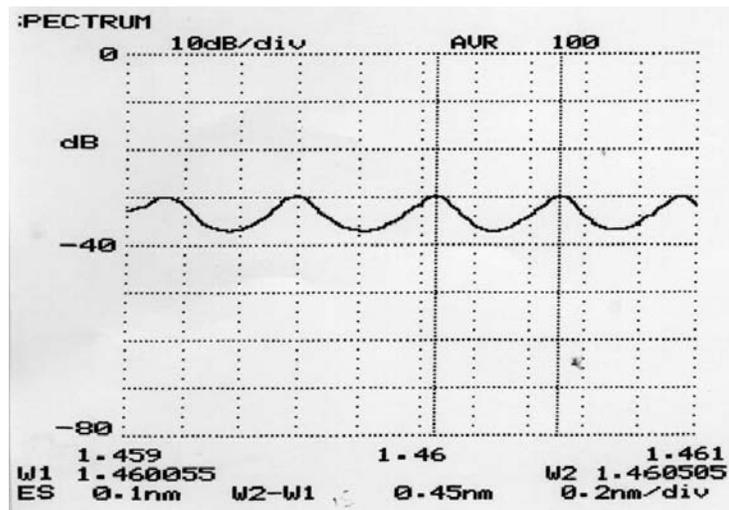


Fig. 3.5: Visão ampliada de parte do espectro da ASE, utilizada na estimativa do comprimento da região ativa do SOA.

A Eq.(3.1) relaciona a distância entre os picos com o comprimento da cavidade ativa [4].

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2 \Delta m}{2nL(1 - \frac{\lambda}{n} \frac{\partial n}{\partial \lambda})}. \quad (3.1)$$

Desprezando a variação do índice de refração com o comprimento de onda, e sabendo-se que  $n = 3,46$ , tem-se:

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

Em que:

$\Delta\lambda$  - intervalo espectral medido entre os picos (para o amplificador utilizado,  $\Delta\lambda = 0,45$  nm )

$L$  - comprimento da cavidade ativa do SOA

$n$  - índice de refração

$\lambda$  - comprimento de onda

$\Delta m$  - número de picos adjacentes no intervalo para o qual  $\Delta\lambda$  foi medido

### 3.4 Medição do Ganho de Conversão em Comprimento de Onda

Após os ajustes dos equipamentos presentes na montagem laboratorial e as medidas dos parâmetros necessários à calibração do modelo utilizado na simulação, foram iniciados os procedimentos para a medida do ganho de conversão em comprimento de onda. A medição do XGM foi realizada para montagem mostrada na Fig. 3.1.

Além do aspecto quantitativo presente na conversão, ou seja, a profundidade de modulação (presente no comprimento de onda que continha a informação) que seria transferida à portadora óptica operando em regime de onda contínua, era de interesse verificar como a conversão se comportava em relação às mudanças nas características envolvidas no experimento. Essas características são, entre outras: corrente de polarização do SOA, potência

de entrada no amplificador, frequência de modulação. Considerando tais aspectos, os seguintes procedimentos de medidas foram adotados: o laser 1 foi colocado em operação. Este foi diretamente modulado em amplitude por um sinal proveniente do analisador de rede. Tal sinal tinha varredura em frequência dentro da janela de operação do analisador de rede, que estava entre 300 MHz e 6 GHz. O laser 2, previamente ajustado segundo o filtro escolhido, teve sua potência fixada a partir da escolha de uma determinada corrente. Com as duas fontes ligadas, fazia-se a medida do ganho de conversão, para uma determinada corrente de polarização do amplificador óptico. O analisador de rede, previamente calibrado, fazia 40 medidas para cada ponto e o resultado final apresentado é uma média dos valores lidos. O aspecto das curvas geradas é apresentado na Fig. 3.6.

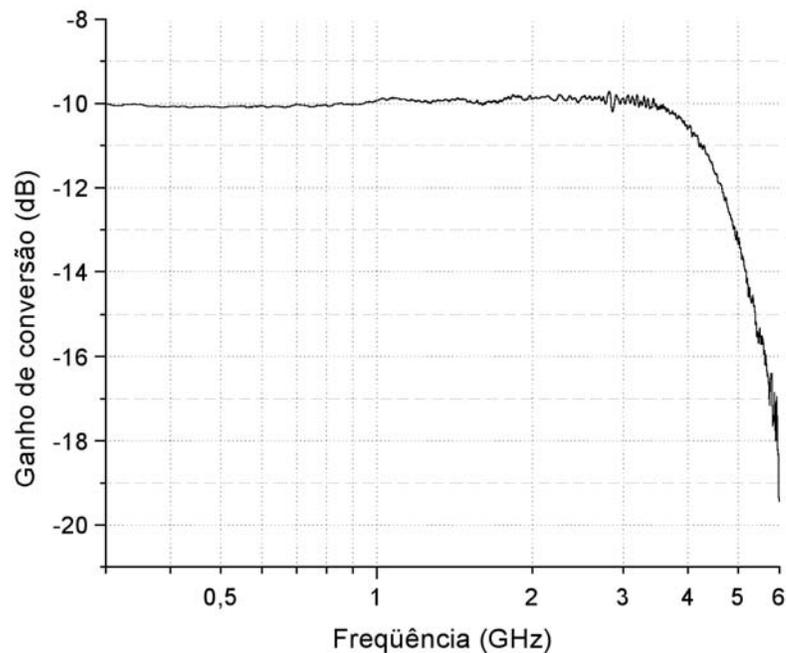


Fig. 3.6: Aspecto das curvas medidas pelo analisador de rede para o XGM.

Após realizar a aquisição de dados, sem modificar a potência de entrada, aumentava-se a corrente de polarização do SOA e tomavam-se os dados para esta nova situação. Esse procedimento foi repetido para todas as correntes do amplificador óptico que se desejava examinar. As medidas foram iniciadas para uma corrente de polarização do SOA no valor

de 18 mA, sendo posteriormente aumentada para 25 mA. A partir deste valor de corrente, foram coletados dados até a corrente de polarização de valor 150 mA, tomando-se curvas a cada 25 mA. Após o registro de tais valores, a potência de entrada do amplificador óptico foi aumentada através do aumento da potência do laser 2. A corrente de polarização do SOA teve seu valor novamente ajustado para 18 mA e valores referentes ao ganho de conversão em comprimento de onda foram coletados para esta corrente e também para as correntes de 25, 50, 75, 100, 125, 150 mA, da mesma maneira que havia sido feito para a potência de entrada inicialmente proposta. O amplificador óptico foi submetido a outras potências de entrada. Esses valores foram registrados e serão apresentados mais a frente.

Na Fig. 3.6 apresenta-se o ganho de conversão em comprimento de onda. Neste ponto é importante entender o que foi medido pelo analisador de rede. O que se apresenta na Fig. 3.6 é o resultado do quociente das diferenças entre o valor máximo e o valor mínimo do sinal de saída ( $P_{out}$ ), no comprimento de onda  $\lambda_2$ , e entre o valor máximo e o valor mínimo do sinal de entrada ( $P_{in}$ ), no comprimento de onda  $\lambda_1$ . A Fig. 3.7 explicita como esses valores são analisados. Os valores nela apresentados foram gerados apenas com a finalidade de exemplificação e não devem ser tomados como reais, bem como a fase entre os sinais presentes.

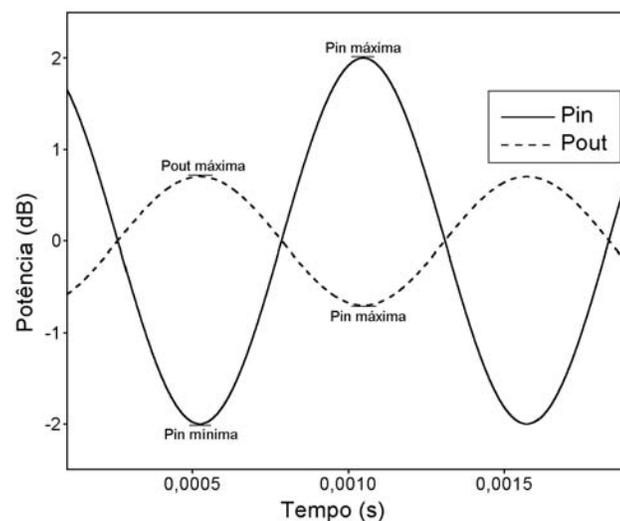


Fig. 3.7: Detalhe dos sinais de entrada e saída considerados no cálculo do ganho de conversão.

Matematicamente, tem-se:

$$G_{XGM} = \frac{P_{out\ maxima} - P_{out\ minima}}{P_{in\ maxima} - P_{in\ minima}}. \quad (3.3)$$

Onde:

$G_{XGM}$  - ganho de conversão em comprimento de onda;

$P_{out\ maxima}$  - Máximo valor instantâneo da potência na saída do filtro óptico, em  $\lambda_2$  (considerando a montagem apresentada na Fig. 3.1);

$P_{out\ minima}$  - Mínimo valor instantâneo da potência na saída do filtro óptico, em  $\lambda_2$ ;

$P_{in\ maxima}$  - Máximo valor instantâneo da potência óptica na entrada do SOA, em  $\lambda_1$ ;

$P_{in\ minima}$  - Mínimo valor instantâneo da potência óptica na entrada do SOA, em  $\lambda_1$ .

### 3.5 Aquisição de Dados

As medidas foram coletadas e armazenadas diretamente em um PC através de um programa de aquisição de dados desenvolvido no *software* Igor Pro (versão 4.04) [10]. A janela de operação deste programa é mostrada na Fig. 3.8. O programa toma 1601 pontos dentro da faixa de operação do dispositivo e se utiliza da interface IEEE 488.2 (GPIB) do analisador de redes na transferência dos dados para o computador. Os dados são armazenados no formato ASCII. Tomando como referência a Fig. 3.8, apresenta-se, de forma sucinta, a utilização do programa. O botão 'Inicializa' envia um comando que coloca a porta GPIB a espera do comando para o envio dos dados. Também envia informações relativas às medidas, como faixa de frequências, número de pontos tomados e tipo de medida que será feito (ex: S11, S12).

É importante ressaltar que estas informações devem estar em concordância, ou seja, devem ser as mesmas tanto para o analisador de rede como para o *software*. Por exemplo, na linha de comando foi programada a leitura de 1601 pontos. Estes 1601 pontos também

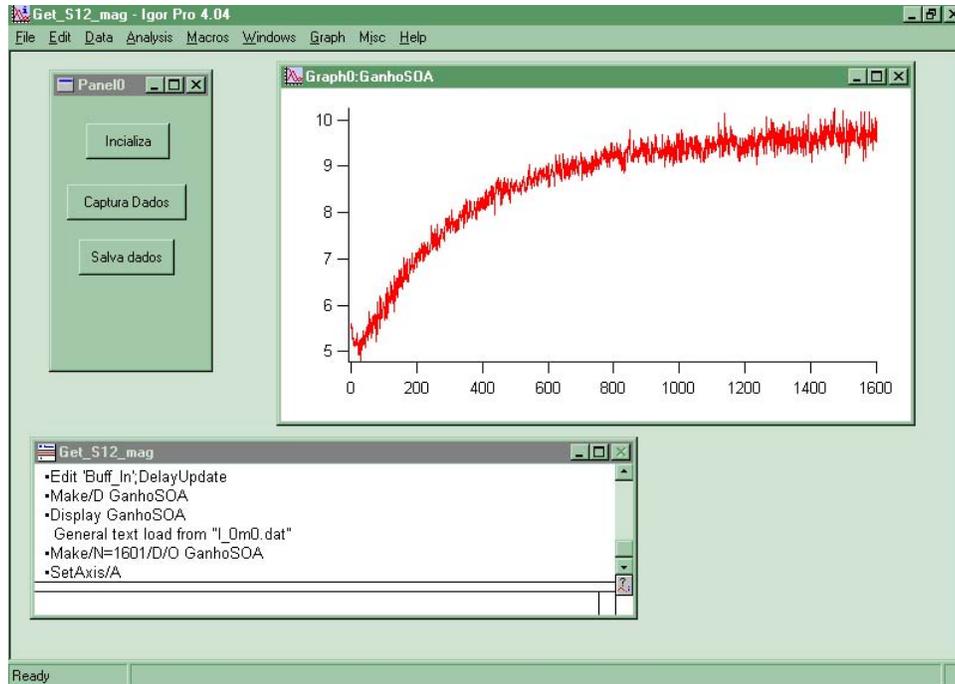


Fig. 3.8: Janela do programa desenvolvido para transferência de dados do analisador de rede para o computador.

devem estar especificados nos ajustes do analisador de rede, caso contrário, quando o comando 'Captura Dados' for acionado, apesar do programa não sinalizar nenhuma mensagem de erro, os dados não serão enviados ao computador. Desta maneira, após ajustar o analisador com os valores especificados no programa, acionava-se o botão 'Inicializa'. Feito isso, acionava-se o botão 'Captura dados', que envia o comando para o início da transferência de dados, armazena os dados transferidos no formato 'WAVE' (específico do aplicativo) e gera o gráfico. Depois disso, o botão 'Salva dados' deve ser acionado. Este salva em um arquivo no formato ASCII os valores armazenados na 'WAVE'. Para a realização de uma nova medida, todo o procedimento deve ser refeito, desde a inicialização da porta GPIB.

## 3.6 Medidas

Depois da coleta e armazenamento dos dados, partiu-se para análise dos resultados através de comparações entre as curvas obtidas. As curvas foram geradas em um programa gráfico a partir dos arquivos de extensão *.dat* obtidos através do programa de aquisição de dados mencionado anteriormente. As curvas apresentadas a seguir já estão corrigidas no que diz respeito à perda de inserção dos elementos que não estavam presentes na calibração.

### 3.6.1 Influência da Corrente de Polarização

As curvas da Fig. 3.9 foram geradas a partir dos dados coletados para uma mesma potência de entrada do SOA, mas variando-se sua corrente de polarização. Através destas curvas, pôde-se perceber que o ganho de conversão aumenta com a corrente de polarização do amplificador óptico. Este é um resultado esperado já que o ganho do SOA será maior para correntes de polarização maiores, gerando conseqüentemente, um maior sinal na saída. É importante ressaltar que o crescimento do ganho de conversão mostrado na Fig. 3.9 não apresenta variações tão significativas para correntes de polarização maiores. Para o dispositivo utilizado, a partir da corrente de polarização de 75 mA, o ganho de conversão cresce menos que 0,5 dB a cada incremento de 25 mA de corrente. Próximo à corrente máxima suportada pelo dispositivo em regime, que era de 175 mA, o ganho verificado é ainda menor. Tal comportamento pode ser facilmente entendido se for considerado que quanto maior a corrente de polarização a que está submetido o amplificador, para uma mesma potência de entrada, mais saturado estará o ganho do amplificador. Ou seja, com o aumento da corrente de polarização há um aumento do ganho mas não de maneira proporcional (região de saturação), sendo este aumento cada vez menor a medida que se aumenta a corrente. Além disso, o crescimento da corrente de polarização ocasiona um aumento na ASE, consumindo maior número de portadores que poderiam ser utilizados na geração do ganho.

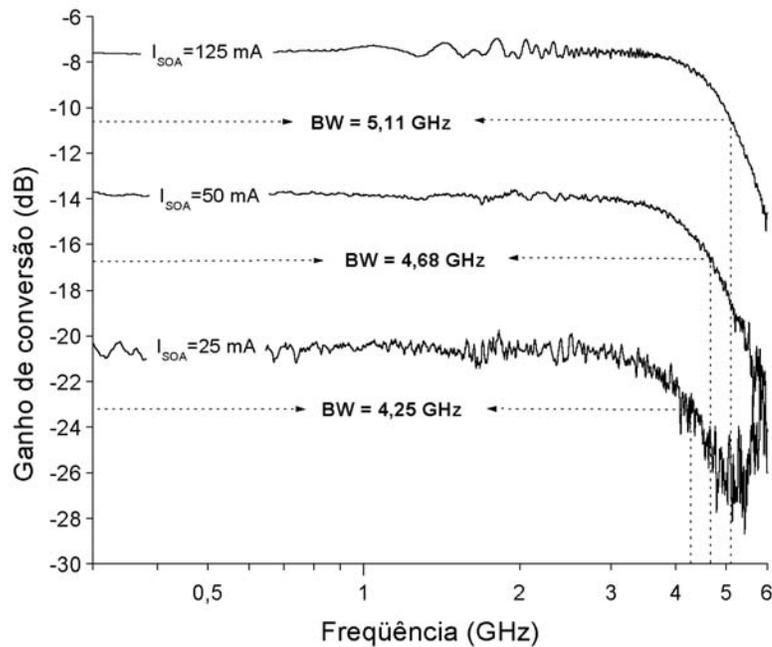


Fig. 3.9: Aumento do ganho de conversão e da largura de banda (BW) com a corrente de polarização do amplificador óptico. Potência de entrada: -5,68 dBm.

Para outras potências de entrada, o mesmo comportamento se evidencia, como pôde-se verificar através de curvas geradas com os dados adquiridos para outros valores de potência.

As curvas apresentadas também demonstram o aumento da largura de banda com a corrente de polarização. Este aumento é uma característica comprovada pelas medidas de laboratório que já havia sido prevista no Capítulo 2. Mais uma vez é importante salientar o mesmo comportamento pra outros valores de potência de entrada medidos.

Outro aspecto que deve ser notado é a característica de passa-baixa presente no canal em  $\lambda_2$ . Apesar de não terem sido apresentadas curvas para o canal em  $\lambda_1$ , o fato de ter-se o canal em  $\lambda_2$  como um passa-baixa, reforça a idéia de que o canal de  $\lambda_1$  comporta-se como um passa-alta, o que balancearia a resposta do SOA dentro da região ativa do amplificador. Deste modo, tem-se para o canal em  $\lambda_1$ , uma curva complementar à curva apresentada na Fig. 3.9. Em função destas características, ter-se-á o efeito de propagação

de onda dentro do dispositivo (*traveling-wave*) [15] responsável pelo aumento na largura de banda dos conversores baseados em SOA.

### 3.6.2 Influência da Potência de Entrada

Outro comportamento pesquisado nas medidas de laboratório foi como o processo de conversão era influenciado pela variação na potência de entrada do amplificador óptico a semiconductor. A Fig. 3.10 mostra três curvas tomadas para uma mesma corrente de polarização, mas com potências totais de entrada diferentes.

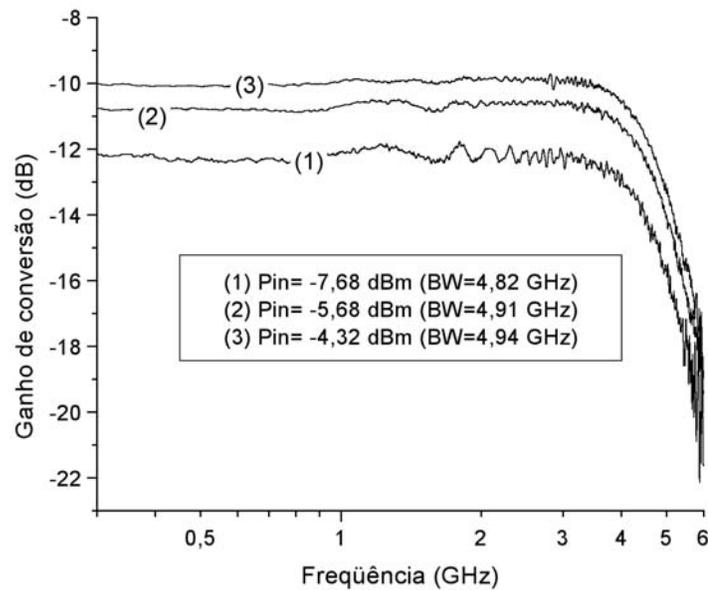


Fig. 3.10: Aumento do ganho de conversão e da largura de banda com o aumento da potência de entrada total. Corrente de polarização do SOA: 75 mA.

Não surpreendentemente, o ganho de conversão é maior para maiores potências de entrada. Deve-se notar que as diferenças entre os ganhos de conversão não são tão grandes como as que foram apresentadas para os casos nos quais variavam-se as correntes de polarização. O aspecto relevante nestas curvas está no aumento da largura de banda que se consegue com o aumento na potência de entrada. Esta é outra medida que comprova os

resultados teóricos previstos. É fácil entender que se mais potência for injetada no SOA, mais rapidamente os portadores serão saturados, o que, como já foi analisado, leva a um aumento na largura de banda.

### **3.6.3 Outros Parâmetros Relacionados à Conversão em Comprimento de Onda**

Apesar de outros parâmetros terem sido mencionados como relevantes ao processo de conversão, seja no que diz respeito ao ganho, seja referente à largura de banda, por só dispor-se de um amplificador óptico a semicondutor não foi possível a realização de comparações relativas a estes parâmetros através de medidas feitas no laboratório. A influência do comprimento, do ganho diferencial, e do fator de confinamento do SOA no mecanismo de conversão será, então, visto no capítulo no qual serão apresentados os resultados das simulações.

# Capítulo 4

## Simulações

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações relativas ao ganho de conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho. Apesar de terem sido feitas medidas experimentais, foram necessárias algumas simulações para que a influência de mudanças em parâmetros de construção do amplificador óptico a semiconductor (dispunha-se somente de um), envolvidos no processo de conversão, fossem analisadas e comparadas.

As modificações advindas do cascadeamento de dispositivos também só puderam ser comprovadas desta maneira. As simulações foram igualmente importantes na melhoria da calibração do modelo utilizado. Além das medidas realizadas quando do ajuste da montagem, a comparação entre as primeiras simulações realizadas e os resultados experimentais complementou ajustes de parâmetros do SOA que já vinham sendo realizados em outros trabalhos do grupo.

### 4.1 O Simulador

Para a simulação foi utilizado o software Z-SOA [4], um programa desenvolvido na linguagem C++ com interface amigável. O Z-SOA, através de resultados anteriormente apresentados, já demonstrou sua eficácia tendo sido utilizado também na previsão de res-

postas como, por exemplo, no chaveamento eletro-óptico ultra-rápido (técnica PISIC) [4]. Na conversão em comprimento de onda, o programa apresentou bons resultados, dando uma indicação mais próxima da realidade do volume da cavidade ativa do amplificador. No Z-SOA pode-se ajustar os parâmetros relativos à cavidade, bem como outros parâmetros relativos à simulação. A Fig. 4.1 mostra a janela de entrada do programa.

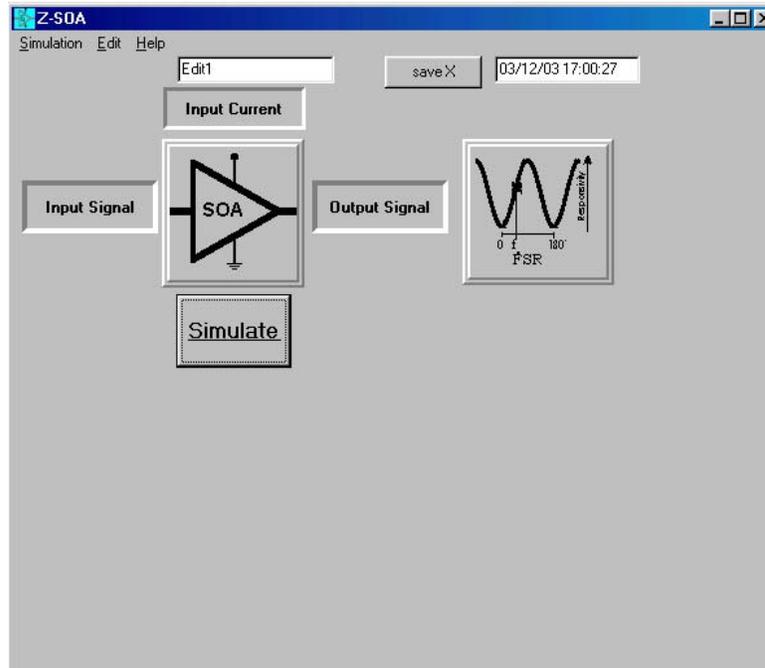


Fig. 4.1: Janela inicial do programa de simulação (Z-SOA).

Apresenta-se agora uma breve explicação da utilização do programa. Aberto o aplicativo, deve-se ajustar os parâmetros relativos ao amplificador (botão SOA). Deve-se também especificar a corrente de polarização do dispositivo (botão *Input Current*). Através do botão *Output Signal* pode-se escolher entre as opções disponíveis (potência de saída contra e/ou co-propagante, fase, ASE, ganho, gorjeio, evolução da densidade de portadores e do sinal dentro do dispositivo) as características que se deseja calcular. O botão ao lado direito do botão *Output Signal* simula um filtro que pode ter alguns de seus parâmetros ajustados (este filtro não foi utilizado nas simulações deste trabalho). A janela de ajuste dos parâmetros relativos a cavidade ativa é mostrada na Fig. 4.2.

Ao iniciar-se (abrir-se) o programa, este cria uma pasta no disco rígido chamada Z-SOA que contém 4 outras pastas, *Inputs*, *Inside*, *loadin*, *Outputs*. Nestas pastas são carregados os arquivos de entrada e de saída das simulações. Para a simulação deve-se, como primeiro passo, carregar os arquivos de entrada na pasta *loadin*. No caso específico do ganho de conversão em comprimento de onda, foram criados arquivos de entrada com duas colunas e 25000 linhas, em que uma das colunas era relativa ao tempo e a outra relativa ao valor de potência do sinal. Para cada simulação eram carregados dois arquivos, um com variação temporal do tipo senoidal (P1) e outro de onda contínua (P2). Isto era feito através do botão Input Signal (botão que aciona a leitura dos arquivos de entrada). Lidos os sinais de entrada, acionava-se o botão *Simulate* (botão que inicia a simulação e gera as respostas especificadas pelo usuário). Após a simulação, os arquivos de saída são escritos nas pastas *Inside* e/ou *Output*. Nesta última, dois arquivos (P1out.dat e P2out.dat) representavam a resposta dos sinais P1 e P2 na saída, após a passagem pelo SOA.

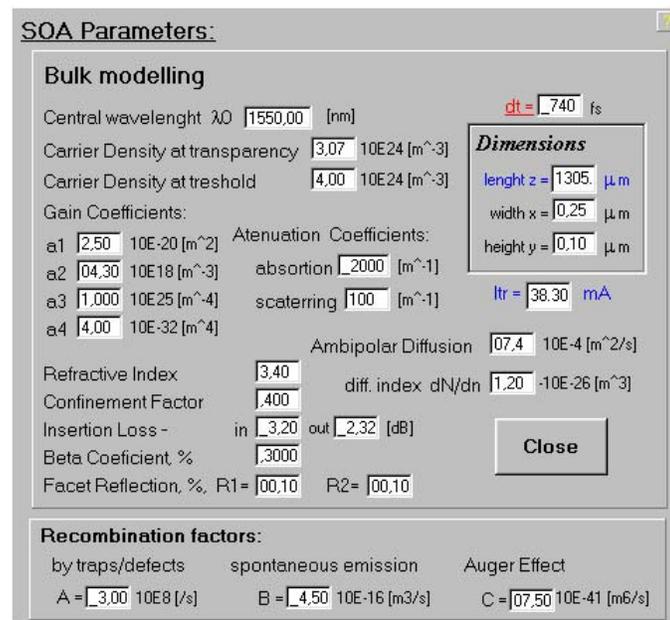


Fig. 4.2: Janela de ajuste dos parâmetros referente a cavidade ativa do amplificador.

## 4.2 Simulação do Ganho de Conversão

A largura de banda de conversão está fortemente relacionada com o volume da cavidade ativa do amplificador [15]. Como possuía-se uma boa indicação do valor do comprimento da cavidade (esta foi uma das medidas feitas em laboratório), as simulações iniciais foram realizadas de forma a ajustar o volume (ajustes na largura e na espessura) do modelo, tendo como referência as curvas medidas experimentalmente. Após algumas tentativas, uma proximidade satisfatória entre a largura de banda medida e simulada foi conseguida, tomando esta configuração como referência e fazendo-se praticamente todas as comparações em relação a ela. A Fig. 4.3 mostra o ganho de conversão simulado.

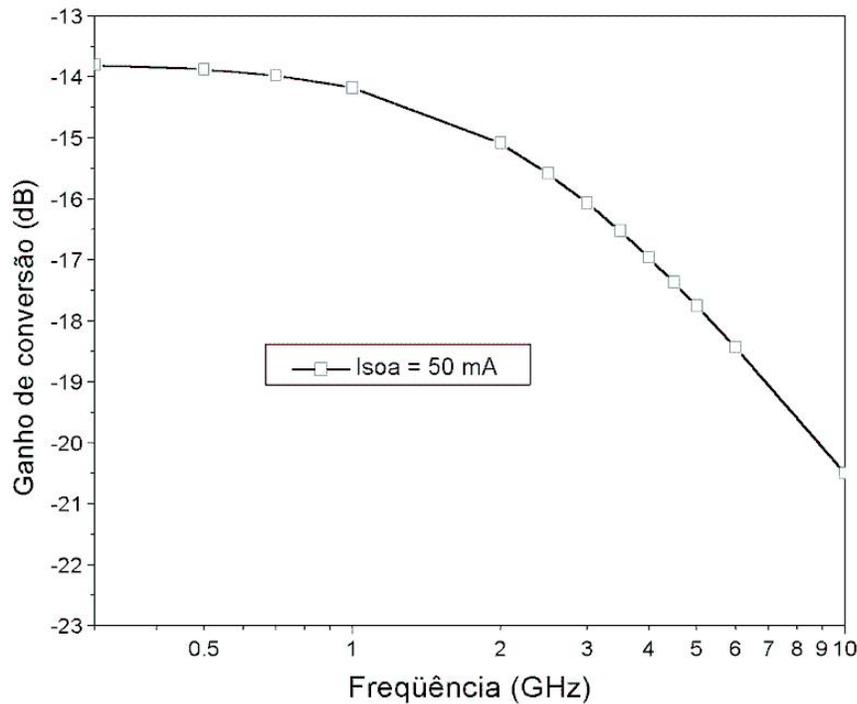


Fig. 4.3: Ganho de conversão simulado.

A Tabela III mostra os parâmetros tomados como padrão nas simulações. Em todas as comparações apresentadas neste capítulo, serão explicitados os parâmetros que foram modificados ficando os parâmetros que não forem mencionados automaticamente quantificados com os valores apresentados na tabela.

TABELA III:  
VALORES DE REFERÊNCIA PARA A SIMULAÇÃO

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Corrente SOA	50 mA	Coef. de espalhamento	100 m <sup>-1</sup>
Comprimento ( $L$ )	0,652941 mm	Perda de inserção	3,2 dB entrada e 2,32 dB saída
Largura ( $x$ )	0,25 mm	Reflexão nas facetas	0,1%
Espessura ( $y$ )	0,1 mm	Coef. de difusão	7,4×10 <sup>-4</sup> m <sup>2</sup> /s
Comprimento de onda 1	1541 nm	Corrente de transparência	19,15 mA
Comprimento de onda 2	1568 nm	Coef. de ganho a1	2,5×10 <sup>-20</sup> m <sup>2</sup>
Coef. de recombinação A	3×10 <sup>8</sup> s <sup>-1</sup>	Coef. de ganho a2	4,3×10 <sup>18</sup> m <sup>-3</sup>
Coef. de recombinação B	4,5×10 <sup>-16</sup> m <sup>3</sup> /s	Coef. de ganho a3	1×10 <sup>25</sup> m <sup>-4</sup>
Coef. de recombinação C	7,5×10 <sup>-41</sup> m <sup>6</sup> /s	Coef. de ganho a4	4×10 <sup>-32</sup> m <sup>4</sup>
Potência de entrada P1	794 mW	Coef. de absorção	2000 m <sup>-1</sup>
Potência de entrada P2	370 mW	Fator de confinamento	0,4

Em relação à simulação, deve-se salientar que não era possível a criação de um sinal de entrada com varredura em frequência. Deste modo, para gerar cada ponto das curvas de simulação, foi necessária a modificação da frequência do sinal P1, uma nova leitura por parte do programa e uma nova simulação. Este é o motivo pelo qual as curvas de simulação não são contínuas.

As simulações foram feitas em um computador Pentium IV com *clock* de 900 MHz e 500 MB de memória RAM. Para esta configuração, a simulação de um dos pontos da curva demandava um tempo aproximado de três minutos (entre o carregamento dos dados de entrada e o fornecimento das saídas). Uma curva completa demandava, aproximadamente,

quarenta e cinco minutos.

### 4.2.1 Influência da Corrente de Polarização

Inicialmente procurou-se validar as simulações através de comparações com resultados medidos em laboratório. Considerando este aspecto, a primeira comparação realizada foi a do aumento da largura de banda com o aumento da corrente de polarização, mostrada na Fig. 4.4. Como as comparações têm seu foco principal na largura de banda de conversão, todas as curvas geradas foram normalizadas com relação ao ganho para baixas frequências de forma a facilitar a visualização das mudanças ocorridas nesta característica.

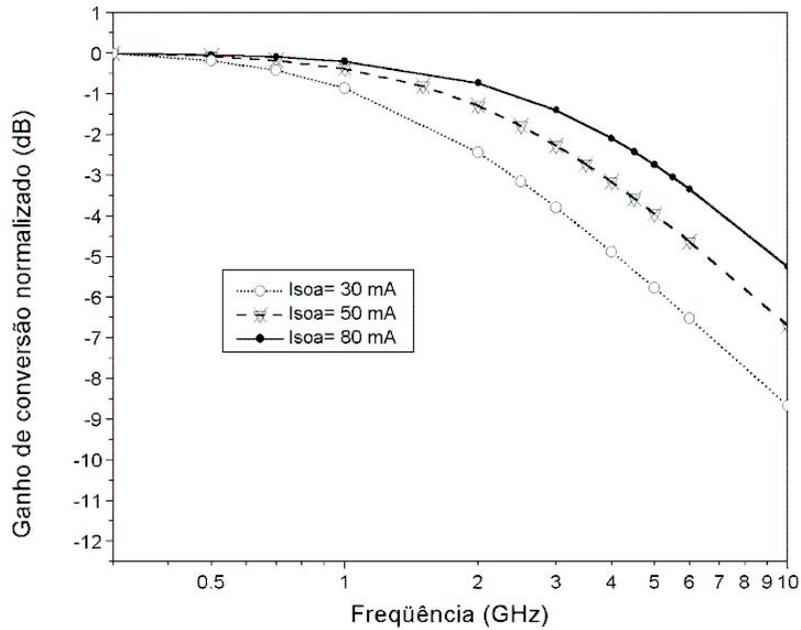


Fig. 4.4: Variação da largura de banda com o aumento da corrente de polarização.

A largura de banda de conversão aumenta com o aumento da corrente de polarização do amplificador óptico a semiconductor, como já havia sido comprovado através das medidas de laboratório. Foram realizadas simulações para três correntes de polarização nos valores de 30, 50 e 80 mA. Percebe-se que SOAs com maior volume são mais vantajosos por possuírem maior densidade de corrente de regime. Pode-se então afirmar que para amplificadores ópticos com características similares, o SOA de maior comprimento apresenta

maior largura de banda de conversão (operando à mesma densidade de corrente).

A Fig 4.5 mostra o resultado da simulação feita variando-se o comprimento do dispositivo com a respectiva corrente de polarização aumentada proporcionalmente (mantendo-se a densidade de corrente). Foi simulado o ganho de conversão para um amplificador com comprimento no valor de 0,653 mm com corrente de polarização de 50 mA e para um amplificador com o dobro do comprimento do SOA anterior com corrente de polarização igual a 100 mA.

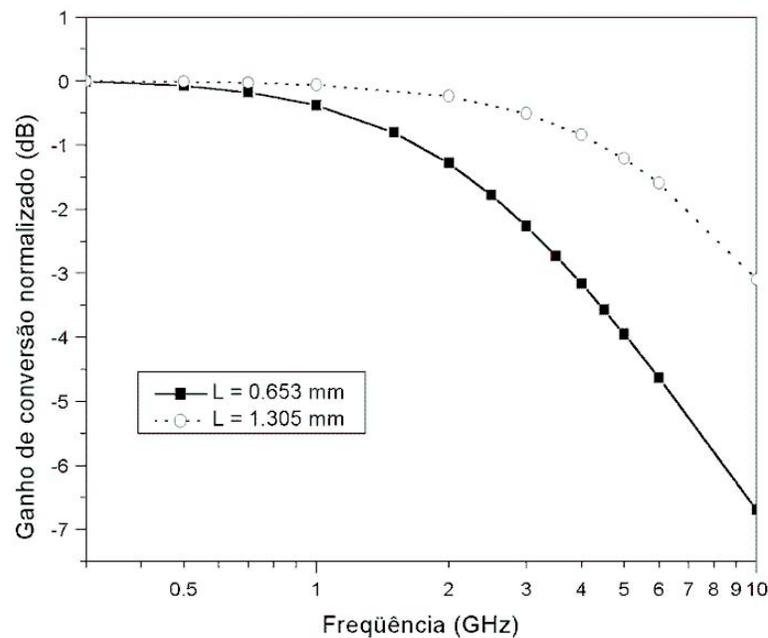


Fig. 4.5: Variação da largura de banda com o comprimento da cavidade ativa.

Pode-se perceber um aumento considerável na largura de banda de conversão. No maior SOA, além da possibilidade de operação a maiores correntes, a largura de banda de conversão aumenta porque os efeitos de propagação dentro do dispositivo são evidenciados.

## 4.2.2 Influência da Potência de Entrada

A influência da potência de entrada na largura de banda de conversão também foi verificada através das simulações. A Fig. 4.6 mostra o comportamento da largura de

banda para potências de entrada nos valores de 0,06 mW, 1,16 mW e 3,16 mW.

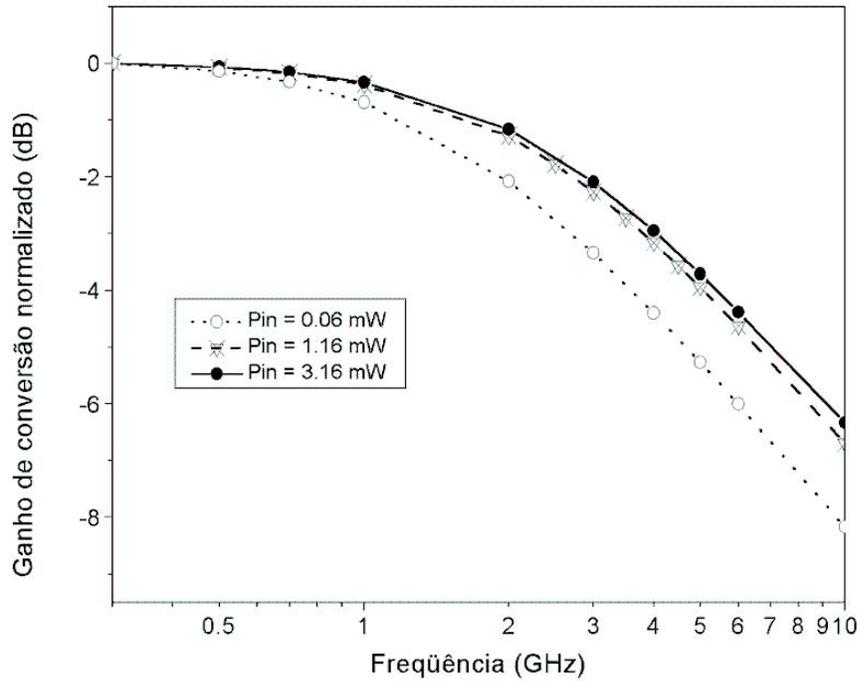


Fig. 4.6: Variação da largura de banda com o aumento da potência de entrada.

Assim como nas medidas de laboratório, a simulação demonstra que a largura de banda varia pouco com o aumento da potência de entrada, se comparada com a variação sofrida pelo aumento da corrente de polarização.

Comparando as respostas obtidas experimentalmente com as simulações pôde-se verificar que estas apresentam comportamento similar. Tal fato faz crer que as respostas obtidas a seguir, relativas às mudanças em parâmetros de construção do amplificador, estão em boa concordância com respostas reais.

### 4.2.3 Influência do Fator de Confinamento

O fator de confinamento representa a quantidade de campo elétrico que está confinado na cavidade. Matematicamente este fator aparece multiplicando o ganho. Deste modo, pode-se esperar que pequenas variações no seu valor provoquem considerável variação na largura de banda de conversão, como mostra a Fig. 4.7. As simulações foram realizadas

para os valores 0,2, 0,4 e 0,6.

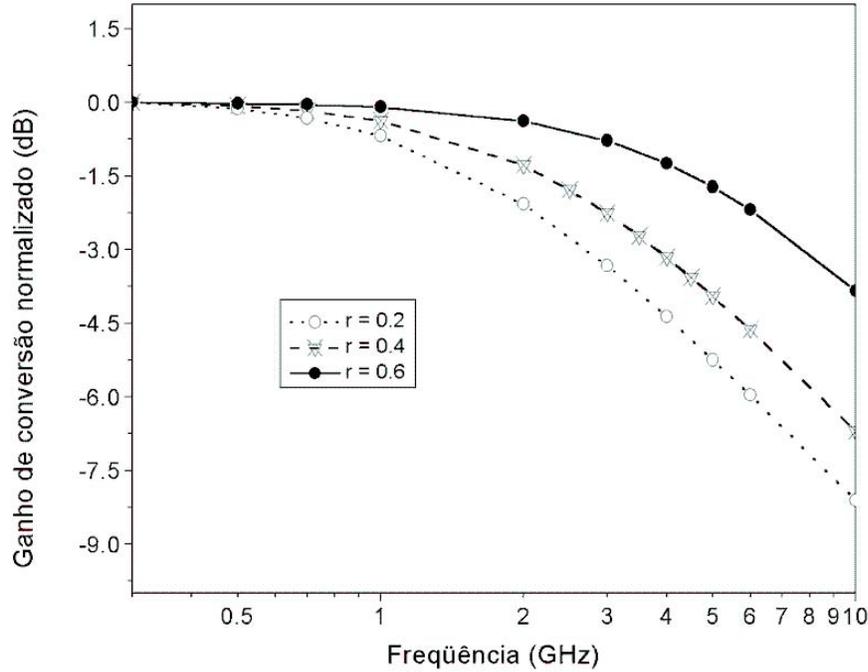


Fig. 4.7: Variação da largura de banda com o fator de confinamento.

#### 4.2.4 Influência do Ganho Diferencial

A curva de ganho do amplificador, na simulação, é função de quatro coeficientes,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  e  $a_4$ . A modificação do ganho diferencial foi feita apenas através da alteração do coeficiente  $a_1$ . A Fig. 4.8 explicita o aumento da largura de banda com  $a_1$ , e conseqüentemente com o ganho. As simulações foram feitas para valores de  $a_1$  iguais a 1,5, 2,5 e 3 [4].

Em relação a melhoria da largura de banda de conversão em função do ganho diferencial, a utilização de SOAs de poços quânticos podem ser mais vantajosa por estes possuírem maiores valores nesta característica.

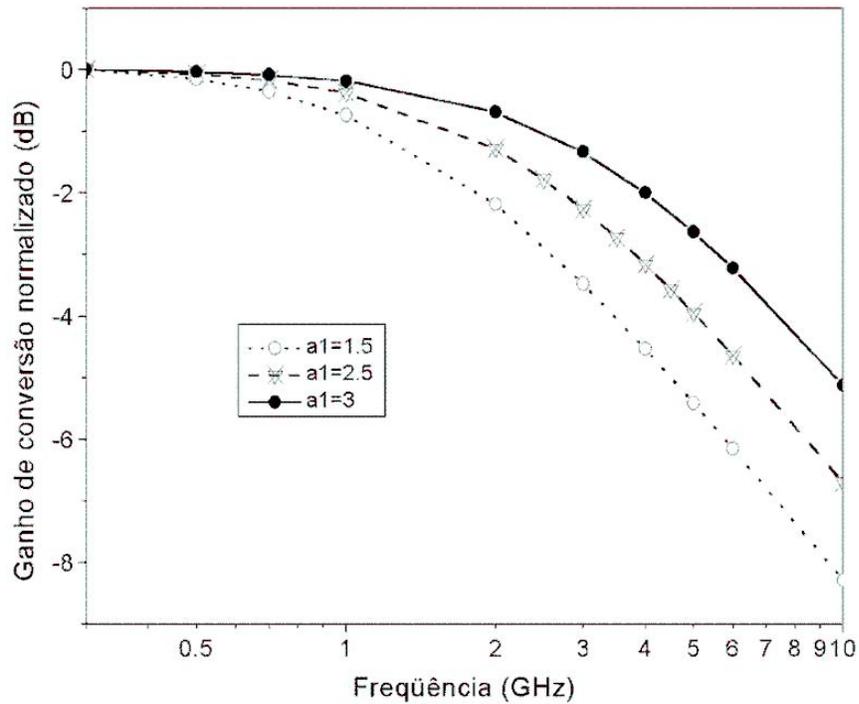


Fig. 4.8: Variação da largura de banda com o ganho diferencial.

#### 4.2.5 Característica de Filtragem do Amplificador

A característica de filtragem imposta pelo amplificador ao canal 1 (sinal modulado) também pôde ser verificada através das simulações. A Fig. 4.9 mostra os sinais de saída para pulsos com diferentes valores de potência na entrada. A distorção sofrida pelos pulsos a medida que se aumenta a potência de entrada comprova que o canal 1 se comporta com um filtro passa-alta quando operado na saturação.

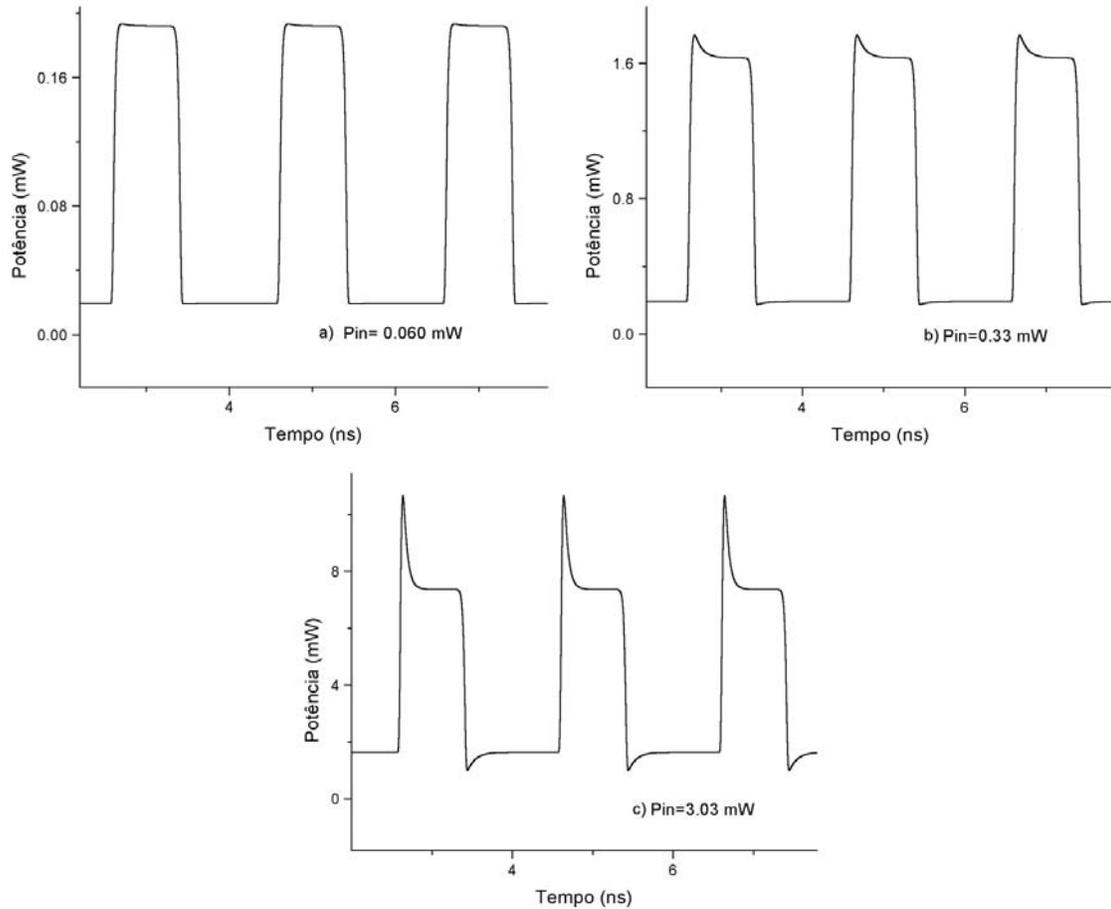


Fig. 4.9: Distorções nos pulsos demonstrando a característica passa-alta do canal 1. a)  $P_{in}$ : 0,06 mW, b)  $P_{in}$ : 0,33 mW, c)  $P_{in}$ : 3,03 mW.

Além disso a simulação da evolução do pulso ao longo do comprimento da cavidade ativa, mostrada na Fig. 4.10, confirma os efeitos de propagação que ocorrem no interior do dispositivo.

Pode-se perceber que as altas componentes de frequência presentes no sinal são transferidas, principalmente, no final do dispositivo (região de maior distorção do pulso). A filtragem ocorre ao longo da extensão do SOA, o que evidencia a importância do comprimento do amplificador na largura de banda de conversão.

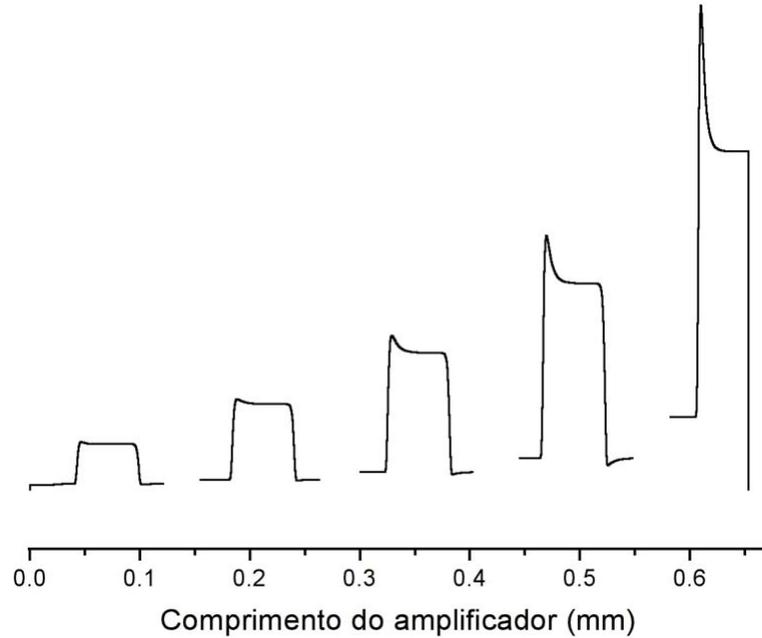


Fig. 4.10: Evolução do pulso ao longo do comprimento do amplificador.

#### 4.2.6 Cascadeamento

No **Capítulo 2** foi mostrada uma relação praticamente linear entre o número de amplificadores presentes em uma cascata e o aumento da largura de banda de conversão. Para verificar este fato, simulou-se a resposta para dois amplificadores cascadeados, mostrada na Fig. 4.11.

Como o programa utilizado nas simulações não foi desenvolvido para amplificadores em cascata, um procedimento um pouco diferente foi utilizado. Carregavam-se os arquivos de entrada e realizava-se a simulação. Com as respostas desta primeira simulação, carregavam-se novamente os arquivos de entrada, fazendo mais uma vez a simulação. Nenhum parâmetro do amplificador foi modificado entre a primeira e a segunda simulação. Deste modo o cascadeamento foi simulado para SOAs idênticos. Na simulação, o cascadeamento provocou um aumento de 66% na largura de banda de conversão.

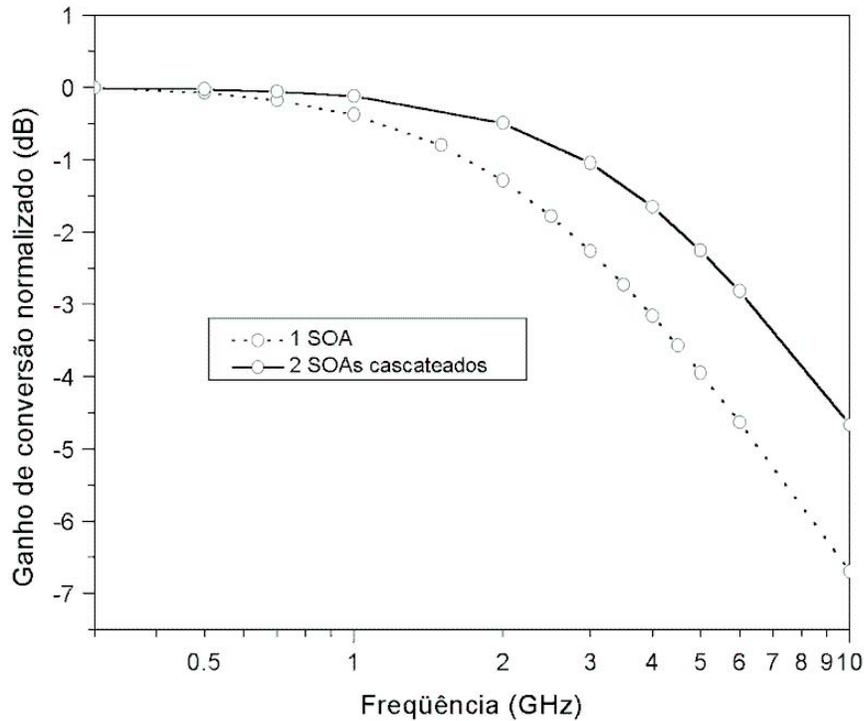


Fig. 4.11: Simulação para uma cascata com dois amplificadores.

### 4.3 Considerações Finais

Comparando as características desejáveis em um conversor óptico, pode-se verificar que o conversor via modulação cruzada de ganho baseado em SOA possui as seguintes vantagens: tem bom funcionamento a moderados níveis de potência de entrada, oferece a possibilidade de conversão para o mesmo comprimento de onda (possibilidade de não conversão), pode apresentar insensibilidade a polarização (considerando a utilização de um SOA no qual o ganho não varia com a polarização), tem boa relação sinal-ruído na saída, além de possuir implementação simples e que pode ser integrada [19]. Melhorias nas características de construção dos amplificadores ópticos a semicondutor têm possibilitado a conversão em taxas de transmissão cada vez mais altas, colocando-o como um dispositivo chave em novos sistemas e possibilitando agregar grandes facilidades às futuras redes.

Como desvantagens, têm-se a limitação ao tipo de modulação (de intensidade) e a

inversão do sinal de saída com relação ao sinal de entrada. Além destas, a maior desvantagem deste tipo de conversor é a não manutenção da relação de extinção sempre que a conversão é feita de menores para maiores comprimentos de onda. A degradação da relação de extinção ocorre pela variação do ganho diferencial com o comprimento de onda. Como conseqüência tem-se a degradação da qualidade do sinal convertido levando a penalidades de potência, principalmente quando há cascadeamento.

Uma forma de minimizar este problema pode ser conseguida através da implementação do conversor baseado em SOA via modulação cruzada de fase (XPM - *cross-phase modulation*). Esta técnica produz um sinal convertido de alta qualidade, mas possui maior complexidade e custo de implementação se comparado ao conversor via XGM. A conversão via mistura de quatro ondas (FWM - *four-wave mixing*) é atrativa por não restringir o tipo de modulação e por possuir capacidade de operação em altas taxas (seu princípio se baseia em efeitos intrabandas, que são mais rápidos). Apesar destas vantagens, a eficiência de conversão não é muito alta e cai com o aumento da janela de conversão.

### 4.3.1 Discussão sobre os resultados experimentais

Tanto as curvas simuladas quanto as medidas em laboratório demonstram o caráter passa-baixa do canal 2 ( $\lambda_2$ ). Entretanto a superposição destas curvas mostra que há uma significativa diferença entre elas principalmente para maiores freqüências, como mostra a Fig. 4.12.

Tal discrepância só foi percebida ao final do trabalho, pois muito tempo foi gasto até que as simulações apresentassem resultados satisfatórios. Pode-se perceber que as curvas medidas experimentalmente tem maior faixa de freqüências em que o ganho de conversão é plano, apresentando também uma queda mais abrupta ao final da janela de medidas. Tais aspectos fazem com que as curvas medidas em laboratório apresentem largura de banda de conversão um pouco maior que a largura de banda real. Ainda assim, as comparações feitas no **Capítulo 3** são validas, considerando-se o aumento da largura de banda com a

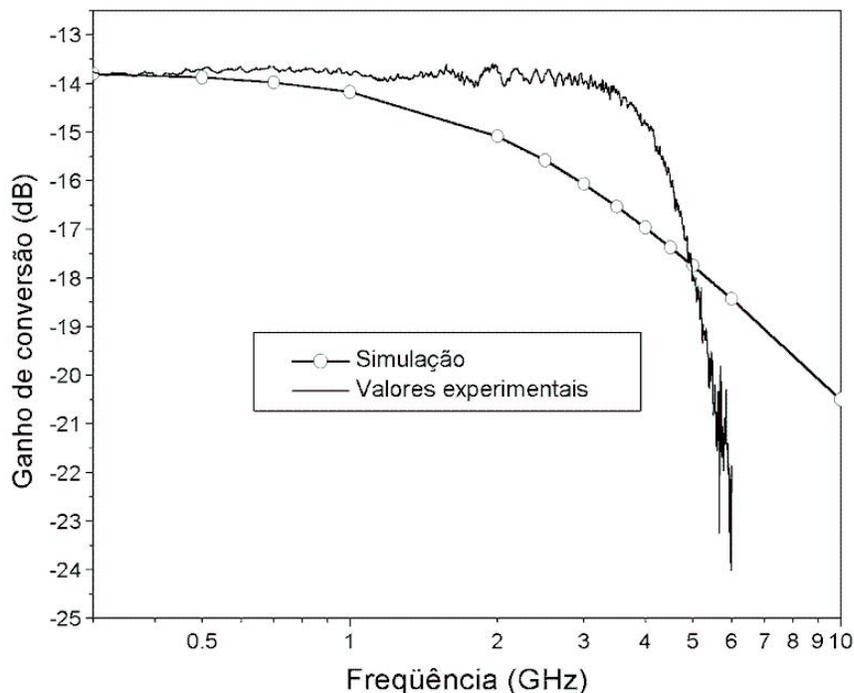


Fig. 4.12: Comparação entre a curva originada na simulação e a curva medida em laboratório.

variação dos parâmetros apresentados.

Ao nosso melhor juízo e com resultados a serem verificados posteriormente, pode-se creditar essa diferença a uma calibração indevida do aparato experimental, uma vez que o SOA não foi inserido na calibração. Deste modo sua influência na resposta em frequência do conversor não foi considerada. Além disso, como já foi visto anteriormente, a curva de ganho do SOA varia com a potência de entrada e com o comprimento de onda, dificultando possíveis correções nas curvas medidas. Pretende-se refazer as medidas, corrigindo a calibração, em trabalhos posteriores.

Apesar das diferenças, comparações entre as curvas simuladas e as apresentadas na literatura especializada mostram boa coerência nos resultados obtidos [15]. Os resultados experimentais aqui apresentados foram divulgados em conferência nacional da SBrT - 2003 [3]. Entretanto a divulgação em revistas deverá aguardar novas medidas, assim como o aperfeiçoamento na calibração dos parâmetros do SOA utilizado no programa de simulação.

# Capítulo 5

## Conclusões

O princípio de funcionamento de um conversor de comprimento de onda, baseado em modulação cruzada de ganho via amplificador óptico a semicondutor, foi demonstrado. O estudo deste dispositivo acompanha uma forte tendência da comunidade científica na implementação de sub-sistemas para processamento de sinais no domínio totalmente óptico.

Foram citados os problemas para a amplificação multicanal em linha decorrentes das não-linearidades presentes em SOAs. Mostrou-se também que estas não-linearidades estão sendo utilizadas na implementação de funções de processamento no domínio óptico. Um dispositivo especialmente interessante é o conversor de comprimento de onda. Os benefícios para as novas redes foram discutidos, bem como as facilidades na obtenção de outras funções, caso os conversores possam ser agregados a dispositivos como roteadores e comutadores ópticos.

Medidas experimentais foram apresentadas de forma comparativa visando um maior entendimento da influência de determinados parâmetros no processo de conversão. Simulações computacionais foram realizadas de maneira a comprovar previsões teóricas. Em todos os casos, indicações de como o desempenho do conversor poderia ser melhorado foram explicitadas.

Ao final deste trabalho pode-se concluir que o amplificador óptico a semicondutor,

por características como largura de banda, tamanho e não-linearidades, é um promissor componente na obtenção de sub-sistemas de processamento. Percebe-se também que o conversor via XGM baseado em SOA apresenta boa eficiência aliada a simples implementação, além de atingir elevadas taxas de transmissão o que o torna apto a integrar as futuras redes ópticas.

Propõem-se aqui, algumas sugestões para futuros trabalhos, com o objetivo de dar continuidade ao tema abordado nesta dissertação. Como primeiro passo serão refeitas as medidas laboratoriais de forma a corrigir os erros decorrentes da calibração inadequada apresentada nesta dissertação. Feito isso, propõe-se a simulação do desempenho de um conversor via XGM baseado em SOAs de poços quânticos. Pode-se também alterar o programa de simulação de maneira a adequá-lo para respostas relativas a SOAs "*quantum dot*", tentando verificar os limites alcançados com este amplificador. Medidas de laboratório para os dois casos anteriormente citados poderão ser agregadas ao estudo tão longo se disponham dos dispositivos necessários para realização da montagem.

# Referências Bibliográficas

- [1] J. P. B. Custódio, “Compressão dinâmica do ganho em cascatas de amplificadores ópticos a semicondutor: simulação e medidas,” dissertação de Mestrado FEEC UNICAMP, Out. 1997.
- [2] I. White et al., “ Wavelength switching components for future photonic networks,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 40, no. 9, pp 74-81, Set 2002.
- [3] A. L. R. Cavalcante, C. M. Gallep, E. Conforti, “ Medida do ganho de conversão em comprimento de onda utilizando amplificador óptico a semicondutor e laser com modulação direta ,” *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT'03* Out 2003.
- [4] C. M. Gallep, “Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor,” tese de Doutorado FEEC UNICAMP, Ago. 2003.
- [5] C. M. Gallep, “*SOASIM*: simulador de controle dinâmico de ganho em amplificadores ópticos a semicondutor, incluindo validação experimental e aplicações,” dissertação de Mestrado FEEC UNICAMP, Ago. 1999.
- [6] K. Vlachos et al., “Ultrafast time-domain technology and its application in all-optical signal processing,” *J. of Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 9, pp. 1857-1868, Set. 2003.
- [7] A. V. Uskov et al., “On high-speed cross-gain modulation without pattern effects,” *Optics Communications*, vol. 227, pp. 363-369, Set. 2003.

- [8] G. P. Agrawal, *Semiconductors Lasers*, 2a ed., New York, 1993.
- [9] G. P. Agrawal, N. A. Olsson, "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2297-2306, Nov. 1989.
- [10] R. P. D. Vivacqua, "Metodologia para extração de parâmetros experimentais em amplificadores ópticos a semicondutor," dissertação de Mestrado FEEC UNICAMP, Ago. 2003.
- [11] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham e M. A. Fisher, "Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 27, pp. 1-13, 1995.
- [12] C. M. Gallep, "Não-linearidades em amplificadores ópticos a semicondutor: causas, efeitos e aplicações," *Seminário FI 197*, Nov. 1999.
- [13] J. Leuthold, B. Mikkelsen, R. E. Behringer, G. Raybon, C. H. Joyner, P. A. Besse, "Novel 3R regenerator based on semiconductor optical amplifier delayed-interference configuration," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, no. 8, pp. 860-862, Aug. 2001.
- [14] M. Asghari, I. H. White, "Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 7, pp. 1181-1190, Jul. 1997.
- [15] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen e K. E. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 942-954, Jun. 1996.
- [16] S. J. B. Yoo, "Wavelength conversion technologies for WDM network applications," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 955-966, Jun. 1996.
- [17] D. Syvridis, "All-optical wavelength converters based on semiconductor optical amplifiers," *Semiconductor Conference, 2000*, pp. 65-71.

- [18] E. Iannone e R. Sabella, "Wavelength conversion technologies in WDM optical networks: a comparasion among different devices based on semiconductor amplifiers applications," *Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting, 1995. 8th Annual Meeting Conference Proceedings, Volume 1., IEEE , Volume: 2 , 30-31 Oct. 1995* pp. 42-43.
- [19] C. Joergensen et al., "All-optical wavelenght conversion at bit rates above 10 Gb/s using semiconductor optical amplifiers," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 3, no. 5, pp 1168-1180, Oct 1997.
- [20] D. A. O. Davies, "Small-signal analisys of wavelenght conversion in semiconductor laser amplifiers via gain saturation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 6, pp. 617-619, Jun. 1995.
- [21] A. Mecozzi, "Small-signal theory of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 11, pp. 1471-1473, Nov. 1996.
- [22] A. Mecozzi e D. Marcenac, "Switches and frequency converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 6, pp. 749-751, Jun. 1997.
- [23] K. Obermann, S. Kindt, D. Breuer, K. Petermann, "Performance analisys of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor-optical amplifiers," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 1, pp. 78-85, Jan. 1998.
- [24] D. D. Marcenac, A. E. Kelly, D. Nettet e D. A. O. Davies, "Bandwidth enhacement of wavelength conversion via cross-gain modulation by semiconductor optical amplifier cascade," *Eletron. Lett.*, vol. 31, no. 17, pp. 1442-1443, Aug. 1995.