

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
SECRETARIA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

JEAN HILAIRE ADEBAI TOMOLA

**TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM AMPLIFICADOR
ÓPTICO SEMICONDUTOR**

**Rio de Janeiro
2003**

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

JEAN HILAIRE ADEBAI TOMOLA

**TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM AMPLIFICADOR
ÓPTICO SEMICONDUTOR**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi – D. C.

Rio de Janeiro

2003

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

Praça General Tibúrcio, 80 – Praia Vermelha

Rio de Janeiro - RJ CEP: 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

T661 661.3827	Tomola, Jean Hilaire Adebai Técnicas de conversão de comprimento de onda em amplificador óptico semiconductor / Jean Hilaire Adebai Tomola. – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia 113 f. :, graf., tab. Dissertação (mestrado) - Instituto Militar de Engenharia, 2003. 1. Conversão de Comprimento de Onda. 2. Amplificador Óptico Semiconductor. 3. Engenharia de comunicação Óptica. I. Instituto Militar de Engenharia. II. Técnicas de Conversão de Comprimento de Onda em Amplificador Óptico Semiconductor. CDD 621.3827
------------------	--

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

JEAN HILAIRE ADEBAI TOMOLA

**TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM AMPLIFICADOR
ÓPTICO SEMICONDUTOR**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi - D. C.

Aprovada em 07 de novembro de 2003 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi - D. C. do IME - Presidente

Prof^a. Rosângela Fernandes Coelho – Dr. ENST. do IME

Prof^a. Maria José Pontes – D. C. do IME

Prof^a. Maria Aparecida Gonçalves Martinez – Ph. D. da UPM

Rio de Janeiro

1999

À minha esposa, Rubia, por estar a meu lado o tempo todo apesar dos seus momentos de solidão.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela minha vida e pela ciência que colocou ao nosso alcance.

Ao Instituto Militar de Engenharia, alicerce da minha formação e aperfeiçoamento.

À Fundação CAPES pelo apoio financeiro.

À Prof^a. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi, minha orientadora, pelas sugestões e críticas e pela ajuda proporcionada quanto à minha ida e volta a São Paulo para o uso do simulador VPI.

À Universidade Presbiteriana Mackenzie, pelo uso do simulador VPI.

À Prof^a. Maria Aparecida G. Martinez, pelo apoio no uso do VPI e pelo lanche proporcionado.

A Suzanne Baruh e Marcos P. D´A Lemos, pela atenção dispensada para o ensino do simulador VPI, pelas simulações realizadas e pela carona.

A Etelmar Luiz Santos Junior, amigo e colega, por me estender, alegremente, sua mão nos momentos difíceis.

Ao Prof. Roberto Miscow Filho, pelos conselhos proferidos.

Aos meus colegas, pelas dúvidas tiradas e pelos momentos harmoniosos propiciados.

A Sônia Maria de Araújo Bastos da SD1, por estar sempre disponível para tirar minhas dúvidas durante a redação deste trabalho.

Aos meus familiares pelo apoio e pelo estímulo.

Enfim, a todos os professores, alunos e funcionários do DE/3 que, de alguma forma, contribuíram na realização deste trabalho.

“Dado qualquer problema de Engenharia, dada é, também, sua solução. O difícil é encontrar o caminho que leva a ela sem o uso da sabedoria e sem o domínio dos conhecimentos disponíveis. Entre eles, resalto a importância da matemática”.

JEAN HILAIRE ADEBAI TOMOLA

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	10
LISTA DE TABELAS	13
1 INTRODUÇÃO	16
1.1 Objetivos e estrutura da dissertação	18
1.2 O amplificador óptico semiconductor.....	20
1.2.1 Descrição básica do soa.....	20
1.2.2 Princípio básico de amplificação do soa.....	23
1.3 Técnicas de conversão de comprimento de onda	25
1.3.1 Conversão por chaveamento óptico	25
1.3.2 Conversão por mistura de ondas.	27
2 TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM SOAS	29
2.1 Introdução.....	29
2.2 Modulação de ganho cruzado (xgm)	29
2.2.1 Análise para pequeno sinal	32
2.2.2 Modelo analítico para a condição de pequenos sinais	38
2.3 Modulação de fase cruzada (xpm)	40
2.3.1 Princípio básico de operação de um interferômetro de Machzehnder.....	41
2.3.2 Análise teórica da propagação de ondas em um meio não-linear dispersivo.....	43
2.4 Mistura de quatro ondas (fwm)	46
2.4.1 Mecanismos não-lineares na técnica da fwm	47
2.4.2 Análise teórica dos campos ópticos em meio não-linear	49
2.5 Geração por diferença de freqüência (dfg)	52
2.5.1 Análise teórica dos campos ópticos em meio não-linear	53
2.5.2 Casamento de fase na técnica de geração por diferença de freqüência.....	54

3	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DAS TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM SOAs	56
3.1	Introdução.....	56
3.2	Simulador vpi.....	56
3.2.1	Vpitransmissionmaker™ wdm	57
3.2.2	Vpitcomponentmaker™ wdm.....	57
3.3	Modulação de ganho cruzado (xgm)	60
3.3.1	Resultados obtidos usando o modelo para pequenos sinais de (DAVIES, 1995)	60
3.3.2	Resultados obtidos usando simulação numérica através do programa vpi ..	72
3.4	Modulação de fase cruzada (xpm).....	79
3.4.1	Resultados obtidos usando o programa vpi.....	79
3.5	Mistura de quatro ondas (fwm)	86
3.5.1	Resultados obtidos usando o modelo analítico de (ZHOU, 1994)	87
3.5.2	Resultados obtidos usando simulação numérica através do programa vpi ..	94
4	CONCLUSÕES	102
5	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	108

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.1.1 Diagrama esquemático do SOA	17
FIG.1.2 SOA de Fabry-Perot	18
FIG.1.3 SOA de onda caminante (TWA)	19
FIG.1.4 Processos espontâneos e estimulados num sistema de dois níveis	20
FIG.1.5 Exemplo de conversão de comprimento de onda por chaveamento óptico.	22
FIG.1.6 Conversão de comprimento de onda por mistura de ondas	24
FIG.2.1 (a) Configuração do SOA. (b) Conversão de comprimento de onda baseado na XGM	27
FIG.2.2 Conversor de comprimento de onda baseado na XPM que utiliza o interferômetro de Mach-Zehnder.....	37
FIG.2.3 Interferômetro de Mach-Zehnder.....	38
FIG.2.4 Conversor de comprimento de onda baseado na mistura de quatro ondas .	45
FIG.2.5 Casamento de fase na técnica de geração por diferença de frequência	50
FIG.3.1 Layout do conversor simulado no ambiente de simulação do VPI	53
FIG.3.2 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM, em função da frequência de modulação do sinal de prova, onde, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2$ mW	57
FIG.3.3 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a frequência de modulação do sinal de prova. Neste caso, $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2$ mW	64
FIG.3.4 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a área da região ativa do SOA, com $\Gamma = 0,3$, $P_2 = 2$ mW e $f_2 = 4$ GHz.....	60
FIG.3.5 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se o fator de confinamento óptico, onde $A = 50 \mu\text{m}^2$, $P_2 = 2$ mW e $f_2 = 4$ GHz.....	61
FIG.3.6 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a potência do sinal de bombeio (P_2), e usando $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $f_2 = 4$ GHz	62
FIG.3.7 Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a frequência de modulação do sinal de prova (f_2). Neste caso, $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2$ mW	63

FIG.3.8	Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a área da região ativa do SOA, com $\Gamma = 0,3$, $P_2 = 2$ mW e $f_2 = 4$ GHz	64
FIG.3.9	Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se o fator de confinamento óptico, usando-se $A = 50 \mu\text{m}^2$, $P_2 = 2$ mW e $f_2 = 4$ GHz.....	65
FIG.3.10	Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a potência do sinal de bombeio, onde $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$, e $f_2 = 4$ GHz	66
FIG.3.11	Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de XGM em SOA usando-se o Programa VPI.....	69
FIG.3.12	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 150$ mA e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação NRZ	70
FIG.3.13	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde $I = 200$ mA e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação NRZ	71
FIG.3.14	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 50$ mA e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação NRZ.....	72
FIG.3.15	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 50$ mA e $\Gamma = 0,4$ e formato de modulação NRZ	73
FIG.3.16	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 150$ mA e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação RZ.....	74
FIG.3.17	Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de XPM em SOA	76
FIG.3.18	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $d = 80$ nm, $I = 150$ mA e $f_p = 193$ THz	78
FIG.3.19	Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $d = 80$ nm, $I = 200$ mA e $f_p = 193$ THz	79

FIG.3.20 Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde $d = 80$ nm, $I = 50$ mA e $f_p = 193$ THz	80
FIG.3.21 Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW e com $I = 150$ mA, $f_p = 193$ THz e $d = 100$ nm.....	81
FIG.3.22 Eficiência relativa de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. $I = 100$ mA	84
FIG.3.23 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. Neste caso, $I = 100$ mA e $P_b = -9$ dBm	85
FIG.3.24 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, com $I = 100$ mA e $G = 15$ dB	86
FIG.3.25 Eficiência relativa de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, onde $I = 150$ mA.....	87
FIG.3.26 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. Neste caso, $I = 150$ mA e $P_b = -9$ dBm	88
FIG.3.27 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, com $I = 150$ mA e $G = 15$ dB.....	89
FIG.3.28 Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de FWM em SOA	91
FIG.3.29 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 150$ mA, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193$ THz e $N_i = 3 \times 10^{24}$ $1/m^3$	92
FIG.3.30 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 150$ mA, $\Gamma = 0,4$, $f_p = 193$ THz e $N_i = 3 \times 10^{24}$ $1/m^3$	93
FIG.3.31 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde, $I = 50$ mA, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193$ THz, $N_i = 3 \times 10^{24}$ $1/m^3$	94
FIG.3.32 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 50$ mA, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193,2$ THz e $N_i = 3 \times 10^{24}$ $1/m^3$	95

FIG.3.33 Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 50 \text{ mA}$, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193 \text{ THz}$ e $N_i = 10^{24} \text{ 1/m}^3$ 96

LISTA DE TABELAS

TAB. 3.1	Descrição dos módulos usados no simulador VPI.....	55
TAB. 3.2	Valores da eficiência máxima obtidos.....	67
TAB. 3.3	Alguns parâmetros físicos do SOA.....	69
TAB.3.4	Valores da eficiência máxima obtidos, para $P_{ent} = -30$ dBm e atenuação = 0 dB.....	75
TAB.3.5	Alguns parâmetros dos SOAs utilizados na simulação da eficiência de conversão obtida através do e feito da XPM.....	77
TAB.3.6	Valores da eficiência máxima obtidos para $P_{ent} = -30$ dBm e atenuação = 0 dB.....	82
TAB.3.7	Valores da eficiência de conversão máxima obtidos para $\lambda_g = 1550$ nm...90	
TAB.3.8	Alguns parâmetros físicos dos SOAs utilizados na simulação da eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM.....	91
TAB.3.9	Os Valores da eficiência máxima obtidos para $P_{ent} = -30$ dBm e atenuação = 0 dB.....	96
TAB.4.1	Outros parâmetros relevantes na conversão de comprimento de onda (ZHOU, 1994)	102

RESUMO

Nesta dissertação, é analisada a eficiência de conversão de comprimento de onda em amplificador óptico semiconductor (SOA) através das técnicas não-lineares de modulação de ganho cruzado (XGM), modulação de fase cruzada (XPM), e mistura de quatro ondas (FWM) em função de alguns parâmetros do SOA, tais como, a corrente de injeção do SOA, o fator de confinamento óptico, a potência do sinal de bombeio, etc. Para a técnica de conversão de comprimento de onda em SOA usando a geração por diferença de frequência (DFG), foi realizada apenas sua análise teórica.

Neste trabalho, evidenciou-se também, a sensibilidade da eficiência de conversão nas técnicas de XGM, XPM e FWM, a determinados parâmetros do SOA. A partir desta informação, pode-se escolher o parâmetro do SOA cuja variação produzirá a maior variação na eficiência de conversão de comprimento de onda.

Os modelos considerados neste trabalho são os de (ZHOU, 1994) para a técnica de mistura de quatro ondas, de (DAVIES, 1995) para a técnica de modulação de ganho cruzado e os modelos do programa VPI, para as técnicas de XPM, XGM e de FWM.

ABSTRACT

In this dissertation, we have studied the wavelength conversion efficiency in SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*) using nonlinear techniques such as cross-gain modulation (XGM), cross-phase modulation (XPM), and four-wave mixing (FWM) as a function of some SOA parameters such as SOA injection current, the optical confinement factor, the cw signal power, etc.

For the wavelength conversion technique of difference frequency generation (DFG), we have limited our analysis to the theoretical one.

Also, in this work, we have shown the sensitivity of the conversion efficiency for the XGM, XPM and FWM techniques to specific parameters of the SOA. Through this information, the SOA's parameters may be chosen to produce the highest variation of the wavelength conversion efficiency.

The models considered in this work were (ZHOU, 1994) for four-wave mixing technique, (DAVIES, 1995) for cross-gain modulation and the models of the VPI software for XPM, XGM and FWM techniques.

1 INTRODUÇÃO

Recentemente, as redes de telecomunicações vêm passando por um grande processo de expansão devido à enorme demanda nos serviços de multimídia, internet e HDTV (*High Definition Television*) e ao crescente número de usuários de computadores. Tais aspectos destas redes levarão a um rápido crescimento do tráfego de informação que, por sua vez, necessitará de uma rede capaz de acomodá-lo (YOO, 1996). Para explorar toda a largura de banda da fibra óptica, será preciso que as futuras redes, também façam uso das janelas de transmissão de 1300 nm e 1550 nm que apresentam baixas dispersão e perdas na fibra, respectivamente. A importância dessas duas janelas na exploração da largura de banda da fibra óptica no futuro imediato é que ambas, por apresentarem baixas perdas na fibra óptica, permitem a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*) de vários canais de comunicação, simultaneamente. No caso da janela de 1550 nm, o uso do Amplificador a Fibra Dopada com Érbio (EDFA), que opera somente nesta janela (KEISER, 1999), permitiu a operação das redes ópticas de longas distâncias sem o uso de regeneradores. Nesta faixa de comprimento de onda, o potencial da largura de banda da fibra é da ordem de 15 THz. Na região de 1300 nm, este potencial é um pouco menor, da ordem de 12 THz.

Porém, ter uma grande largura de banda com uma baixa atenuação do sinal propagante através da rede óptica e ser capaz de acomodar um número elevado de canais com a informação, não é suficiente para que uma rede óptica WDM suporte um grande volume de informações trafegando pela mesma. Nos diversos pontos de acesso à rede, as informações dos usuários são colocadas na rede de forma independente e aleatória. Como informações de origens diferentes podem ser atribuídas a um mesmo destino, isto poderá acarretar um problema de contenção, ou seja, bloqueio das informações em determinados nós da rede. Caso a informação não disponha de outro caminho para chegar ao seu destino, os nós em questão permanecerão congestionados até a liberação do caminho óptico entre os nós congestionados e os de destino. Este problema de congestionamento em vários nós

da rede torna a rede lenta demais e a deixa incapaz de acomodar um grande volume de tráfego.

O número de comprimentos de onda nas redes WDM determina o número de endereços ou de caminhos independentes, nas mesmas. No entanto, esse número deve ser grande o suficiente para suportar um grande número de nós. Nesse caso, há um aumento da probabilidade de bloqueio de informações devido ao problema de contenção. Um meio para superar essa limitação é converter o comprimento de onda do sinal bloqueado em um outro comprimento de onda disponível no nó (YOO, 1996) e assim, permitir que a informação deixe este nó e passe por nós intermediários até chegar ao seu destino final. Para tanto, é preciso que as redes ópticas WDM sejam flexíveis para que a informação contida num dado comprimento de onda possa ser transferida para um outro comprimento de onda qualquer e, escalonáveis, para operar com taxas de transmissão cada vez mais elevadas. Elas devem ser também transparentes, ou seja, o processo de conversão de comprimento de onda não deve ser sensível à taxa de transmissão e ao formato de modulação do sinal a ser convertido.

Para que se tenha uma conversão de comprimento de onda eficiente são desejáveis conversores de comprimento de onda que operam totalmente no domínio óptico, contrariamente ao que ocorre com os atuais conversores opto-eletrônicos, eliminando assim a complexidade e os custos dos circuitos eletrônicos associados a estes últimos.

O processo de conversão de comprimento de onda no domínio óptico, deriva da forte interação entre ondas eletromagnéticas de frequências diferentes, onde as técnicas ou processos não-lineares mais usadas para esse fim são: a modulação de fase cruzada (XPM – *Cross Phase Modulation*), onde o sinal com a informação modula o índice de refração e a fase do sinal sem a informação, a modulação de ganho cruzado (XGM – *Cross Gain Modulation*), onde o sinal com a informação causa a modulação do ganho do sinal sem a informação, a mistura de quatro ondas (FWM – *Four Wave Mixing*), onde os dois sinais (com e sem a informação) interagem entre eles para gerarem uma nova frequência que é o dobro da frequência do sinal sem a informação menos a do sinal com a informação e a geração por diferença de frequência (DFG – *Difference Frequency Generation*), onde a frequência gerada, ao contrário da FWM, é a diferença entre o sinal sem a

informação e o com a informação. Cada uma dessas técnicas será abordada com mais detalhes no Capítulo 2.

Quase que paradoxalmente, as não-linearidades dos amplificadores ópticos semicondutores (SOAs – *Semiconductor Optical Amplifiers*) desenvolvidos para operarem como amplificadores tornaram os SOAs dispositivos muito atrativos para a conversão de comprimento de onda (MECOZZI, 1995).

A necessidade de se realizar a conversão de comprimento de onda torna desejável que a potência do sinal convertido seja alta o suficiente para suprir as perdas na fibra óptica entre o nó bloqueado e o primeiro nó intermediário. Além disto, deve ser suficiente para que o sinal possa ser detectado pelo receptor. A contribuição deste trabalho neste âmbito é a de analisar a eficiência de conversão de comprimento de onda de cada uma das técnicas citadas anteriormente e, conseqüentemente, apontar a técnica que proporciona uma maior eficiência de conversão em função de alguns parâmetros do amplificador óptico semiconductor. Assim sendo, será possível empregá-la para converter comprimentos de onda de sinais que trafegarão por rota mais longa ou que tenham uma baixa potência de entrada no conversor.

A motivação para este trabalho foi o projeto temático da FAPERJ intitulado “Redes Ópticas WDM para suporte ao tráfego IP” do Laboratório de Redes de Comunicações e Sistemas Ópticos do DE/3 do Instituto Militar de Engenharia do qual esta dissertação faz parte.

1.1 OBJETIVOS E ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está voltado ao estudo das técnicas de conversão de comprimento de onda que usam a XGM, a XPM, a FWM e a DFG em amplificador óptico semiconductor, com o objetivo de avaliar o desempenho dos conversores de comprimento de onda que utilizam essas técnicas. A avaliação consiste em estudar a eficiência de conversão de cada uma delas usando os modelos matemáticos apresentados por (DAVIES, 1995) e (ZHOU, 1994), no caso das técnicas que utilizam a XGM e a FWM, respectivamente, e o simulador VPI, cujos detalhes serão

descritos no Capítulo 3, para as técnicas de XGM, XPM e FWM. A partir dessas análises, deseja-se mostrar como parâmetros tais que, a corrente de injeção do SOA, a potência do sinal de entrada no SOA, a diferença em comprimento de onda entre o sinal de prova e de bombeio (FWM), a área da região ativa do SOA etc, podem influenciar diferentemente em cada uma das técnicas e daí estabelecer uma comparação entre as técnicas e, conseqüentemente, entre os modelos.

Com o desejo de se atingir os objetivos enumerados anteriormente, este trabalho foi estruturado da seguinte forma:

Capítulo 1 – Neste capítulo é apresentada a importância dos conversores de comprimento de onda na expansão das redes ópticas WDM. Através deste processo, é mostrado como o problema de bloqueio de informação nos nós da rede, que é um fator que limita bastante a capacidade da mesma, pode ser contornado. São apresentados os fenômenos físicos, que ocorrem no amplificador óptico semicondutor, usado como meio de conversão de comprimento de onda, assim como o tipo de interação não-linear, entre as ondas eletromagnéticas, provido por este para se ter as diferentes técnicas de conversão de comprimento de onda.

Capítulo 2 – Apresenta a teoria de cada uma das técnicas de conversão de comprimento de onda. Primeiramente, a técnica de XGM é apresentada. A seguir, vêm as técnicas de XPM, de FWM e finalmente, a técnica de DFG.

Capítulo 3 – Este capítulo mostra o ambiente de simulação do programa VPI e os resultados obtidos tanto com esse programa quanto com a modelagem teórica.

Capítulo 4 – É o capítulo que apresenta as conclusões sobre este trabalho, com base nos resultados obtidos no capítulo 3. Mostra o quanto a eficiência de conversão de comprimento de onda de cada uma das técnicas estudadas pode ser influenciada pelos parâmetros como a corrente de injeção do SOA, o fator de confinamento óptico e a potência dos sinais de entrada. Evidencia também, os futuros trabalhos nos quais o conteúdo desta dissertação poderá ser de importância relevante.

1.2 O AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR

1.2.1 DESCRIÇÃO BÁSICA DO SOA

Todas as técnicas de conversão de comprimento de onda citadas podem ter como dispositivo básico, entre outros, o amplificador óptico semicondutor. Ele pode ser desenvolvido em AlGaAs, para operar na faixa de 850 nm ou em InP/InGaAsP, para operar em 1,3 μm e em 1,55 μm , região esta que apresenta ganho uniforme no SOA e, em termos de fibra óptica, baixa atenuação. Os SOAs são caracterizados por seus altos ganhos ópticos, podendo exceder 20 dB mesmo em dispositivos cujo comprimento é de algumas centenas de micrometros. Os altos ganhos são acompanhados de uma baixa potência de saturação e de um curto tempo de vida (da ordem de pico segundo) da emissão espontânea que ocorre na região ativa do SOA. Portanto, os mecanismos de saturação como “carrier heating”, “spectral-hole burning” e “carrier depletion”, se tornam importantes para ajustar o desempenho de qualquer dispositivo baseado em semicondutores ativos (MECOZZI, 1995). O “carrier heating”, é responsável pela elevação da temperatura média dos portadores através do processo de emissão estimulada e de absorção dos portadores livres, causando a redução do ganho óptico. Além da modulação do ganho, ele também, é responsável pela modulação do índice de refração do material (USKOV, 1994). A absorção dos portadores livres faz com que alcancem níveis de energia superiores dentro das bandas, enquanto que a emissão estimulada subtrai os portadores, cujas temperaturas estão abaixo da média, na banda de condução (KESLER, 1987), (HALL, 1992) e (HALL, 1993) provocando assim, a elevação da temperatura média dos portadores. Dois tempos característicos estão associados ao “carrier heating”. O primeiro é o tempo de espalhamento portador-portador, que é o tempo que o portador leva para atingir uma temperatura de equilíbrio mais elevada. O segundo é o tempo de espalhamento fônon-portador, que é da ordem de 700 fs, e é o tempo que os portadores precisam para se resfriar até atingir a temperatura da rede cristalina (MECOZZI, 1995). Na emissão estimulada, são esses portadores, que possuem a temperatura da rede cristalina, que irão decair dentro da região ativa do

SOA por carregarem um baixo momento em relação aos portadores que tiverem um espalhamento portador-portador, pois o fônon óptico reduz a temperatura dos portadores que com ele se colidem e, conseqüentemente, seu momento (CONNELLY, 2002). Esses processos têm uma função importante na dinâmica dos lasers semicondutores (MECOZZI, 1995). O “spectral-hole burning” é responsável pela distribuição dos portadores na banda de condução (AGRAWAL, 1987) e principalmente, pela modulação do ganho. Esses dois processos contribuem para que sejam observados efeitos não-lineares em material semiconductor (USKOV, 1994).

Os processos que ocorrem dentro da banda, dos quais resultam o “carrier heating” e o “spectral-hole burning”, são responsáveis pela alta velocidade de modulação dos SOAs (SU, 1986) e (AGRAWAL, 1988). Nos amplificadores ópticos semicondutores, os processos de saturação são também, a causa da distorção do pulso e do “chirping” em freqüência durante a amplificação dos pulsos ópticos na faixa de picosegundo e do “cross-talk” entre canais em sistemas WDM (OLSSON, 1989).

Um SOA é um dispositivo opto-eletrônico que sob condições de operação apropriadas pode amplificar um sinal de luz de entrada. A FIG. 1.1 mostra o diagrama esquemático de um SOA básico (CONNELLY, 2002).

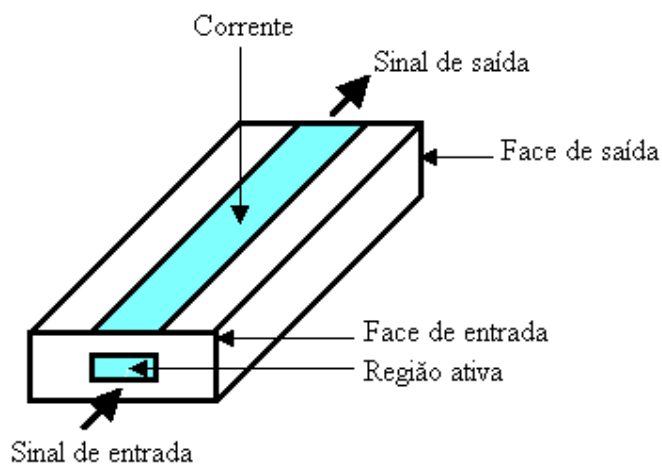


FIG. 1.1: Diagrama esquemático do SOA

A amplificação do sinal de entrada acontece na região ativa do SOA. Para isso, uma corrente elétrica externa deve ser injetada para que haja ganho. O guia de onda do SOA permite confinar o sinal propagante apenas na sua região ativa. Mas, esse

confinamento não sendo perfeito, permite a propagação do sinal através das regiões em torno da região ativa. O sinal de saída é acompanhado de ruído ASE (Amplified Spontaneous Emission) produzido pelo próprio processo de amplificação que, portanto, não pode ser totalmente evitado. Se as faces do amplificador forem refletivas, causam picos no espectro do ganho (CONNELLY, 2002).

Os SOAs podem ser classificados em dois tipos principais:

A) SOA DE FABRY-PEROT (FPA);

Nesse tipo de SOA as reflexões nas extremidades das faces são significantes, ou seja, o sinal passa várias vezes através do amplificador, como pode ser visto na FIG. 1.2. Este amplificador não funciona como um laser pois sua corrente de operação está abaixo da corrente de limiar para a oscilação do laser.

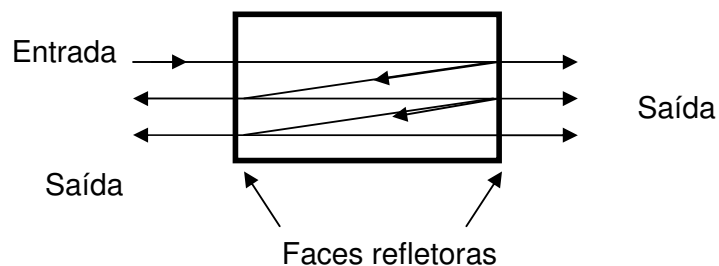


FIG. 1.2: SOA de Fabry-Perot

B) SOA DE ONDA CAMINHANTE (TWA);

Contrariamente ao SOA de Fabry-Perot, as reflexões são desprezíveis no TWA (Travelling Wave Amplifier), isto é, o sinal passa apenas uma vez pelo amplificador, como está mostrado na FIG. 1. 3.

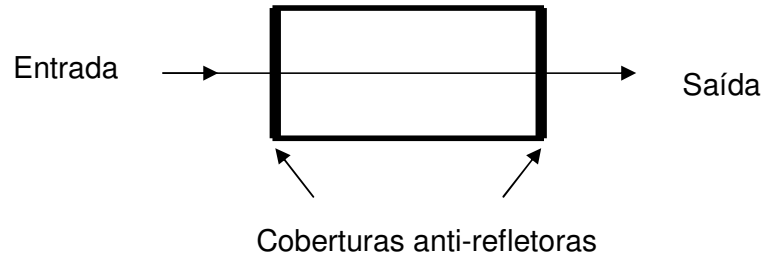


FIG. 1. 3: SOA de onda caminhante (TWA)

O FPA tem uma largura de banda muito estreita devido à refletividade dos espelhos da ordem de 0,3 e 0,35. Por isto, é muito sensível às flutuações da corrente de polarização, temperatura e à polarização do sinal. Contrariamente ao FPA, o TWA, por ter uma refletividade da ordem de 0,001 é menos sensível às flutuações da corrente de polarização, temperatura e à polarização do sinal. Apresenta um ganho de saturação maior e um ruído menor que o FPA. Por estas razões o TWA é mais usado como conversor de comprimento de onda (GERLER, 2000).

1.2.2 PRINCÍPIO BÁSICO DE AMPLIFICAÇÃO NO SOA

No SOA, os elétrons são injetados, a partir de uma fonte de corrente externa na região ativa. Esses portadores energizados ocupam estados de energia na banda de condução do material na região ativa, deixando lacunas na banda de valência. Três mecanismos radioativos são possíveis no semiconductor, como mostra a FIG. 1.4.

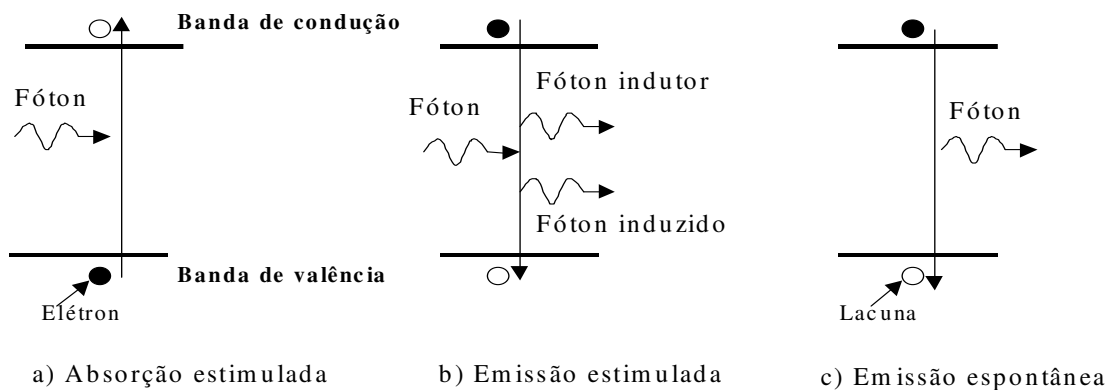


FIG. 1.4: Processos espontâneos e estimulados num sistema de dois níveis.

Na absorção, um fóton de luz incidente com energia suficiente, pode estimular o portador para transicionar da banda de valência para a banda de condução, como mostra a FIG. 1.4a. O processo inverso ocorre quando um fóton com energia apropriada incidir sobre o semiconductor causando assim, uma recombinação e emissão estimulada. Nesse caso, o portador irá perder sua energia em forma de fóton. Esse novo fóton estimulado será idêntico ao fóton que o induziu. Os dois (o induzido e o indutor) terão a mesma fase, freqüência e direção, isto é, terão uma interação coerente, como pode ser visto na FIG. 1.4b. Além disto, os elétrons da banda de condução podem se recombinar de forma espontânea com as lacunas da banda de valência, independentemente, da injeção de um sinal externo no SOA, este é o processo de emissão espontânea, que está ilustrado na FIG. 1.4c.

Tanto o fóton original quanto o estimulado podem gerar mais transições estimuladas. Se a corrente injetada for suficientemente alta, então, haverá inversão de população quando a população dos portadores na banda de condução exceder a da banda de valência. Nesse caso, a emissão estimulada é maior que a absorção e assim, o semiconductor apresentará ganho óptico.

No processo de emissão espontânea, o portador da banda de condução irá se recombinar espontaneamente com a lacuna da banda de valência emitindo um fóton com a fase e a direção aleatórias. Os fótons emitidos espontaneamente têm uma larga faixa de freqüências e são essencialmente ruidosos. Além disto, causam a

redução da população de portadores disponível para a emissão estimulada, ou seja, para o ganho óptico. A emissão espontânea é uma consequência direta do processo de amplificação e não pode ser evitada. Os processos estimulados são proporcionais à intensidade da radiação de indução, enquanto que o processo da emissão espontânea é independente dela (CONNELLY, 2002).

1.3 TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA

As técnicas que podem ser usadas no processo de conversão de comprimento de onda podem ser classificadas em duas categorias: conversão por chaveamento óptico e conversão por mistura de onda.

1.3.1 CONVERSÃO POR CHAVEAMENTO ÓPTICO

Um grande número de conversores de comprimento de onda se enquadra nesta categoria. São eles, o conversor de comprimento de onda por modulação de fase cruzada (XPM) e o conversor por modulação do ganho cruzado (XGM). Eles empregam um dispositivo óptico que muda suas características físicas dependendo da intensidade do sinal de entrada, ou seja, pequeno sinal ou forte sinal. São conversores do tipo entrada - variável e saída – fixa, ou seja, variando o comprimento de onda do sinal de entrada (sinal com a informação), o comprimento de onda do sinal de saída permanecerá fixo, isto é, será sempre o mesmo.

A função do chaveamento óptico é fornecida, predominantemente, pela não-linearidade de terceira-ordem do material semiconductor. A magnitude dessa não-linearidade óptica determina a potência do sinal de entrada necessária para que haja o processo de conversão. Os materiais disponíveis hoje têm a não-linearidade de terceira-ordem extremamente baixa, a não ser que seja usado algum artifício para aumentar a ressonância dos mesmos. O problema da não-linearidade ressonante é

que traz também, uma absorção ressonante cujo tempo de vida limita a taxa de transmissão da informação (YOO, 1996).

Nesta categoria, a conversão de comprimento de onda pode ser realizada pelo uso de um dispositivo que possa agir como um chaveador óptico em resposta a uma excitação óptica. O ganho do amplificador óptico semiconductor, por exemplo, pode ser modulado por um sinal de prova λ_p que carrega a informação a ser convertida no comprimento de onda de saída $\lambda_{saída}$. O sinal de bombeio CW no comprimento de onda λ_b , igual ao comprimento de onda de saída $\lambda_{saída}$, ao se propagar pelo SOA, é modulado segundo os níveis lógicos 0 e 1 do sinal de prova, como mostra o exemplo da FIG. 1.5. A saturação desse ganho ocorre com o aumento da potência óptica dos sinais de entrada (sinal de prova e sinal CW). Isto ocorre, tipicamente, com uma potência de, aproximadamente, -10 dBm (MOUFTAH, 2000).

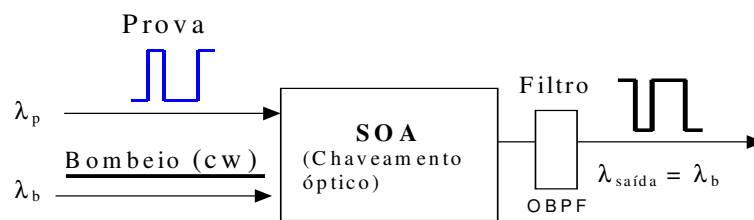


FIG. 1.5: Exemplo de conversão de comprimento de onda por chaveamento óptico.

Na saída do conversor, é usado um filtro óptico de banda passante (OBPF) para filtrar o comprimento de onda λ_p e deixar passar λ_b , já modulado no processo de conversão. Se o laser do sinal de prova e o filtro forem sintonizáveis, então, tem-se um conversor sintonizável. Caso contrário, o conversor é dito ser fixo.

1.3.2 CONVERSÃO POR MISTURA DE ONDAS

A mistura de ondas se deve a resposta óptica não-linear do meio semiconductor quando tem-se mais de uma onda com diferente comprimento de onda presente no mesmo. O resultado do efeito dessa mistura é a geração de uma outra onda cuja intensidade é proporcional ao produto das intensidades das ondas de interação, como mostra a FIG. 1.6. A fase e a freqüência da onda gerada é uma combinação linear da fase e da freqüência das ondas envolvidas nessa interação. Portanto, a mistura de ondas preserva tanto a informação de fase quanto a de amplitude e essa é a única categoria dos conversores de onda que oferece uma total transparência. É também, o único método que permite uma conversão simultânea de um conjunto de vários comprimentos de onda de entrada e pode acomodar sinais com taxa de transmissão elevada, podendo exceder à 100 Gbit/s (YOO, 1996).

Dependendo da quantidade n de ondas envolvidas na interação, este processo é chamado de mistura de três ondas se $n = 2$, (duas ondas na entrada e uma na saída), mistura de quatro ondas (FWM) se $n = 3$, (três ondas na entrada e uma na saída), e assim por diante. A geração por diferença de freqüência (DFG) é uma mistura de três ondas.

A FWM se baseia em efeitos não-lineares que se originam na susceptibilidade de terceira ordem $\chi^{(3)}$, onde χ é a susceptibilidade linear do meio, enquanto que, a DFG está baseada nos efeitos não-lineares que se originam da susceptibilidade de segunda ordem $\chi^{(2)}$. Conseqüentemente, a eficiência de conversão é mais elevada na DFG do que na FWM, pois a potência absorvida por esta última para sua ocorrência é maior (YOO, 1996).

O processo de conversão de comprimento de onda nesta categoria é de entrada variável e saída variável, ou seja, variando λ_p ou λ_b , $\lambda_{saída}$ também varia (YOO, 1996).

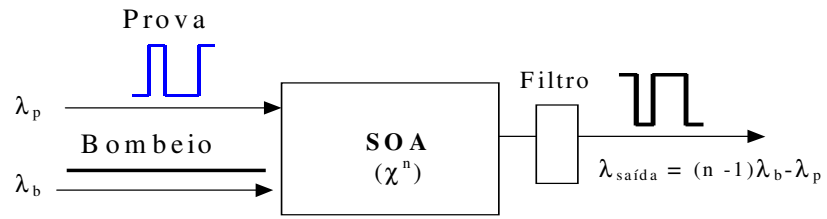


FIG. 1.6: Conversão de comprimento de onda por mistura de ondas.

2 TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM SOAS

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o modelo teórico de cada uma das técnicas de conversão de comprimento de onda. Para as técnicas que utilizam a modulação do ganho cruzado e a mistura de quatro ondas, será possível extrair a expressão analítica da eficiência de conversão a partir das equações que governam a propagação de ondas eletromagnéticas dentro do amplificador óptico semiconductor.

No caso das técnicas que usam a modulação de fase cruzada e a geração por diferença de frequência, este trabalho limitou-se apenas, às suas análises teóricas. Com o simulador VPI, cujos detalhes serão apresentados no capítulo 3, foi possível obter a eficiência de conversão de todas as técnicas abordadas aqui, exceto para a técnica de geração por diferença de frequência, por não fazer parte da biblioteca do mesmo. Os resultados obtidos nestas simulações serão apresentados no capítulo 3.

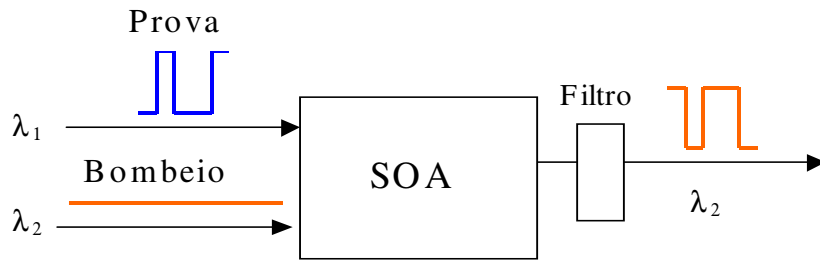
2.2 MODULAÇÃO DE GANHO CRUZADO (XGM)

Na técnica de conversão de comprimento de onda que usa a XGM, a velocidade do conversor e a máxima taxa de transmissão, são ditadas pela dinâmica dos portadores. Com um tempo de vida dos portadores da ordem de picosegundo, é possível ter uma taxa de transmissão em torno de 10 Gb/s (YOO, 1996). Os fatores que limitam o desempenho do conversor que utiliza a XGM, são: a sensibilidade à polarização (pode ser reduzida com um projeto cuidadoso do SOA); a degradação da relação sinal-ruído (SNR) devido à emissão espontânea amplificada (ASE), onde as figuras de ruído (relação entre a SNR de entrada e a SNR de saída) típicas são da ordem de 7 a 8 dB; a razão de extinção, cujo valor típico está abaixo de 8 dB, e que ocorre particularmente ao converter um dado comprimento de onda para um outro ainda maior; a inversão da seqüência de bits; a distorção da amplitude e a

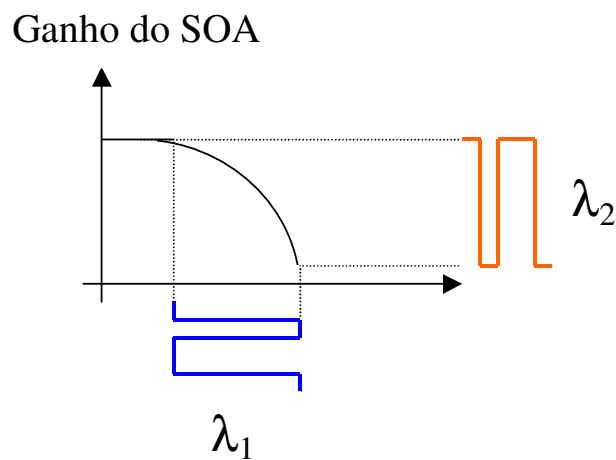
modulação da fase do sinal de saída devido à variação da densidade de portadores e do índice de refração. Esse último problema aumenta a dispersão do pulso na transmissão, mas fornece também um método alternativo de conversão que é a modulação de fase cruzada (XPM), que será abordada na seção 2.3. Geralmente, a eficiência de conversão na XGM é menor que o ganho do SOA e, a figura de ruído no processo de conversão é maior que a figura de ruído intrínseca do amplificador (KIKUCHI, 1993).

Apesar dessas limitações, a XGM é muito usada devido a sua simplicidade e a sua eficiência de conversão (razão entre a potência de saída e a de entrada) que é, razoavelmente, elevada (MOUFTAH, 2000).

O modelo considerado neste trabalho para o conversor que usa a XGM é o de (DAVIES, 1995). Este tipo de conversor está mostrado na FIG. 2.1a. Um sinal modulado em intensidade no comprimento de onda λ_1 é injetado no SOA junto com um sinal CW de bombeio no comprimento de onda λ_2 . O nível da potência do sinal CW tem que ser suficientemente alto para causar a compressão do ganho do SOA. Essa compressão do ganho resulta da depleção causada pela emissão estimulada na presença de uma fonte de potência elevada. A modulação do ganho causada pelo sinal de entrada modula o sinal de bombeio no comprimento de onda de saída, como mostra a FIG. 2.1b.



(a) Configuração do SOA



(b) Saturação do ganho

FIG. 2.1: Conversor de comprimento de onda baseado na XGM.

A taxa máxima na qual o conversor do tipo XGM pode operar está limitada pela taxa de restabelecimento dos portadores no amplificador (EISENSTEIN, 1989) e (VALIENTE, 1993). Na presença de campos ópticos intensos, a taxa de restabelecimento é melhorada devido à redução do tempo de vida efetivo do portador, que resulta da emissão estimulada (STORKFELT, 1991) e (WIENSENFELD, 1993).

Quando se deseja ter um tempo de restabelecimento rápido, uma fonte CW de potência relativamente alta deve ser usada. Isso resulta numa operação mais rápida do conversor.

Para o estudo da técnica de modulação de ganho cruzado, (Davies, 1995) fez uma análise de pequeno sinal no seu modelo pois, foi verificado que o aumento na largura de banda do conversor de comprimento de onda depende do processo óptico de amplificação que age como um filtro passa-alta quando pequenos sinais se propagam no dispositivo. Neste caso, a largura de banda e a eficiência de conversão são função do tempo de vida da emissão estimulada e do ganho do SOA e neste trabalho, o mesmo modelo é utilizado.

2.2.1 SOLUÇÃO ANALÍTICA PARA A ANÁLISE PARA PEQUENO SINAL

Nessa análise, foram consideradas somente ondas co-propagando no SOA e a contribuição da emissão espontânea foi desprezada. Foi considerado também, que o SOA tem camadas anti-refletoras perfeitas.

Considerando dois feixes de luz, sinal de bombeio e de prova, identificados respectivamente por 1 e 2, a evolução da concentração de portadores $N(z,t)$ no SOA ao longo do tempo pode ser dada por (DAVIES, 1995):

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{J}{ed} - R(N) - \left[(N - N_1) \cdot \frac{(P_1 + p_1)}{E_{sat,1}} + (N - N_2) \cdot \frac{(P_2 + p_2)}{E_{sat,2}} \right] \quad (2.1)$$

onde, J é a densidade de corrente injetada, e é a carga do elétron, d a espessura da região ativa, $R(N) = A_{nr}N + BN^2 + CN^3$ é a taxa de recombinação espontânea e onde o primeiro, o segundo e o terceiro termos de $R(N)$ são o “defect recombination”, a recombinação espontânea radioativa e a recombinação de Auger, respectivamente. N_1 e N_2 são as densidades de portadores necessárias para a transparência, associadas aos sinais de bombeio e de prova nos comprimentos de onda λ_1 e λ_2 , respectivamente (DIJAILI, 1992), $P_i = 1 \text{ ou } 2$ é a potência do sinal em estado estacionário e $p_i = 1 \text{ ou } 2$ é a potência do sinal de perturbação. O ganho do sinal i (em λ_i) é descrito como $g_i = a_i(N - N_i)$, e a energia de saturação é dada por (DAVIES, 1995):

$$E_{sat,i} = \frac{A\hbar\omega_i}{a_i\Gamma} \quad (2.2)$$

onde, a_i é o ganho diferencial, A é a área da região ativa, \hbar é a constante de Planck normalizada, ω_i é a frequência angular do fóton e Γ , o coeficiente de confinamento óptico de cada modo, que é considerado como sendo o mesmo para todos os modos. A propagação da potência óptica no amplificador é governada por (DAVIES, 1995):

$$\frac{\partial(P_i + p_i)}{\partial z} = [\Gamma a_i(N - N_i) - \alpha_{int}](P_i + p_i) \quad (2.3)$$

onde, α_{int} é a perda interna.

Considerando-se o caso em que a potência de saturação seja elevada em um ou mais dos sinais ópticos e, que estes tenham superpostos uma pequena modulação, e ainda que, a concentração de portadores é dada por: $N = N_0 + n$, onde, N_0 é a densidade de portadores na transparência, tem-se da EQ. 2.1, para o estado estacionário, que

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{J}{ed} - R(N_0) - \sum_i (N_0 - N_i) \frac{P_i}{E_{sat,i}} = 0 \quad (2.4)$$

Sendo $ed = eV/A = qV$, onde $q = e/A$ e V , o volume da região ativa. Re-escrevendo a EQ. 2.4 tem-se (DAVIES, 1995):

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{J}{qV} - R(N_0) - \sum_i (N_0 - N_i) \frac{P_i}{E_{sat,i}} = 0 \quad (2.5)$$

Para pequenos sinais, tem-se:

$$\frac{\partial(N_0 + n)}{\partial t} = \frac{J}{ed} - R(N_0 + n) - \sum_i (N_0 + n - N_i) \frac{(P_i + p_i)}{E_{sat,i}} \quad (2.6)$$

Desprezando-se as componentes do estado estacionário:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{\partial R}{\partial N} \cdot n - \sum_i \frac{(N_0 P_i + N_0 p_i + n P_i + n p_i - N_i P_i - N_i p_i)}{E_{sat,i}} \quad (2.7)$$

Considerando que $n p_i \approx 0$ e desprezando-se os termos $N_0 P_i$ e $N_i P_i$ por não caracterizarem os pequenos sinais, tem-se que:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n}{\tau_c} - \sum_i \frac{(N_0 - N_i) p_i + n P_i}{E_{sat,i}} \quad (2.8)$$

onde, $\frac{\partial R}{\partial N} = \frac{1}{\tau_c}$, é o tempo de vida dos portadores associados ao pequeno sinal.

Agora, considerando uma variação senoidal no tempo, onde $P_i = |P_i| e^{j\omega t}$, a concentração de portadores para pequenos sinais será obtida resolvendo-se a EQ. 2.8.

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n}{\tau_c} - \left\{ \frac{[(N_0 - N_1) p_1 + n P_1]}{E_{sat,1}} + \frac{[(N_0 - N_2) p_2 + n P_2]}{E_{sat,2}} \right\} \quad (2.9)$$

ou, ainda,

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \frac{n}{\tau_c} + \frac{n P_1}{E_{sat,1}} + \frac{n P_2}{E_{sat,2}} = - \left[\frac{(N_0 - N_1) P_1}{E_{sat,1}} + \frac{(N_0 - N_2) P_2}{E_{sat,2}} \right] \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \frac{n}{\tau_c} + \frac{n |P_1| e^{j\omega t}}{E_{sat,1}} + \frac{n |P_2| e^{j\omega t}}{E_{sat,2}} = -|k| e^{j\omega t} \quad (2.11)$$

onde $k = \frac{(N_0 - N_1) P_1}{E_{sat,1}} + \frac{(N_0 - N_2) P_2}{E_{sat,2}}$

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \left(\frac{1}{\tau_c} + \frac{|P_1|e^{j\omega t}}{E_{sat,1}} + \frac{|P_2|e^{j\omega t}}{E_{sat,2}} \right) n = -|k|e^{j\omega t} \quad (2.12)$$

Considerando que $\left(\frac{|P_1|}{E_{sat,1}} + \frac{|P_2|}{E_{sat,2}} \right) = k_1$ tem-se:

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \left(\frac{1}{\tau_c} + k_1 e^{j\omega t} \right) n = -|k|e^{j\omega t} \quad (2.13)$$

Como a equação diferencial (EQ. 2.13) é de 1ª ordem, tem-se:

$$P(t) = \frac{1}{\tau_c} + k_1 e^{j\omega t} \Rightarrow \int P(t) dt = \frac{t}{\tau_c} + \frac{k_1}{j\omega} e^{j\omega t} \quad (2.14)$$

Se $k_1/(j\omega) = k_2$, então, $\int P(t) dt = \frac{t}{\tau_c} + k_2 e^{j\omega t}$

O fator de integração é dado por:

$$e^{\int P(t) dt} = e^{\left(\frac{t}{\tau_c} + k_2 e^{j\omega t} \right)} \quad (2.15)$$

$$Q(t) = -|k|e^{j\omega t} \Rightarrow \int [Q(t)e^{\int P(t) dt}] dt = \int [-|k|e^{j\omega t} \cdot e^{\left(\frac{t}{\tau_c} + k_2 e^{j\omega t} \right)}] dt \quad (2.16)$$

$$= -|k| \int [e^{\left(j\omega t + \frac{t}{\tau_c} + k_2 e^{j\omega t} \right)}] dt = \frac{-|k|e^{\left(j\omega t + \frac{t}{\tau_c} + k_2 e^{j\omega t} \right)}}{j\omega + \frac{1}{\tau_c} + j\omega k_2 e^{j\omega t}}$$

$$n(t) = \frac{\int Q(t)e^{\int P(t) dt} dt}{e^{\int P(t) dt}} = \frac{-|k|e^{j\omega t} e^{\frac{t}{\tau_c}} \cdot e^{k_2 e^{j\omega t}}}{\left(j\omega + \frac{1}{\tau_c} + j\omega k_2 e^{j\omega t} \right) e^{\frac{t}{\tau_c}} \cdot e^{k_2 e^{j\omega t}}} \quad (2.17)$$

Depois de algumas manipulações algébricas, chega-se à:

$$n(t) = - \frac{\left[\frac{(N_0 - N_1)P_1}{E_{sat,1}} + \frac{(N_0 - N_2)P_2}{E_{sat,2}} \right]}{j\omega + \frac{1}{\tau_c} + \frac{P_1}{E_{sat,1}} + \frac{P_2}{E_{sat,2}}} = \frac{- \sum_i \frac{(N_0 - N_i)P_i}{E_{sat,i}}}{j\omega + \frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{\tau_{s,1}} + \frac{1}{\tau_{s,2}}}$$

onde $\frac{P_i}{E_{sat,i}} = \frac{1}{\tau_{s,i}}$ e $\tau_{s,i}$ é o tempo de vida da emissão estimulada.

Assim, a população de portadores associada ao pequeno sinal é dada por:

$$\boxed{n(t) = \frac{- \sum_i \frac{(N_0 - N_i)P_i}{E_{sat,i}}}{\frac{1}{\tau_c} + \sum_i \frac{1}{\tau_{s,i}} + j\omega}} \quad (2.18)$$

e, a contribuição do tempo de vida da emissão estimulada $\tau_{s,i}$ de cada sinal varia com z , pois, P_i depende de z .

O comportamento da potência óptica para cada sinal é descrito por:

$$\frac{\partial P_i}{\partial z} = [\Gamma a_i (N_0 - N_i) - \alpha_{int}] P_i \quad (2.19)$$

onde, Γ é o fator de confinamento óptico, a_i é o ganho diferencial em λ_i , N_0 é a densidade de portador na transparência, N_i é a densidade inicial de portador em λ_i , α_{int} é a perda interna e P_i é a potência do sinal de prova em estado estacionário em λ_i .

Para pequenos sinais a expressão da potência é dada por (DAVIES, 1995):

$$\frac{\partial p_i}{\partial z} = [\Gamma a_i (N - N_i) - \alpha_{int}] p_i + a_i \Gamma n P_i \quad (2.20)$$

Explicitando-se a expressão do ganho modal, g_i , a partir da EQ. 2.20 tem-se:

$$g_i = \Gamma a_i (N - N_i) = \frac{I}{p_i} \frac{\partial p_i}{\partial z} + \alpha_{int} - a_i \Gamma \frac{P_i}{p_i} n \quad (2.21)$$

Para uma dada posição no amplificador, as soluções no estado estacionário das EQ. 2.4 e 2.19 dão os valores da concentração de portadores, da densidade de fóton local, do ganho material e do tempo de vida do portador. A magnitude da perturbação da população é dada pela EQ. 2.18, que descreve a resposta dos portadores devido à amplificação dos sinais de perturbação e mostra que a resposta em frequência permite uma frequência “roll-off” (frequência na qual a resposta cai de 3 dB) maior que a frequência no ponto da máxima resposta em frequência (DAVIES, 1995), que é governada pelo tempo de vida local efetivo τ_{eff} , dado por (DAVIES, 1995):

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1}{\tau_c} + \sum_i \frac{1}{\tau_{s,i}} \quad (2.22)$$

Essa alta frequência de “roll-off” terá influência no mecanismo de conversão de comprimento de onda, onde a modulação dos portadores age transferindo a modulação de um sinal para outro (WIESENFELD, 1993). Entretanto, a consideração da EQ. 2.20 mostra que seu último termo, que representa o acoplamento da luz a partir da componente CW para a componente variante no tempo, age no sentido de comprimir o ganho nas frequências (ω) mais baixas, como pode ser observado nas EQ. 2.18 e EQ. 2.21. Isso ocorre, pois, para o caso de frequências (ω) mais baixas, a população de portadores $n(t)$ é maior (na EQ. 2.18) e ao decair dentro da região ativa, leva a uma maior redução do ganho do SOA (na EQ. 2.21). Para as altas frequências, a população de portadores não consegue acompanhar a variação da luz, pois a população de portadores $n(t)$ é baixa, nesse caso.

2.2.2 MODELO ANALÍTICO PARA A CONDIÇÃO DE PEQUENOS SINAIS

Para que uma solução analítica seja possível, o caso particular de conversão de comprimento de onda é considerado, onde o sinal CW em λ_2 é dominante em relação ao sinal de prova em λ_1 (analiticamente, $P_1 \Rightarrow 0$). Além disso, é assumido que a concentração de portadores e o ganho são constantes ao longo do dispositivo.

A evolução da componente de pequeno sinal da onda de entrada é regida a partir da EQ. 2.20 por:

$$\frac{\partial p_1}{\partial z} = (g_1 - \alpha_{int}) p_1 \quad (2.23)$$

onde, $P_1 = 0$, g_1 é o ganho modal em λ_1 , α_{int} são as perdas internas.

A solução da EQ. 2.23 é :

$$p_1(z) = p_{1,0} e^{(g_1 - \alpha_{int})z} \quad (2.24)$$

onde $p_{1,0}$ é a potência do sinal na entrada e g_1 é definido na EQ. 2.21.

A equação que rege a evolução da luz propagante no comprimento de onda convertido (λ_2) é obtida substituindo a EQ. 2.18 na EQ. 2.20, obtendo-se:

$$\frac{\partial p_2}{\partial z} = [\Gamma a_2 (N - N_2) - \alpha_{int}] p_2 + \Gamma a_2 \frac{-\sum_i (N_0 - N_2) \frac{P_2}{E_{sat,2}}}{\frac{1}{\tau_c} + \sum_i \frac{1}{\tau_{s,i}} + j\omega} P_2 \quad (2.25)$$

Fazendo-se várias substituições, encontra-se:

$$\frac{\partial p_2}{\partial z} = (g_2 - \alpha_{int}) p_2 - \left(\frac{a_2 g_1 p_1}{a_1 E_{sat,1}} + \frac{g_2 p_2}{E_{sat,2}} \right) \frac{P_2}{\tau_{eff} + j\omega} \quad (2.26)$$

Usando a EQ. 2.24, a EQ. 2.25 pode ser resolvida, com $p_2(z=0)=p_{2,0}$ como condição inicial. Se todos os ganhos e todas as energias de saturação forem considerados iguais entre si, ou seja, $g=g_1=g_2$ e $E_{\text{sat},1}=E_{\text{sat},2}$, então,

$$p_2(z, \omega) = \left\{ (p_{1,0} + p_{2,0}) \cdot \exp \left(\frac{-gz}{\frac{\tau_{s,2}}{\tau_c} + 1 + j\omega\tau_{s,2}} \right) - p_{1,0} \right\} e^{(g-\alpha_{\text{int}})z} \quad (2.27)$$

Para uma conversão de comprimento de onda com $p_{2,0}=0$, a eficiência de conversão do sinal 1 para o sinal 2, na posição z , é dada por (DAVIES, 1995):

$$\eta(z, \omega) = \left| \frac{p_2(z, \omega)}{p_1(z, \omega)} \right| = \frac{\left| \left\{ (p_{1,0} + p_{2,0}) \cdot \exp \left(\frac{-gz}{\frac{\tau_{s,2}}{\tau_c} + 1 + j\omega\tau_{s,2}} \right) - p_{1,0} \right\} e^{(g-\alpha_{\text{int}})z} \right|}{p_{1,0} e^{(g-\alpha_{\text{int}})z}} \quad (2.28)$$

ou, ainda,

$$\eta(z, \omega) = \left| \exp \left(\frac{-gz}{\frac{\tau_{s,2}}{\tau_c} + 1 + j\omega\tau_{s,2}} \right) - 1 \right| \quad (2.29)$$

A EQ. 2.29 mostra que o comportamento da resposta em frequência da eficiência de conversão de comprimento de onda se baseia na combinação do ganho do dispositivo e nos tempos de vida das emissões espontânea e estimulada. É interessante notar que a resposta em frequência da eficiência de conversão não é explicitamente dependente da perda interna do dispositivo.

Nesse modelo, o dispositivo é parametrizado por gz (ganho x posição ao longo do comprimento do SOA) e $\tau_{s,2}$ (tempo de vida da emissão espontânea em λ_2). Num dispositivo real, estes dois parâmetros são inter-relacionados, mas, neste estudo, assume-se que são independentes, por simplificação.

2.3 MODULAÇÃO DE FASE CRUZADA (XPM)

Enquanto os conversores de comprimento de onda que usam o efeito não-linear da XGM estão baseados na modulação do ganho do amplificador óptico semiconductor (SOA) devido ao alto sinal de entrada, a técnica de conversão que usa a modulação de fase cruzada se baseia na variação do índice de refração do material semiconductor, causada pelo sinal óptico de entrada, que provoca variação dos portadores no mesmo (MOUFTAH, 2000). Essas variações são maiores quando comparadas ao efeito Kerr no vidro, pois uma das propriedades ópticas do vidro é causar a dispersão do índice de refração (DIJAILI, 1992) e (SALEH, 1991). Um sinal de prova contendo a informação, causa a depleção dos portadores, modulando assim, a densidade de portadores e o índice de refração na região ativa do SOA. Essa modulação do índice de refração é sentida, como uma modulação de fase por um sinal de bombeio CW que é injetado no SOA. Essa modulação de fase pode ser convertida em modulação de intensidade do sinal CW com o uso de um interferômetro. A XPM apresenta, geralmente, uma eficiência de conversão maior que a XGM (MOUFTAH, 2000).

Na XPM duas ondas são usadas no processo de conversão (DIJAILI, 1992). Uma delas experimenta o ganho total do amplificador, pois causa a saturação do mesmo e é chamada de sinal de bombeio. A saturação do ganho só ocorrerá se esse sinal tiver uma potência elevada, provocando assim, o decréscimo da densidade de portadores com o tempo e, conseqüentemente, do ganho. Idealmente, o sinal de prova é suficientemente fraco e experimenta um ganho baixo cuja variação está entre 4 e 5 dB (DIJAILI, 1992) e (MOUFTAH, 2000).

Tipicamente, a conversão usando a XPM utiliza um interferômetro de Mach-Zehnder (MZ) (DURHUUS, 1994), (RATOVELOMANANA, 1995) e (PAN, 1995),

como está ilustrado na configuração mostrada na FIG. 2.2. Além deste tipo de interferômetro, existem outros, como o interferômetro de Michelson (MI) e o Espelho em anel óptico não linear (NOLM) que proporcionam também, a conversão por modulação de fase cruzada. Nesse trabalho, a atenção está voltada para o interferômetro de MZ, por ser o interferômetro mais usado.

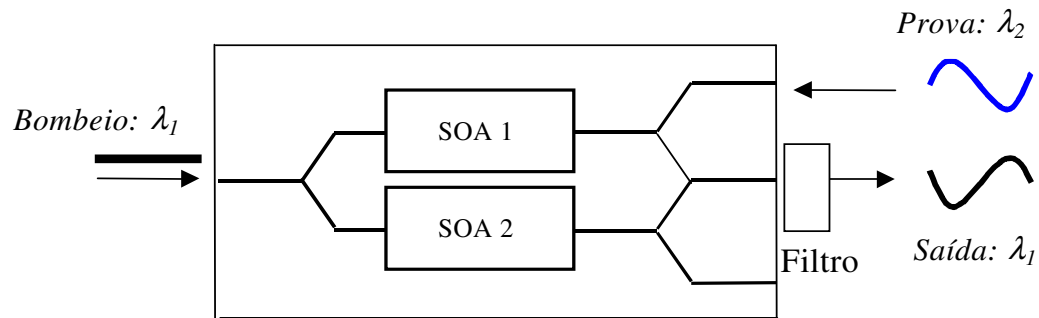


FIG. 2.2: Conversor de comprimento de onda baseado na XPM que utiliza o interferômetro de Mach-Zehnder.

2.3.1 PRINCÍPIO BÁSICO DE OPERAÇÃO DE UM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER

Na FIG. 2.3 está mostrada a configuração típica de um interferômetro de MZ. $E_{i=1,2}$ são as amplitudes dos sinais de entrada no interferômetro de MZ e E_{out} , a amplitude de saída. As equações que descrevem $E_{i=3,4,5,6}$ são as equações de acoplamento que permitem escrever E_{out} em função de E_1 e E_2 . Sendo assim, $E_{out} = (1-\alpha)^{1/2}E_5 + i\alpha^{1/2}E_6$ onde, α é o coeficiente de acoplamento dos acopladores direcionais, AD, da FIG. 2.3. Assume-se aqui, que estes acopladores são idênticos. Assume-se também, que os braços do interferômetro são lineares e cada um produz um deslocamento de fase no campo elétrico que nele se propaga.

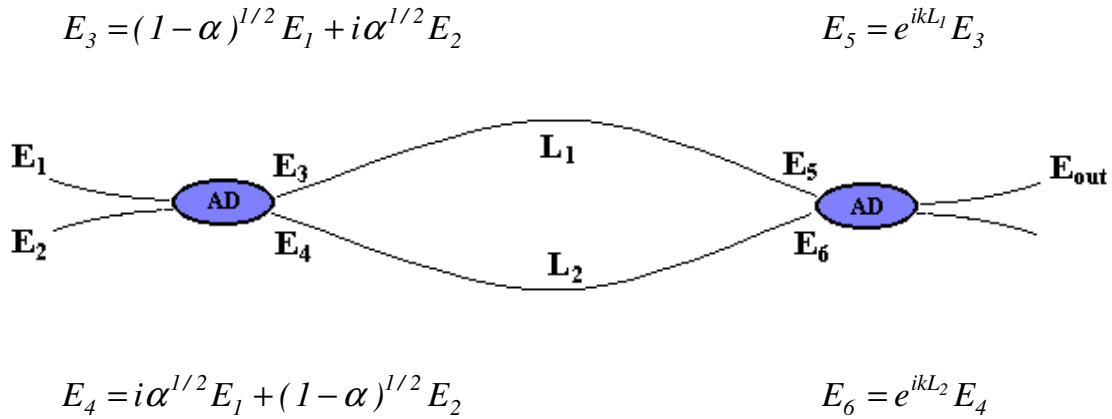


FIG. 2.3: Interferômetro de Mach-Zehnder

Amplificadores ópticos semicondutores podem ser incorporados em ambos os braços do interferômetro e corrente elétrica é injetada neles. Um sinal óptico de prova passa através de um dos braços e modula a fase desse braço. A natureza interferométrica do dispositivo converte essa modulação de fase numa modulação de amplitude do sinal de prova.

O interferômetro pode operar em dois modos diferentes: um modo não invertido onde, o aumento da potência do sinal de prova causa o aumento da potência do sinal de bombeio e um modo invertido onde, o aumento de potência do sinal de prova causa o decréscimo da potência do sinal de bombeio. Comparado a técnica de modulação de ganho cruzado, o uso da XPM com o interferômetro de MZ melhora, consideravelmente, a qualidade do sinal convertido em termos do "chirp" e da razão de extinção.

A técnica de modulação de fase cruzada pode ser usada para superar a degradação devido ao ruído em intensidade (RIN) associada à XGM. Na XPM, a relação sinal-ruído (SNR) é afetada pela emissão espontânea dos portadores na região ativa do SOA, mas, com uma potência de bombeio elevada é possível reduzir o ruído espontâneo causando assim, o aumento da SNR. O melhoramento da SNR e a redução do "chirp" são mais acentuados no modo de operação não invertido (PAN, 1995). O uso da XPM com o interferômetro de MZ pode diminuir o RIN do sinal convertido e pode ser obtida uma penalidade em potência negativa na conversão quando, um sinal de entrada de baixo RIN for usado (DURHUUS, 1994).

O mecanismo que limita a taxa de transmissão na XGM é o mesmo que limita a taxa de transmissão na XPM. Com uma potência de bombeio elevada essa taxa pode chegar a 10 Gb/s na XPM (YOO, 1996).

2.3.2 ANÁLISE TEÓRICA DA PROPAGAÇÃO DE ONDAS EM UM MEIO NÃO-LINEAR DISPERSIVO.

As equações que descrevem a propagação de dois sinais em um meio não-linear e dispersivo podem ser escritas como (DIJAILI, 1992) e (AGRAWAL, 2001):

$$\frac{\partial E_1(t, z)}{\partial z} + \beta'(\omega_1) \frac{\partial E_1(t, z)}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta''(\omega_1) \frac{\partial^2 E_1(t, z)}{\partial t^2} - i \Delta \bar{\beta}_1 E_1(t, z) = 0 \quad (2.30)$$

$$\frac{\partial E_2(t, z)}{\partial z} + \beta'(\omega_2) \frac{\partial E_2(t, z)}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta''(\omega_2) \frac{\partial^2 E_2(t, z)}{\partial t^2} - i \Delta \bar{\beta}_2 E_2(t, z) = 0 \quad (2.31)$$

onde $E_i(t, z)_{i=1 \text{ ou } 2}$ são as amplitudes dos campos, β_i é o coeficiente de propagação na frequência angular ω (CONNELLY, 2002), $\beta'(\omega)$ é a dispersão devido ao retardo de grupo e $\beta''(\omega)$, a dispersão devido à velocidade de grupo.

O comportamento não-linear da fase está contido em $\Delta \bar{\beta}_i$, pois:

$$\Delta \bar{\beta}_i \approx \frac{\omega_i}{c} \Delta \bar{n}_i \quad (2.32)$$

onde, $i = 1$ e 2 e $\Delta \bar{n}_i$ são as variações do índice de refração nos λ_i , dadas por:

$$\Delta \bar{n}_1 = -\frac{1}{2} (\alpha_{1,1} + i\gamma_{1,1}) \frac{\bar{g}_1}{2k_1} - \frac{1}{2} (\alpha_{1,2} + i\gamma_{1,2}) \frac{\bar{g}_2}{2k_2} \quad (2.33)$$

$$\Delta \bar{n}_2 = -\frac{1}{2} (\alpha_{2,1} + i\gamma_{2,1}) \frac{\bar{g}_1}{2k_1} - \frac{1}{2} (\alpha_{2,2} + i\gamma_{2,2}) \frac{\bar{g}_2}{2k_2} \quad (2.34)$$

onde, \bar{g}_1 e \bar{g}_2 são os ganhos modais nas frequências ω_1 e ω_2 , respectivamente,

$$\alpha_{i,j} = \frac{\Delta \bar{n}_{re}(\omega_i)}{\Delta \bar{n}_{im}(\omega_j)} \quad (2.35)$$

$$\gamma_{i,j} = \frac{\Delta \bar{n}_{im}(\omega_i)}{\Delta \bar{n}_{im}(\omega_j)} \quad (2.36)$$

$$k_i = \frac{\omega_i}{c}, \quad \Delta \bar{n} = \Delta \bar{n}_{re} + i \Delta \bar{n}_{im}$$

e, $\alpha_{1,2}$ e $\alpha_{2,1}$ são responsáveis pela modulação de fase cruzada. Os termos $\alpha_{1,1}$ e $\alpha_{2,2}$, são responsáveis pela auto-modulação de fase, e $\gamma_{1,1}$, $\gamma_{1,2}$, $\gamma_{2,1}$, $\gamma_{2,2}$, são responsáveis pela não-linearidade do ganho, e são desprezados neste trabalho, pois a atenção aqui está voltada para a modulação de fase cruzada. O fator de alargamento da largura de linha é obtido de $\alpha_{i,i}$.

Como pode ser observado a partir das EQ. 2.32, 2.33 e 2.34, os efeitos de saturação do ganho em frequências diferentes têm uma função central no processo de modulação de fase. Desprezando-se os termos $\alpha_{i,i}$ e $\gamma_{i,j}$ nas EQ. 2.33 e 2.34, e assumindo-se que $g_1 \gg g_2$ e $\frac{\alpha_{1,2}}{k_2} \approx \frac{\alpha_{2,1}}{k_1}$, tem-se, ou seja, a variação do índice de refração do material no comprimento de onda λ_2 (com a informação) é muito maior que em λ_1 .

Desprezando-se o efeito da difusão, a equação de taxa para a densidade de portadores é dada por:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - a_1(N - N_1)S_1 - a_2(N - N_2)S_2 \quad (2.37)$$

ou, ainda,

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - g_1(N)S_1 - g_2(N)S_2 \quad (2.38)$$

onde N é a densidade de portadores na região ativa, $a_{i=1,2}$ é o ganho diferencial para o sinal i , $N_{i=1,2}$ é a densidade de portadores necessária para a transparência do sinal i , V é o volume da região ativa. S_i é a densidade de fótons e é definida como:

$$S_i = \frac{c}{n_i} \left(\frac{\frac{1}{2} \epsilon_i |E_i|^2}{\hbar \omega_i} \right) \quad (2.39)$$

onde, c é a velocidade da luz no vácuo, n_i , o índice de refração associado ao sinal i , \hbar é a constante de Planck normalizada, ω_i , a freqüência angular do sinal i , ϵ_i é a permeabilidade do meio para λ_i e S_i é medida em unidade de fótons/(cm².s). Isso faz com que a_i tenha a unidade de área na EQ. 2.37. Os ganhos modais nas duas freqüências são:

$$\bar{g}_1(N) = \Gamma_1 a_1 (N - N_1) \quad (2.40)$$

$$\bar{g}_2(N) = \Gamma_2 a_2 (N - N_2) \quad (2.41)$$

onde, Γ_i representa o fator de confinamento do modo.

As EQ. 2.30, 2.31 e 2.38 descrevem a propagação dos dois sinais no SOA. Para se obter uma expressão para o efeito da XPM sobre o sinal de prova, são feitas as seguintes suposições (DIJAILI, 1992):

- 1) $E_1(t,z)$ e $E_2(t,z)$ são as amplitudes do sinal de bombeio e de prova (com a informação), respectivamente, e assume-se $g_1(N) \gg g_2(N)$ e $E_1(t,z) \gg E_2(t,z)$;
- 2) A dispersão devido à velocidade de grupo é desprezada, $\beta''(\omega_1) = \beta''(\omega_2) = 0$;
- 3) Assume-se que $\beta'(\omega_1) = \beta'(\omega_2) = \beta^*$

Chegando-se, então a:

$$\frac{\partial E_1(t, z)}{\partial z} + \beta^* \frac{\partial E_1(t, z)}{\partial t} - i\Delta\bar{\beta}_1 E_1(t, z) = 0 \quad (2.42)$$

$$\frac{\partial E_2(t, z)}{\partial z} + \beta^* \frac{\partial E_2(t, z)}{\partial t} - i\Delta\bar{\beta}_2 E_2(t, z) = 0 \quad (2.43)$$

Através da EQ. 2.42 e da EQ. 2.43, é possível chegar à eficiência de conversão de comprimento de onda para a técnica da modulação de fase cruzada.

2.4 MISTURA DE QUATRO ONDAS (FWM)

O processo físico da mistura de quatro ondas pode ser entendido da seguinte forma: Quando um campo que contém várias componentes de frequência for aplicado a um meio não-linear, induz nos átomos ou nas moléculas daquele meio, uma oscilação dos dipólos eletrônicos na frequência de batimento das componentes do campo de entrada. Quaisquer duas dessas componentes de entrada podem se somar para provocar a excitação do material. A onda produzida nessa excitação pode se misturar com uma terceira componente de entrada, gerando uma polarização não-linear na frequência de batimento resultante. Este campo de polarização não-linear irradia energia eletromagnética, gerando uma saída coerente em uma quarta frequência (SUMMERFIELD, 1995).

Em alguns casos, a onda de excitação do material é descrita como uma grade dinâmica do meio, com a saída coerente sendo gerada pela difração da terceira componente do sinal de entrada pela grade (SHEN, 1986).

Nos amplificadores ópticos semicondutores (SOA), as não-linearidades de terceira ordem, responsáveis pela mistura das ondas, são maiores que as observadas em fibras ópticas. Como resultado, a mistura de quatro ondas ocorre no SOA com um comprimento da ordem de 0.1 – 1 mm, com uma eficiência comparável àquela obtida numa fibra de vários quilômetros (NAKAJIMA, 1986), (AGRAWAL, 1988) e (USKOV, 1994). Como o comprimento de interação é tão curto, o

casamento de fase não se faz necessário (KIKUCHI, 1994). A desvantagem em usar o SOA em vez da fibra, para fazer a conversão de comprimento de onda, está na adição do ruído óptico, pelo mesmo, na forma da emissão espontânea amplificada (ASE) (KIKUCHI, 1993), (SUMMERFIELD, 1995), (D'OTTAVI, 1995) e (IANNONE, 1995), reduzindo assim, a relação sinal-ruído (SNR) do sinal convertido.

2.4.1 MECANISMOS NÃO-LINEARES NA TÉCNICA DA FWM

Vários mecanismos foram propostos como sendo causas da mistura de quatro ondas no meio semiconductor e todos são formas de excitação eletrônica. O batimento entre duas ondas de entrada pode resultar na modulação das pulsações da população de portadores na frequência de batimento (AGRAWAL, 1988). Isso é chamado de processo dentro da banda, pois, toda a população de portadores na banda de condução é modulada. A mistura de quatro ondas através das pulsações da população é caracterizada por uma alta eficiência de conversão, mas, sua largura de banda está limitada a alguns gigahertz, pelo tempo de vida dos portadores (NAKAJIMA, 1986), (AGRAWAL, 1988), (MUKAI, 1990), (FAVRE, 1990) e (INOUE, 1987). Existem dois processos de modulação dentro da banda que são, comumente, associados à mistura de quatro ondas. São eles, o “dynamic carrier heating” (CH) e o “spectral hole burning” (SHB).

O “dynamic carrier heating” tende a elevar a temperatura da distribuição dos portadores acima da temperatura da rede cristalina. Os processos mais significativos que contribuem para o “carrier heating” são a emissão estimulada e a absorção dos portadores livres. Esta é a responsável pela transferência dos portadores para níveis de energia mais altos dentro da banda (TIEMEIJER, 1991) e (ZHOU, 1994). O “spectral hole burning” é um efeito que resulta do espalhamento portador-portador dentro da mesma banda e determina o tempo ($\sim 50 - 100$ fs) que os portadores levam para terem uma distribuição de Fermi em torno do equilíbrio. Esses dois processos também contribuem para a não-linearidade dos materiais semicondutores (USKOV, 1994) e (KIKUCHI, 1994). Os processos dentro da banda são caracterizados por um tempo de resposta extremamente rápido e têm uma largura

de banda na faixa dos terahertz (AGRAWAL, 1988) e (TIEMEIJER, 1991). No entanto, são menos eficientes na produção da mistura de quatro ondas que as interações entre a população de portadores, que dominam o processo de mistura (USKOV, 1994), (KIKUCHI, 1994), (KIKUCHI, 1992), (TIEMEIJER, 1991) e (ZHOU, 1994).

Como já mencionado anteriormente, fortes não-linearidades ópticas são necessárias para se ter uma conversão efetiva. Entretanto, a esses processos foram associados alguns efeitos indesejáveis. A modulação da amplitude e da frequência devido às flutuações da densidade de portadores no amplificador óptico semiconductor é a causa do “cross-talk” e da distorção de intermodulação em sistemas de comunicações multicanais (OLSSON, 1989) e (LACEY, 1996). A forte modulação do índice de refração associada à modulação do ganho óptico nos semicondutores causa o alargamento da largura de linha dos lasers semicondutores (KEISER, 1999). A dependência da intensidade do ganho não-linear, afeta, consideravelmente, a resposta de modulação dos lasers semicondutores (SALEH, 1991). A não linearidade do ganho vem dos mesmos processos dentro da banda que são responsáveis pela mistura de quatro ondas (KIKUCHI, 1994), (KIKUCHI, 1992), (TIEMEIJER, 1991) e (ZHOU, 1994).

Em muitas aplicações de mistura de quatro ondas (FWM), somente dois sinais de entrada são usados, a saber, um sinal de bombeio de potência elevada e um sinal de prova de baixa potência. Essa configuração é a que será estudada neste trabalho, pois, é a mais utilizada em conversão de comprimento de onda usando FWM em SOAs.

A FWM pode ocorrer entre dois campos ópticos, um sinal de bombeio forte na frequência angular ω_b (λ_b) e um sinal de prova na frequência ω_p (λ_p), tendo a mesma polarização. Os campos injetados causam a modulação do ganho do amplificador na frequência de batimento Ω ($\Omega = \omega_b - \omega_p$). Essa modulação do ganho gera um novo campo na frequência $\omega_g = \omega_b + \Omega$ (λ_g), como mostra a FIG. 2.4 (CONNELLY, 2002).



FIG. 2.4: Conversor de comprimento de onda baseado na mistura de quatro ondas.

O novo campo gerado é chamado de conjugado porque sua fase é oposta à fase do sinal de prova. Isso quer dizer que o espectro do sinal conjugado é uma réplica deslocada e invertida do sinal de prova.

A FWM vem de diferentes fenômenos físicos. Para frequências de batimento baixas, o mecanismo dominante é a modulação da densidade de portadores resultando do batimento entre o sinal de bombeio e o sinal de prova. Isso é um efeito entre bandas, pois envolve a recombinação, portador – lacuna entre as bandas de condução e de valência do material. Por isso, o tempo característico desse processo é o tempo de vida do portador, que é da ordem de centenas de picosegundos.

Devido à natureza ultra-rápida dos mecanismos de SHB e CH (tempo de relaxação < 1 ps), as dinâmicas dentro da banda, provocadas por estes mecanismos podem ter uma função dominante numa conversão de comprimento de onda em banda larga.

2.4.2 ANÁLISE TEÓRICA DOS CAMPOS ÓPTICOS EM MEIO NÃO-LINEAR

Neste item é apresentada a análise teórica na qual as equações de acoplamento de amplitude são resolvidas e uma expressão explícita da eficiência de conversão para a FWM é obtida. O amplificador considerado nesse estudo é o amplificador óptico semiconductor de onda caminhante (TWA-traveling wave amplifier) por fornecer várias vantagens como a alta velocidade de operação e a transparência ao formato de modulação devido à conjugação de fase.

As ondas co-propagantes guiadas no TWA, sob o efeito não-linear de FWM, podem ser dadas por (AGRAWAL, 1988) $E_j(z).exp[i(k_j z - \omega_j t)]$, onde $j = b, p$ e g indicam o sinal de bombeio, de prova e o sinal gerado, respectivamente; $E_j(z)$ são as amplitudes dos campos destes sinais, k_j é o número de onda destes sinais, ω_j é a freqüência angular destes sinais e z é a coordenada longitudinal ao longo da direção de propagação. A influência da mistura de ondas dentro da banda e entre bandas sobre a propagação das três ondas pode ser modelada pelas equações de acoplamento e amplitude. O conjunto das equações acopladas é dado por (AGRAWAL, 1988):

$$\frac{dE_{b,p}(z)}{dz} = \frac{1}{2} \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P(z)}{P_s}} (1 - i\alpha) - \alpha_l \right) E_{b,p}(z) \quad (2.44)$$

$$\frac{dE_g(z)}{dz} = \frac{1}{2} \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P(z)}{P_s}} (1 - i\alpha) - \alpha_l \right) E_g(z) - \bar{k}(z) E_p^2(z) E_p^*(z) \exp(i\Delta k z) \quad (2.45)$$

onde, g_0 é o ganho óptico não saturado por unidade de comprimento, α é o fator de alargamento da largura de linha, α_l é a perda interna não saturável do TWA por unidade de comprimento, $P(z)$ é a potência óptica total na posição z dentro do guia de onda, P_s é a potência de saturação do TWA, $\Delta k = 2k_b - k_p - k_g$ é o descasamento do número de onda e $\bar{k}(z)$ é o coeficiente de acoplamento da FWM.

Derivando-se a EQ. 2.44, foi desprezada a potência que é acoplada aos sinais de bombeio e de prova a partir de comprimentos de onda vizinhos, pois na conversão de comprimento de onda para a banda larga, a transferência de potência é desprezada em comparação com as próprias potências do sinal de bombeio e de prova. Para simplificar a análise, tratou-se os mecanismos da modulação da densidade de portadores, do “carrier heating” e do “spectral hole burning” como

processos independentes. Avaliando-se o efeito desses mecanismos no comprimento de onda do sinal, $\bar{k}(z)$ é dado por (ZHOU, 1994):

$$\bar{k}(z) = \frac{1}{2} \frac{g_0}{1 + \frac{P(z)}{P_s}} \sum_{m=1}^3 \frac{1 - i\alpha_m}{1 - i2\pi f\tau_m} \frac{1}{P_m} \quad (2.46)$$

onde, $m = 1,2,3$, para a modulação da densidade de portadores, para o “carrier heating” e para o “spectral hole burning”, respectivamente. A grandeza f é a frequência de desvio ou de batimento, definida como a diferença entre a frequência óptica do sinal de bombeio e a frequência da onda do sinal de prova; τ_m e P_m são os tempos de vida e as potências de saturação associadas aos três mecanismos e α_m dá a razão entre as partes reais e imaginárias da variação do índice de refração induzida por estes mecanismos.

Usando a condição de contorno $E_g(0)=0$, são resolvidas as EQ. 2.44 e 2.45 e é observado que sob uma saturação moderada do TWA, a amplitude do sinal convertido na saída do TWA ($z = l$) pode ser expressa por (ZHOU, 1994):

$$E_g(l) = - \frac{E_b^2(l)E_p^*(l)k(l)le^{i\Delta kl}}{0.23G + i\Delta kl} \quad (2.47)$$

onde $G = 4,34 \int_0^l \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P(Z)}{P_s}} - \alpha_l \right) dz$ é o ganho saturado do TWA, em dB. O termo

de descasamento de fase pode ser expresso como sendo $\Delta kl = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{dn_g}{d\lambda} \cdot \left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \right)^2 \cdot l$,

onde $\frac{dn_g}{d\lambda}$ é a dispersão do índice de grupo. Usando $\frac{dn_g}{d\lambda} \sim -0,7 \mu\text{m}^{-1}$, medido por

Hall et al. (HALL, 1992), $l = 0,8 \text{ mm}$ e $\Delta\lambda = 27 \text{ nm}$ para os dispositivos considerados neste estudo, o deslocamento de fase é estimado em $-0,27 \text{ rd}$, que é desprezível

em comparação com o primeiro termo da EQ. 2.47, para um valor típico de ganho de ~ 15 dB.

Usando a EQ. 2.47, a eficiência de conversão definida como a razão entre a potência do sinal convertido e a potência do sinal de prova é dada em dB por (ZHOU, 1994):

$$\eta = 10 \log \frac{P_g(l)}{P_p} = 3G + 2P_b + 20 \log \left| \sum_{m=1}^3 c_m \cdot \frac{l}{1 - i2\pi f\tau_m} \right| \quad (2.48)$$

onde, P_g , P_p e P_b , são as potências do sinal gerado, de prova e de bombeio, respectivamente. P_b , na EQ. 2.48 está em dBm. O coeficiente de acoplamento complexo, c_m , é definido como:

$$c_m = \frac{g_0 l}{0.46G(1 + \frac{P(l)}{P_s})} \cdot \frac{1 - i\alpha_m}{P_m} \quad (2.49)$$

É importante observar que o termo 3G presente na EQ. 2.48, resulta, fisicamente, do fato das ondas do sinal de bombeio e do sinal de prova experimentarem um ganho óptico G (note que, G afeta a onda de bombeio duas vezes devido à forma da EQ. 2.48.) Os TWAs com grande ganho óptico têm uma maior eficiência de conversão de comprimento de onda (ZHOU, 1994).

2.5 GERAÇÃO POR DIFERENÇA DE FREQUÊNCIA (DFG)

A DFG é, também, uma técnica de conversão de comprimento de onda, mas não tão usada e conhecida quanto às demais. Ela provê uma conversão transparente e é capaz de converter vários comprimentos de onda, simultaneamente. Uma das grandes dificuldades enfrentadas por esse conversor está no casamento de fase das ondas envolvidas. Uma eficiência máxima só poderá

ser obtida se houver um casamento de fase perfeito entre as ondas (LIU, 2001). A dificuldade para se fabricar um guia de onda com baixíssimas perdas é outro obstáculo neste método. Devido à perda por espalhamento no guia de onda, a eficiência de conversão da DFG está limitada a – 17 dB, bem abaixo do valor teórico de – 4 dB. Mas, em compensação, a DFG tem uma grande largura de banda que, excede 90 nm, permitindo a conversão de múltiplos comprimentos de onda de entrada, simultaneamente (YOO, 1996). Porém, devido aos problemas citados acima, não é tão difundida quanto às demais técnicas de conversão de comprimento de onda.

A grande largura de banda de conversão, a insensibilidade à polarização e a transparência total na conversão, são algumas das qualidades promissoras desta técnica de conversão (YOO, 1996).

2.5.1 ANÁLISE TEÓRICA DOS CAMPOS ÓPTICOS EM MEIO NÃO-LINEAR.

A geração por diferença de freqüência é uma conseqüência da interação não-linear do material com duas ondas ópticas: a onda de bombeio na freqüência angular ω_b e a onda do sinal de prova na freqüência angular ω_p , como mostra a FIG. 2.5. As equações de onda que governam o comportamento desses sinais ao longo do SOA são dadas por (LIU, 2001), (SANDE, 2002), (SUHARA, 1990), (MYERS, 1995) e (LUTHER, 2000):

$$\frac{\partial E_p(z)}{\partial z} = -i \frac{\omega_p d_{eff}}{n_p c} E_g(z) E_b(z) \exp(-i\Delta kz) \quad (2.50)$$

$$\frac{\partial E_b(z)}{\partial z} = -i \frac{\omega_b d_{eff}}{n_b c} E_p(z) E_g(z) \exp(-i\Delta kz) \quad (2.51)$$

$$\frac{\partial E_g(z)}{\partial z} = -i \frac{\omega_g d_{eff}}{n_g c} E_p(z) E_b(z) \exp(-i\Delta k z) \quad (2.52)$$

onde, E_p , E_b e E_g são as amplitudes dos sinais de prova, de bombeio e do sinal gerado, respectivamente, c é a velocidade da luz no vácuo; d_{eff} , o coeficiente não-linear efetivo; Δk , o vetor de onda de descasamento; k_i e n_i são o vetor de onda e o índice de refração respectivamente, nas frequências ω_i ($i = p, g, b$). ω_g é a frequência angular do sinal gerado.

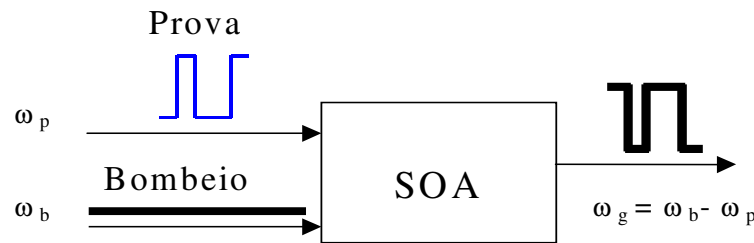


FIG. 2.5: Conversor de comprimento de onda por diferença de frequência (DFG).

2.5.2 CASAMENTO DE FASE NA TÉCNICA DE GERAÇÃO POR DIFERENÇA DE FREQUÊNCIA.

Em processos não-lineares de três ondas como a DFG (*Generation Frequency Generation*), níveis de potências de saída razoáveis são obtidos somente, quando uma relação fixa de fase for mantida entre o sinal de entrada e de saída durante sua propagação ao longo do guia de onda. O processo usado para garantir essa relação é chamado de casamento de fase.

A técnica de casamento de fase mais importante, usada na DFG é a do casamento de fase birefringente (BPM). Nela, as ondas de interação, em frequências diferentes, são polarizadas diferentemente, tal que, suas velocidades de fase

possam ser ajustadas e seus vetores de onda (k_i) possam satisfazer as condições de casamento de fase.

Considerando $\omega_b > \omega_p > \omega_g > 0$, a conservação de energia para a DFG implica em:

$$\omega_g = \omega_b - \omega_p \quad (2.53)$$

e em casamento de fase dado por (SANDE, 2002):

$$\Delta k = k_g - k_b + k_p \quad (2.54)$$

Assumindo que a EQ. 2.54 é satisfeita para um conjunto de freqüências ω_{i0} , $i = g, b$ e p , a condição de casamento de fase pode ser expressa por:

$$\Delta k = \frac{n_{g0}\omega_{g0} - n_{b0}\omega_{b0} + n_{p0}\omega_{p0}}{c} \quad (2.55)$$

onde, n_{i0} e ω_{i0} são o índice de refração do meio não-linear e a freqüência angular das ondas com $i = g, b$ e p na condição de casamento de fase, respectivamente. Essa condição, só pode ser atendida em meio birefrigente com campos com diferentes polarizações. Uma ligeira variação da freqüência de um dos campos causará a ineficiência do processo de conversão (SANDE, 2002). A eficiência é máxima quando o descasamento de fase $\Delta\phi = \Delta kL = 0$ ou 2π .

3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DAS TÉCNICAS DE CONVERSÃO DE COMPRIMENTO DE ONDA EM SOAs.

3.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho, foi escolhida a eficiência de conversão de comprimento de onda como parâmetro a ser avaliado, pois é um dos parâmetros mais usados para se caracterizar o desempenho dos conversores de comprimento de onda. A eficiência de conversão é definida como a relação entre a potência do sinal de saída (sinal convertido ou gerado) do SOA e a potência do sinal de entrada (com a informação).

A simulação da eficiência de conversão de comprimento de onda para as técnicas de conversão que usam a modulação de ganho cruzado e a mistura de quatro ondas foi realizada utilizando-se as EQ. 2.29 e 2.48, respectivamente, e o Programa Matlab, enquanto que, para a técnica de conversão que usa a modulação de fase cruzada foi utilizado o simulador VPI, que será descrito na seção 3.2. Este simulador foi usado também, para simular a eficiência de conversão de comprimento de onda para as técnicas de conversão que usam a modulação de ganho cruzado, e a mistura de quatro ondas.

3.2 SIMULADOR VPI

O simulador VPI é uma ferramenta de importância relevante na simulação de uma situação real em sistemas de comunicação WDM. Possui vários módulos, entre eles, o `VPItransmissionMakerTMWDM` e o `VPIcomponentMakerTMWDM`, usadas

neste trabalho para montar o ambiente de simulação dos conversores que usam os efeitos não-lineares de modulação de fase cruzada, modulação de ganho cruzado e mistura de quatro ondas.

3.2.1 VPITRANSMISSIONMaker™WDM

O VPItransmissionMaker™WDM é um ambiente gráfico que simula numericamente os efeitos observados na camada física dos sistemas de transmissão WDM. É para esse ambiente que os componentes do VPIcomponentMaker™WDM são transferidos para serem interligados.

3.2.2 VPICOMPONENTMaker™WDM

Como já foi dito anteriormente, esse ambiente contém os componentes de um sistema WDM, como por exemplo, o amplificador óptico semiconductor, o laser transmissor (Tx), o laser CW (*Continuous Wave*), entre outros que são transferidos para o ambiente VPItransmissionMaker™WDM afim de realizar o esquema de montagem. A FIG. 3.1 mostra como é o ambiente de simulação do VPI.

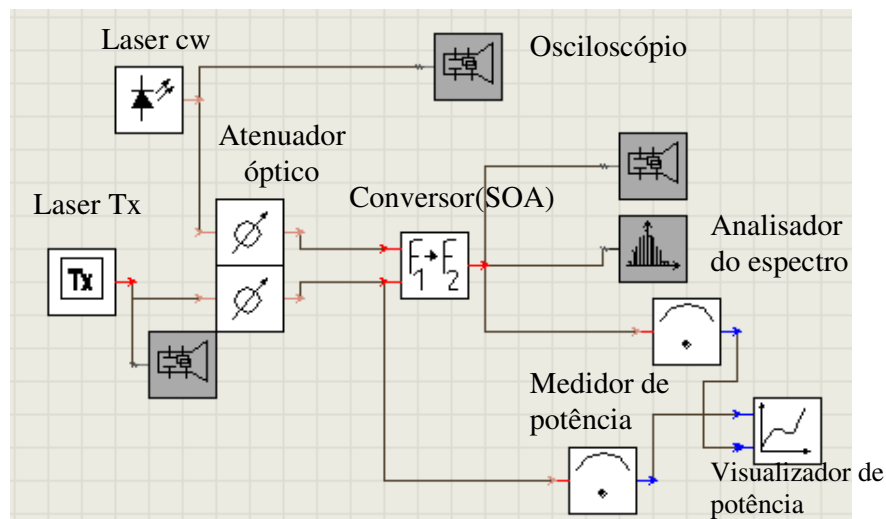
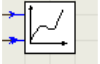

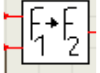





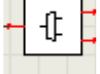
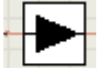



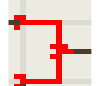



FIG. 3.1: Layout do conversor simulado no ambiente de simulação do VPI

No ambiente mostrado na FIG. 3.1, o laser TX gera o sinal modulado com a informação e cujo comprimento de onda deseja-se converter para um outro comprimento de onda. Se a técnica de conversão de comprimento de onda considerada for a XGM ou a XPM, esse outro comprimento de onda será o do sinal CW. Na saída dos lasers CW e TX, os dois sinais passam por atenuadores para reduzirem suas potências, sendo que, uma porção de cada um dos dois é derivada para o osciloscópio para monitorar suas formas de onda. Na saída dos atenuadores, os sinais com a informação e CW, depois de serem atenuados, são injetados no conversor de comprimento de onda sendo, uma parte do sinal com a informação derivada para o medidor de potência óptica. Na saída do conversor, com o comprimento de onda do sinal com a informação já convertido para o comprimento de onda do sinal CW, são feitas três derivações, sendo uma, para o medidor de potência óptica, uma para o analisador de espectros ópticos e a outra para o osciloscópio. Após passarem pelos medidores de potência óptica, o sinal convertido e o sinal com a informação são injetados no visualizador de potência de entrada x potência de saída para gerar um gráfico que relaciona as duas.

Na TAB. 3.1, são apresentados todos os componentes que foram usados neste trabalho para simular cada um dos três conversores citados, anteriormente.

TAB. 3.1: Descrição dos módulos usados no simulador VPI

N°	Módulo	Descrição
1		V_iXY: Visualizador Potência de entrada x Potência de saída
2		OSA: Analisador de espectros ópticos
3		Conversor de comprimento de onda
4		Atenuador variável
5		SCOPE: O osciloscópio
6		Laser TX Ext. mod.: Gera o sinal de prova com a informação. Este laser é modulado externamente.
7		Laser CW: Gera o sinal de bombeio
8		MUX: Multiplexador a fibra 2 x 1
9		DEMUX: Demultiplexador a fibra 1 x 2
10		SOA: Amplificador Óptico Semicondutor
11		
12		Acoplador 1 x 2
13		Somador 2 x 1
14		Medidor de potência óptica

3.3 MODULAÇÃO DE GANHO CRUZADO (XGM)

Para a XGM, a eficiência de conversão foi analisada através do modelo de pequenos sinais de (DAVIES, 1995) e também através do uso programa VPI.

No caso da análise com o modelo de pequenos sinais, a eficiência de conversão foi obtida em função do comprimento de onda do sinal de saída, alterando-se a frequência de modulação do sinal de prova, a área da região ativa do SOA, o fator de confinamento óptico e a potência do sinal de bombeio. Para o caso da análise usando o programa VPI, obteve-se a eficiência de conversão de comprimento de onda em função da potência do sinal de entrada, variando-se a corrente de injeção do SOA, o fator de confinamento óptico e a potência do sinal de bombeio. Percebe-se, portanto, que a eficiência de conversão não foi analisada em função dos mesmos parâmetros, para os dois casos citados, o que prejudicou a comparação entre os mesmos. Isto se deve ao fato de que a simulação da eficiência de conversão de comprimento de onda usando o programa VPI ter sido realizada na Universidade Presbiteriana Mackenzie em apenas um dia, o que impediu a obtenção de uma maior compatibilidade entre os parâmetros utilizados nas duas análises, como será apresentado nas sub-seções 3.3.1 e 3.3.2.

3.3.1 RESULTADOS OBTIDOS USANDO O MODELO PARA PEQUENOS SINAIS DE (DAVIES, 1995)

A resposta em frequência da eficiência de conversão de comprimento de onda obtida a partir da EQ. 2.29, usando o modelo de (DAVIES, 1995) pode ser vista na FIG. 3.2. onde foi utilizado o programa Matlab para a obtenção destes resultados. Este comportamento se baseia na combinação do ganho do SOA (g), dos tempos de vida dos portadores no processo de emissão estimulada ($\tau_{s,2}$), de emissão

espontânea (τ_c) e da frequência de modulação (ω). Deste ponto em diante desta dissertação, para se evitar qualquer confusão com a notação, a frequência de modulação será identificada por f_2 . Na FIG. 3.2, Γ é o fator de confinamento óptico e P_2 é a potência do sinal convertido. Foi escolhido o valor de $\Gamma = 0,3$ por ser este um valor típico para o SOA.

FIG. 3.2: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM, em função da frequência de modulação do sinal de prova, onde, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2$ mW.

Nesse modelo (DAVIES, 1995), o SOA é parametrizado por gz , τ_c e $\tau_{s,2}$. A FIG. 3.2 mostra a eficiência de conversão para $gz = 10$, $\tau_c = \tau_{s,2} = 200$ ps e $\tau_{\text{eff}} = 100$ ps, que é o tempo de vida efetivo local. Na frequência de modulação de 4 GHz, a eficiência de conversão é máxima e possui valor de 1,2 dB. Acima de 4 GHz, ela começa a decair rapidamente, enquanto que, para valores abaixo de 1 GHz, ela se mantém praticamente constante. Pode-se afirmar que, para valores de f_2 abaixo de 1 GHz, a eficiência é quase constante e para valores acima de 4 GHz, ela é decrescente. Entre 1 e 4 GHz, cresce suavemente.

O resultado obtido com o modelo de (DAVIES, 1995) no programa Matlab, como mostra a FIG. 3.2, reproduz “fielmente” o resultado obtido por (DAVIES, 1995), mostrando que o modelo utilizado é adequado para ajustar e reproduzir resultados publicados da literatura.

Com base nesses dados, buscou-se estudar o comportamento da eficiência de conversão em função do comprimento de onda do sinal convertido (λ_2) variando-se a frequência de modulação do sinal de prova (f_2), a área da região ativa do SOA (A) e o fator de confinamento óptico (Γ). Para tal, foi necessário se escrever $\tau_{s,2}$ em função

do comprimento de onda do sinal de saída usando-se a expressão $\frac{P_i}{E_{\text{sat},i}} = \frac{I}{\tau_{s,i}}$ e a

EQ. 2.2. Assim, obteve-se,
$$\tau_{s,2} = \frac{Ahc}{a_2\Gamma P_2 \lambda_2}$$

Mantendo-se como parâmetro o ganho verso a posição z no SOA, $gz = 10$, foram realizadas as seguintes simulações:

A) VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE MODULAÇÃO;

Mantendo-se $\tau_c = 200$ ps e $\tau_{\text{eff}} = 100$ ps, a FIG. 3.3 mostra o resultado obtido variando-se f_2 .

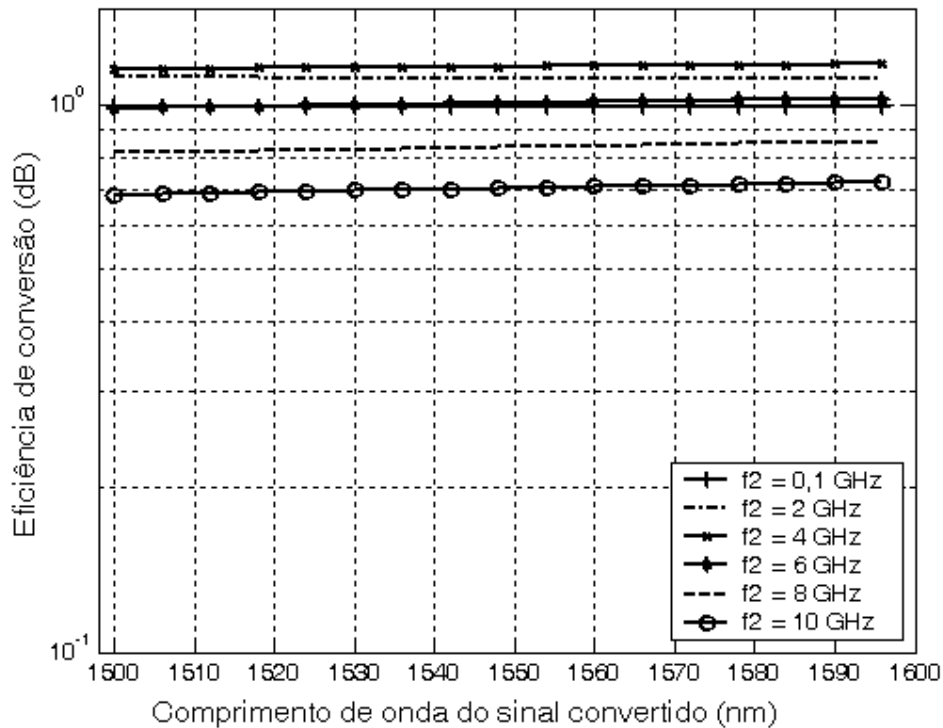


FIG. 3.3: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a frequência de modulação do sinal de prova. Neste caso, $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2 \text{ mW}$.

Como pode ser observado na FIG. 3.3, a eficiência de conversão se mantém praticamente constante com a variação de λ_2 . Ela é máxima para $f_2 = 4 \text{ GHz}$ e mínima para $f_2 = 10 \text{ GHz}$. Definindo-se a eficiência de conversão em função da frequência de modulação como sendo, $\eta(f_2)$ onde, f_2 é dada em GHz, tem-se, $\eta_{\text{máx}}(4 \text{ GHz}) = 1,2 \text{ dB}$. Ao aumentar a frequência de modulação de 4 para 10 GHz, o SOA não consegue mais responder a esta frequência, em função dos parâmetros utilizados em seu modelo, acarretando assim, uma menor eficiência.

B) VARIAÇÃO DA ÁREA DA REGIÃO ATIVA DO SOA;

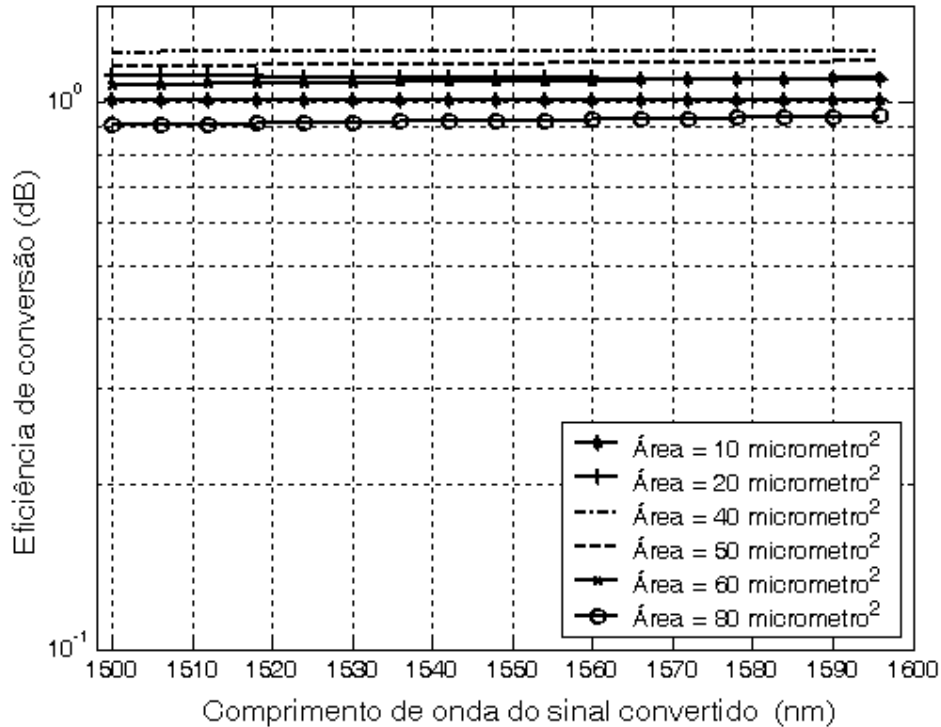


FIG. 3.4: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a área da região ativa do SOA, com $\Gamma = 0,3$, $P_2 = 2 \text{ mW}$ e $f_2 = 4 \text{ GHz}$.

A FIG. 3.4 apresenta o resultado obtido quando a área da região ativa do SOA é variada. Novamente, a eficiência de conversão se mantém, praticamente, constante variando-se λ_2 e a área do SOA. Como o ganho, o fator de confinamento óptico e a potência do sinal convertido são constantes, a variação da área de seu valor ótimo ($A = 40 \mu\text{m}^2$) para os outros valores utilizados é pequena causando uma pequena variação na eficiência de conversão. Definindo-se a eficiência de conversão em função da área da região ativa do SOA como sendo, $\eta(A)$, onde A é dada em μm^2 , tem-se, $\eta_{\text{máx}}(40 \mu\text{m}^2) = 1,24 \text{ dB}$. Usando-se uma área de $40 \mu\text{m}^2$, a eficiência de conversão fica 0.04 dB maior que a obtida por (DAVIES, 1995), pois este considerou uma área da região ativa do SOA de $50 \mu\text{m}^2$.

C) VARIAÇÃO DO FATOR DE CONFINAMENTO ÓPTICO;

Mais uma vez, o comportamento da eficiência de conversão em função de λ_2 permanece quase constante, como ilustra a FIG. 3.5. Neste caso, o fator de confinamento óptico foi o parâmetro variado.

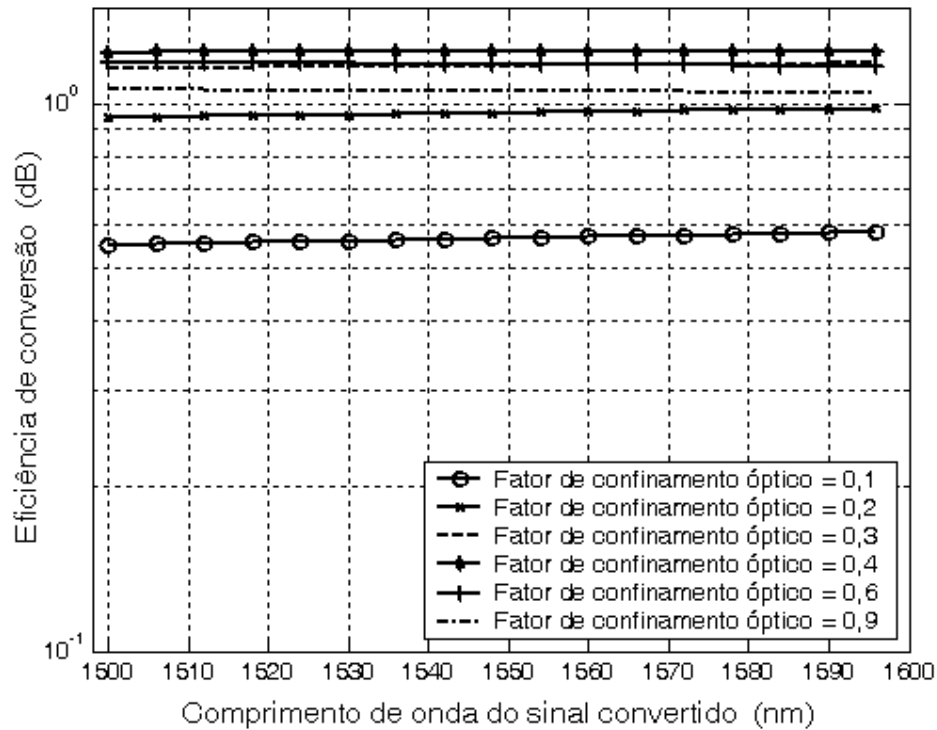


FIG. 3.5: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se o fator de confinamento óptico, onde $A = 50 \mu\text{m}^2$, $P_2 = 2 \text{ mW}$ e $f_2 = 4 \text{ GHz}$.

Definindo-se a eficiência de conversão em função de Γ como sendo $\eta(\Gamma)$, tem-se, $\eta_{\text{máx}}(0,4) = 1,25 \text{ dB}$. A máxima eficiência de conversão não ocorre para $\Gamma = 0,9$ mas sim, para $\Gamma = 0,4$. Como o número de portadores foi mantido constante nesta simulação ao se aumentar o fator de confinamento óptico para valores acima de um valor ótimo ($\Gamma = 0,4$) grande parte dos fótons não participou do processo de conversão de comprimento de onda por não possuir portadores para interagir e por isto, a eficiência de conversão (η) foi reduzida. É interessante notar a variação da eficiência de conversão quando Γ varia de 0,1 para 0,2.

Com $\Gamma = 0,4$, foi possível aumentar a eficiência de conversão de 0,05 dB em relação ao valor máximo de 1,2 dB obtido por (DAVIES, 1995), que usou $\Gamma = 0,3$.

D) VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DO SINAL DE BOMBEIO;

Nesta simulação, variou-se a potência do sinal convertido (P_2) de 0,1 à 6 mW, como pode ser observado na FIG. 3.6.

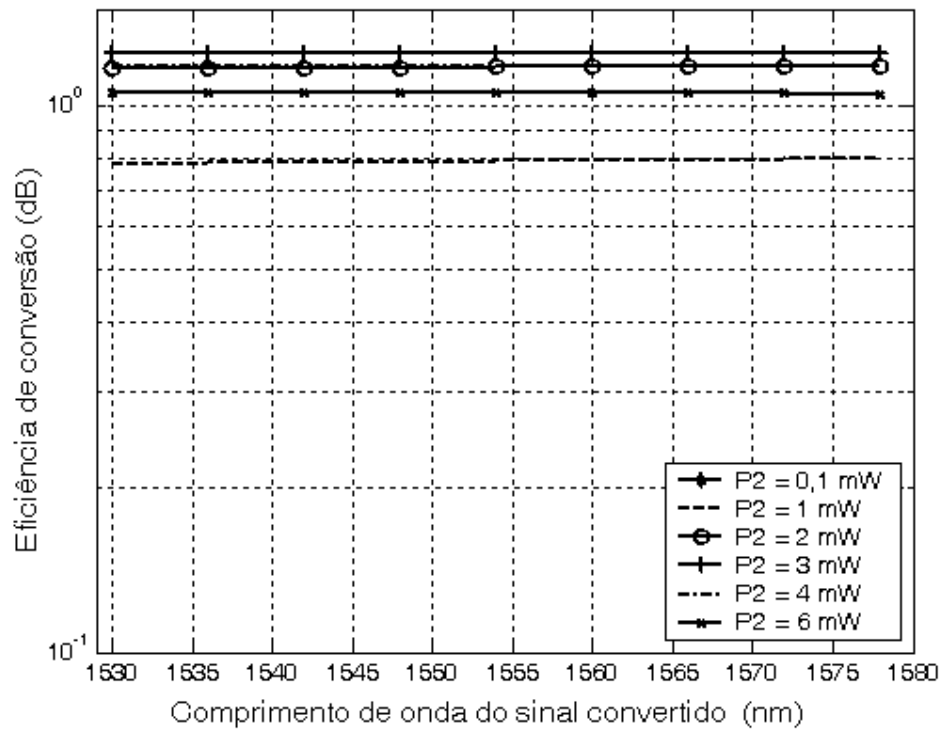


FIG. 3.6: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a potência do sinal de bombeio (P_2), e usando $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $f_2 = 4 \text{ GHz}$.

Para o produto $gz = 10$, e $P_2 > 3 \text{ mW}$, deve começar a haver uma forte saturação no SOA e por isto, a eficiência de conversão começa a diminuir. É interessante notar o acréscimo expressivo na eficiência de conversão quando P_2 aumenta de 0,1 para 1 mW.

A eficiência máxima, em função da potência, foi, $\eta_{\text{máx}}(3 \text{ mW}) = 1,24 \text{ dB}$.

Alterando-se, o parâmetro ganho verso a posição z no SOA para 5, ou seja, $g_z = 5$, foram realizadas as seguintes simulações:

E) VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE MODULAÇÃO;

Usando-se agora $\tau_c = 200$ ps e $\tau_{\text{eff}} = 100$ ps, obteve-se a eficiência de conversão de comprimento de onda que usa a modulação de ganho cruzado no SOA variando-se os mesmos parâmetros usados na simulação para $g_z = 10$.

Na FIG. 3.7 está mostrado o comportamento da eficiência de conversão quando a frequência de modulação é variada.

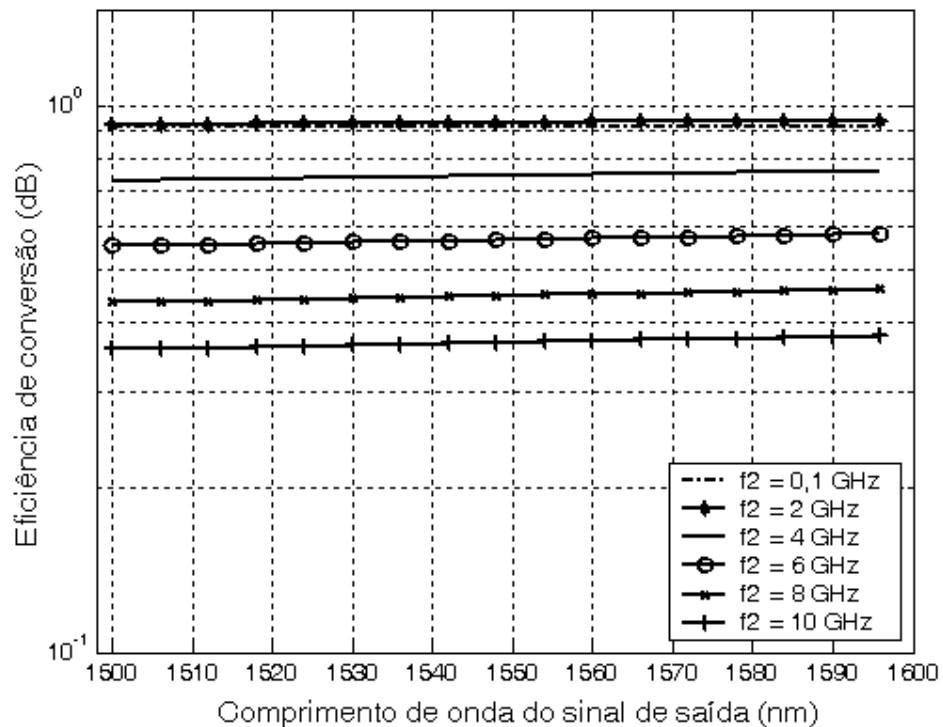


FIG. 3.7: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a frequência de modulação do sinal de prova (f_2). Neste caso, $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$ e $P_2 = 2$ mW.

Como é de se esperar, houve uma queda no valor da $\eta_{\text{máx}}$ quando comparada ao valor obtido com $g_z = 10$, como pode ser observado na FIG. 3.7. Além disto, a

eficiência máxima ocorre para $f_2 = 2$ GHz em vez de 4GHz, como ocorria no caso anterior. Abaixo de 2 GHz, a eficiência de conversão é praticamente constante e acima desse valor ela é suavemente crescente com o aumento do comprimento de onda de saída, como pode ser visto na FIG. 3.7.

E) VARIAÇÃO DA ÁREA DA REGIÃO ATIVA DO SOA;

A eficiência de conversão obtida para diferentes valores de área da região ativa é mostrada na FIG. 3.8.

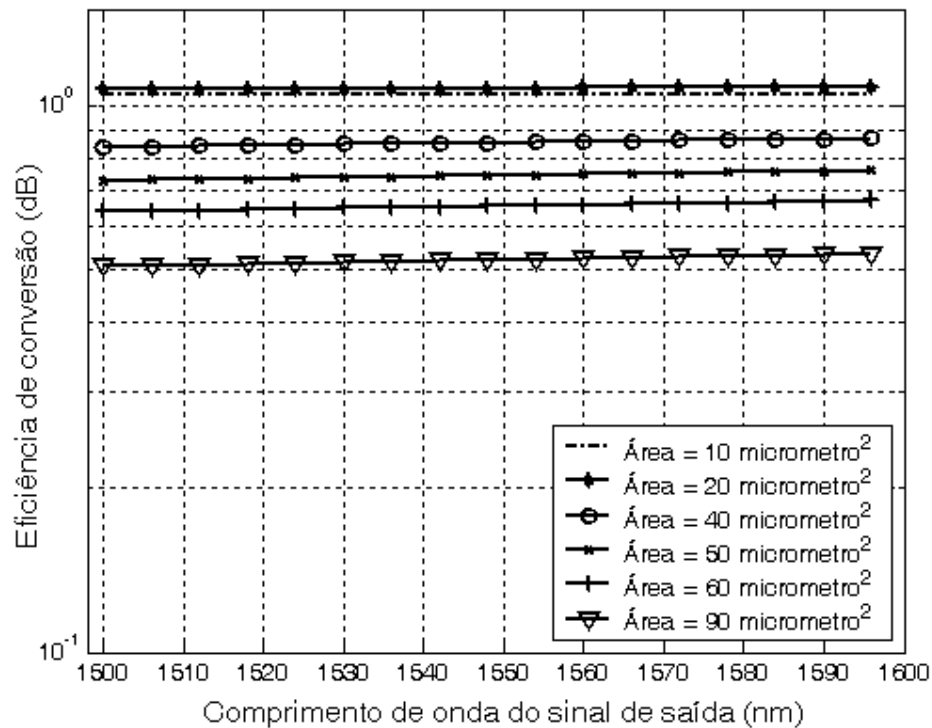


FIG. 3.8: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a área da região ativa do SOA, com $\Gamma = 0,3$, $P_2 = 2$ mW e $f_2 = 4$ GHz.

A eficiência máxima ocorre, neste caso, para $A = 20 \mu\text{m}^2$. Com $g_z = 5$, o ganho do SOA é menor do que o obtido com $g_z = 10$, portanto, uma área da região ativa

menor, para o mesmo fator de confinamento óptico e mesma potência óptica terá, como consequência, uma densidade de fótons/m² maior, levando a uma maior densidade de portadores/m² resultando numa melhor eficiência de conversão. A eficiência mínima ocorre neste caso, para $A = 90 \mu\text{m}^2$. Então, $\eta_{\text{máx}}(20 \mu\text{m}^2) = 1,08$ dB.

G) VARIAÇÃO DO FATOR DE CONFINAMENTO ÓPTICO;

A FIG. 3.9 mostra o resultado obtido quando o fator de confinamento óptico é variado e $g_z = 5$.

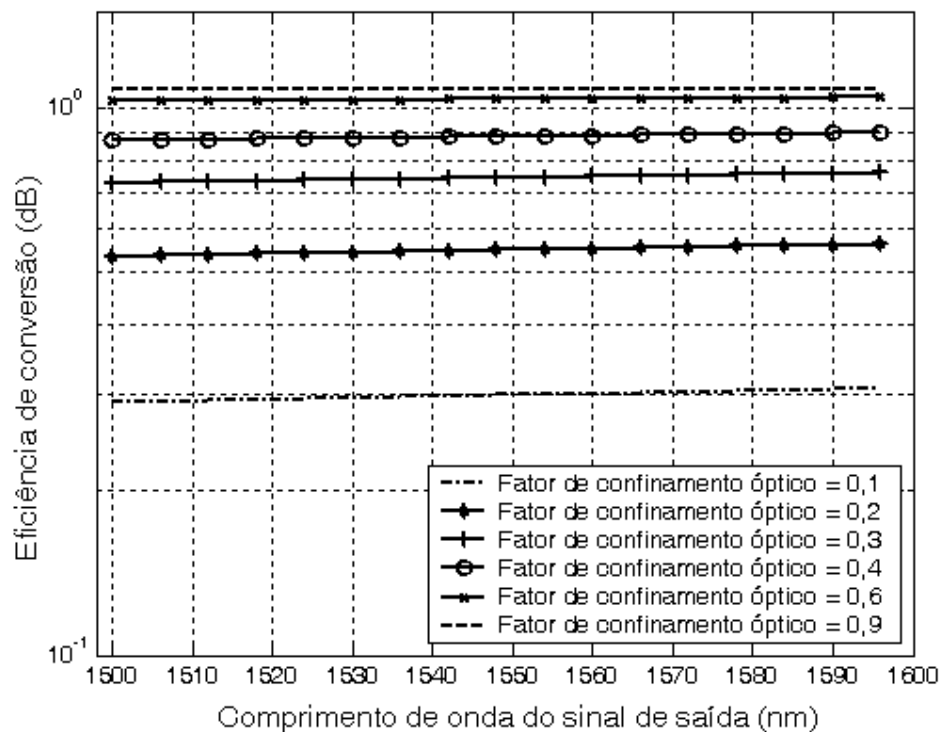


FIG. 3.9: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se o fator de confinamento óptico, usando-se $A = 50 \mu\text{m}^2$, $P_2 = 2 \text{ mW}$ e $f_2 = 4 \text{ GHz}$.

Diferentemente do caso em que $g_z = 10$, a máxima eficiência de conversão ocorre, agora, para $\Gamma = 0,9$. Como o ganho do SOA é menor ($g_z = 5$), e a área da região ativa não é a ótima (não é $A = 20 \mu\text{m}^2$) para este ganho e ainda, a potência óptica é a mesma, necessita-se de um fator de confinamento óptico maior para se aumentar a eficiência de conversão. $\eta_{\text{máx}}(0,9) = 1,08 \text{ dB}$.

H) VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DO SINAL DE BOMBEIO;

Na FIG. 3.10 está apresentada a eficiência de conversão quando a potência do sinal de bombeio foi alterada e $g_z = 5$.

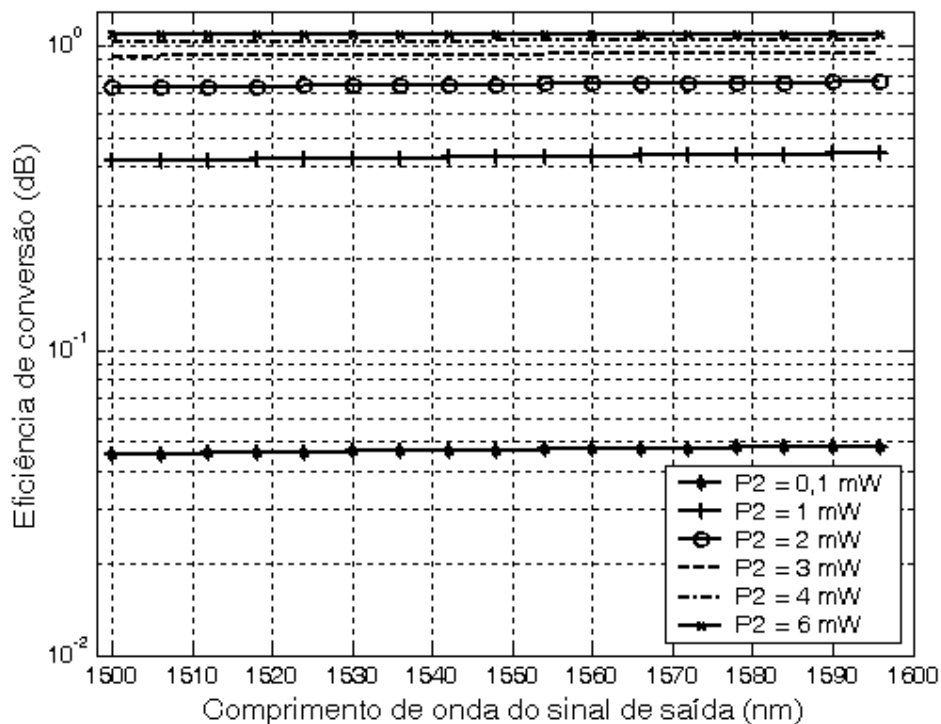


FIG. 3.10: Eficiência de conversão do conversor que usa a XGM variando-se a potência do sinal de bombeio, onde $A = 50 \mu\text{m}^2$, $\Gamma = 0,3$, e $f_2 = 4 \text{ GHz}$.

A máxima eficiência é obtida para $P_2 = 6 \text{ mW}$ sendo $\eta_{\text{máx}}(6 \text{ mW}) = 1,08 \text{ dB}$. Com $g_z = 10$ e $P_2 = 3 \text{ mW}$, foi possível obter uma eficiência maior que 1,08 dB. Isto ocorre pois, o ganho do SOA é maior para $g_z = 10$. Para o produto $g_z = 5$, o ganho é

menor, então, necessita-se de mais potência para se obter a máxima eficiência. Mas, para $P_2 = 4$ mW a eficiência de conversão de comprimento de onda já é aproximadamente igual àquela obtida para $P_2 = 6$ mW, com $gz = 10$ (FIG. 3.6). Ou seja, certamente, se forem usados valores de $P_2 > 6$ mW para $gz = 5$, vai começar a haver saturação também, e a eficiência de conversão começará a diminuir.

Na TAB. 3.2, são apresentados os valores de $\eta_{\text{máx}}$ obtidos para os diversos valores da frequência de modulação, do fator de confinamento óptico, da potência do sinal de bombeio e da área da região ativa do SOA. Com $gz = 10$, $P_2 = 2$ mW, $f_2 = 4$ GHz, $\Gamma = 0,4$ e $A = 50 \mu\text{m}^2$, foi possível se obter uma eficiência de conversão de 1,25 dB, com 0,05 dB acima daquela apresentada por (DAVIES, 1995), uma vez que os parâmetros utilizados foram otimizados.

TAB. 3.2: Valores da eficiência máxima obtidos

gz = 5	$f_2 = 4$ GHz	$A = 50 \mu\text{m}^2$	$A = 50 \mu\text{m}^2$	$A = 50 \mu\text{m}^2$
	$\Gamma = 0,3$	$P_2 = 2$ mW	$\Gamma = 0,3$	$\Gamma = 0,3$
	$P_2 = 2$ mW	$f_2 = 4$ GHz	$f_2 = 4$ GHz	$P_2 = 2$ mW
$\eta_{\text{máx}}$ (dB)	1,08 ($A = 20 \mu\text{m}^2$)	1,08 ($\Gamma = 0,9$)	1,08 ($P_2 = 6$ mW)	0,92 ($f_2 = 2$ GHz)
gz = 10	$f_2 = 4$ GHz	$A = 50 \mu\text{m}^2$	$A = 50 \mu\text{m}^2$	$A = 50 \mu\text{m}^2$
	$\Gamma = 0,3$	$P_2 = 2$ mW	$\Gamma = 0,3$	$\Gamma = 0,3$
	$P_2 = 2$ mW	$f_2 = 4$ GHz	$f_2 = 4$ GHz	$P_2 = 2$ mW
$\eta_{\text{máx}}$ (dB)	1,24 ($A = 40 \mu\text{m}^2$)	1,25 ($\Gamma = 0,4$)	1,24 ($P_2 = 3$ mW)	1,2 ($f_2 = 4$ GHz)

Percebe-se, ainda, da TAB. 3.2 que os valores obtidos para a eficiência de conversão de comprimento de onda são sempre maiores no caso de $gz = 10$. Isto já era de se esperar, uma vez que neste caso ($gz = 10$) o ganho do SOA é maior que para o caso de $gz = 5$, o que leva a uma maior eficiência de conversão. Em todas as análises realizadas, mesmo com uma área da região ativa maior, ou um fator de confinamento menor, ou uma potência do sinal de bombeio menor, ou uma

freqüência de modulação do sinal de prova maior, a eficiência de conversão de comprimento de onda apresenta melhor resultado para $gz = 10$.

3.3.2 RESULTADOS OBTIDOS USANDO SIMULAÇÃO NUMÉRICA ATRAVÉS DO PROGRAMA VPI

A simulação da modulação de ganho cruzado, usando o VPI, foi feita variando-se alguns parâmetros do SOA, como, a corrente de injeção (I), o fator de confinamento óptico (Γ) e o formato de modulação do sinal de prova.

A FIG. 3.11 apresenta o ambiente montado para simular a eficiência de conversão utilizando-se o efeito não-linear de modulação de ganho cruzado. Nota-se que, os sinais de entrada (Tx - sinal de prova e CW - sinal de bombeio) são introduzidos no conversor de comprimento de onda ($f_1 \rightarrow f_2$) através de dois atenuadores ópticos. Neste esquema, os sinais de entrada Tx e CW se propagam na mesma direção dentro do SOA. Alguns parâmetros físicos do SOA utilizado estão listados na TAB. 3.3. Os comprimentos de onda dos sinais de entrada Tx e CW utilizados nesta simulação são $\lambda_p = 1.557,6$ nm e $\lambda_b = 1.547,7$ nm, respectivamente. Este esquema também permite que, os traços de osciloscópio dos sinais de entrada e convertido sejam monitorados. Entretanto, estas curvas não serão apresentadas neste trabalho, pois o objetivo, aqui, é obter as curvas de eficiência de conversão.

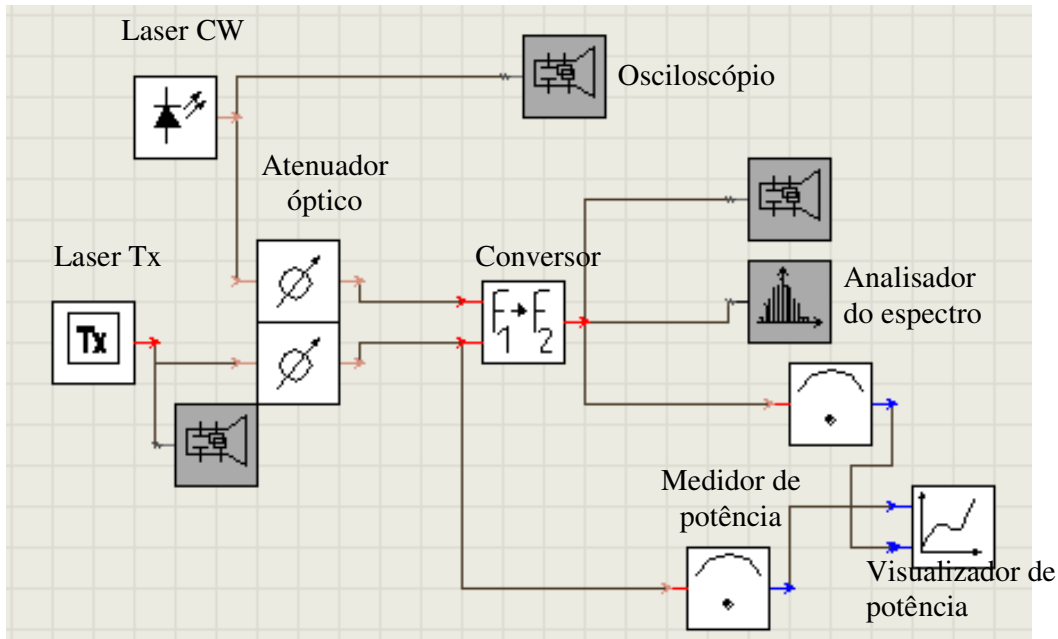


FIG. 3.11: Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de XGM em SOA usando-se o Programa VPI.

A TAB. 3.3 apresenta alguns parâmetros físicos do SOA utilizado na simulação numérica da eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM.

TAB. 3.3: Alguns parâmetros físicos do SOA

Parâmetros Físicos do SOA	Valor	Unidade
Corrente de Injeção	150	mA
Comprimento da região Ativa	450	μm
Largura da Região Ativa	1,33	μm
Espessura da Região Ativa	80	nm
Perdas Internas	4000	1/m
Fator de Confinamento Óptico	0,15	

Com os valores descritos na TAB. 3.3, a eficiência de conversão foi simulada através do efeito não-linear de XGM em SOA utilizando-se o esquema mostrado na FIG. 3.11. A potência do sinal CW também foi usada como parâmetro. A FIG. 3.12 mostra estes resultados. Atenuação = 0 dB, Atenuação = 10 dB e Atenuação = 20

dB, significam que a potência do sinal CW foi atenuada por estes valores para a obtenção dos resultados mostrados na FIG. 3.12. Esta atenuação foi necessária, pois desejou-se obter um baixo valor para a eficiência de conversão de comprimento de onda. Nesta simulação, o valor inicial da potência do sinal CW foi de 0,16 mW (para $A = 0$ dB).

FIG. 3.12: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 150\text{mA}$ e $\Gamma = 0.15$ e formato de modulação NRZ.

Nota-se da FIG. 3.12 que, a eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA apresenta um aumento em seu valor com o aumento da potência do sinal CW. Para atenuação > 0 dB, a potência do sinal CW é muito pequena, causando pequena compressão do ganho do SOA e, conseqüentemente, uma eficiência de conversão baixa. Quando a atenuação diminui, a compressão do ganho do SOA é maior levando a um aumento na eficiência de conversão. Por outro lado, a eficiência de conversão diminui com o aumento da potência do sinal de entrada (P_{ent}). Com a ajuda da FIG. 2.1.b, percebe-se que, se a potência P_{ent} é baixa, o ganho do SOA é alto resultando em uma maior eficiência de conversão. Porém, se P_{ent} é alta, pode-se atingir a saturação do ganho do SOA, reduzindo-se, assim, a eficiência de conversão.

Definindo-se a eficiência de conversão, para uma potência do sinal de entrada de -30 dBm, em função da atenuação como sendo: $\eta(\text{Atenuação})$, dada em dB, tem-se, $\eta_{\text{máx}}(0 \text{ dB}) = -42$ dB.

Aumentando-se a corrente de injeção do SOA para 200 mA , há um aumento na eficiência de conversão quando comparada a obtida na FIG. 3.12 de, aproximadamente, 5 dB, como mostra a FIG. 3.13. O aumento na corrente de injeção do SOA acarreta a elevação do número de portadores injetados na região ativa do mesmo e, conseqüentemente, a elevação da eficiência de conversão. $\eta_{\text{máx}}(0 \text{ dB}) = -37$ dB para $P_{\text{ent}} = -30$ dBm.

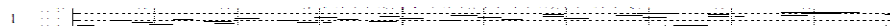


FIG. 3.13: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde $I = 200\text{mA}$ e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação NRZ.

Diminuindo-se a corrente de injeção do SOA para 50 mA, percebe-se que continua havendo conversão de comprimento de onda, mas, com baixíssima eficiência, como pode ser observado na FIG. 3.14. A redução na eficiência de conversão se deve à diminuição do número de portadores injetados na região ativa do SOA. $\eta_{\text{máx}}(0 \text{ dB}) = - 60,5 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = - 30 \text{ dBm}$. A redução na eficiência de conversão foi de, aproximadamente, 18,5 dB em relação às curvas apresentadas na FIG. 3.12.

FIG. 3.14: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 50\text{mA}$ e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação NRZ.

Mantendo-se a corrente de injeção em 50 mA e aumentando-se o fator de confinamento óptico para 0,4, obtém-se uma grande melhoria na eficiência de conversão em relação aos resultados apresentados na FIG. 3.14, como pode ser visto na FIG. 3.15. $\eta_{\text{máx}}(0 \text{ dB}) = -32 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$.

FIG. 3.15: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 50\text{mA}$ e $\Gamma = 0,4$ e formato de modulação NRZ.

Este resultado era esperado, uma vez que aumentando-se o fator de confinamento óptico, aumenta-se a fração da energia do campo óptico presente na região ativa do SOA e conseqüentemente, a interação dos campos ópticos presentes com a dinâmica de ganho que está ocorrendo no dispositivo (CONNELLY, 2002).

Uma última análise realizada para o XGM foi a alteração do formato do sinal de entrada de NRZ (FIG. 3.12) para RZ, como mostra a FIG. 3.16. Ao se comparar este resultado ao apresentado na FIG. 3.12, nota-se que a eficiência de conversão permaneceu constante mostrando-se assim, a independência da eficiência de conversão do formato de modulação. $\eta_{\text{máx}}(0 \text{ dB}) = -42 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dB}$.

FIG. 3.16: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XGM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 150\text{mA}$ e $\Gamma = 0,15$ e formato de modulação RZ.

A TAB. 3.4 exibe os valores de $\eta_{\text{máx}}$ obtidos para os diversos valores da corrente de modulação, do fator de confinamento óptico, da atenuação, e do formato de modulação. A máxima eficiência de conversão (-32 dB) foi obtida com $I = 50\text{ mA}$, $\Gamma = 0,4$ e o formato NRZ para $P_{\text{ent}} = -30\text{ dBm}$. Certamente, esse valor seria ainda maior se fosse usado na simulação uma corrente de 200 mA.

TAB. 3.4: Valores da eficiência máxima obtidos, para $P_{\text{ent}} = -30\text{ dBm}$ e atenuação = 0 dB.

	$I = 50\text{ mA}$ $\Gamma = 0,4$ NRZ	$I = 50\text{ mA}$ $\Gamma = 0,15$ NRZ	$I = 150\text{ mA}$ $\Gamma = 0,15$ NRZ	$I = 150\text{ mA}$ $\Gamma = 0,15$ RZ	$I = 200\text{ mA}$ $\Gamma = 0,15$ NRZ
$\eta_{\text{máx}}(\text{dB})$	-32	-60,5	-42	-42	-37

É interessante observar na TAB. 3.4 que para um aumento de 300% na corrente de injeção do SOA (de 50 mA a 200 mA), a eficiência máxima de conversão sofre um aumento de 19% (de -60,5 dB a -37 dB). Por outro lado, um aumento de 167% (de 0,15 a 0,4) no valor do confinamento óptico leva a um aumento de 47% (de -60,5 dB a -32 dB) na eficiência de conversão. Portanto, percebe-se que o fator de confinamento óptico é um parâmetro do SOA que altera fortemente seu desempenho.

3.4 MODULAÇÃO DE FASE CRUZADA (XPM)

Como foi dito anteriormente, no caso da XPM, optou-se por se realizar a simulação da eficiência de conversão de comprimento de onda, utilizando-se apenas o Programa VPI.

3.4.1 RESULTADOS OBTIDOS USANDO SIMULAÇÃO NUMÉRICA ATRAVÉS DO PROGRAMA VPI

O ambiente para a simulação da eficiência de conversão utilizando-se o efeito de modulação de fase cruzada (XPM) está mostrado na FIG. 3.17. Como pode ser observado, os sinais de entrada (Tx) e CW são introduzidos no conversor ($f_1 \rightarrow f_2$) através de dois atenuadores ópticos e o sinal convertido ao deixar o conversor, também, passa por um atenuador óptico. Neste esquema, os sinais de entrada Tx e CW se propagam na mesma direção e dois SOAs são utilizados em um interferômetro de Mach-Zehnder para se obter a modulação em intensidade do sinal convertido, na saída. Alguns parâmetros físicos dos dois SOAs utilizados são apresentados na TAB. 3.5. Os comprimentos de onda dos sinais de entrada e CW utilizados nesta simulação são $\lambda_p = 1.553,6$ nm e $\lambda_b = 1.549,6$ nm, respectivamente. Este esquema permite ainda que, os espectros ópticos e os traços de osciloscópio dos sinais de entrada e convertido sejam monitorados. Estas curvas não serão mostradas neste trabalho, pois, o interesse aqui é apenas na eficiência de conversão de comprimento de onda.

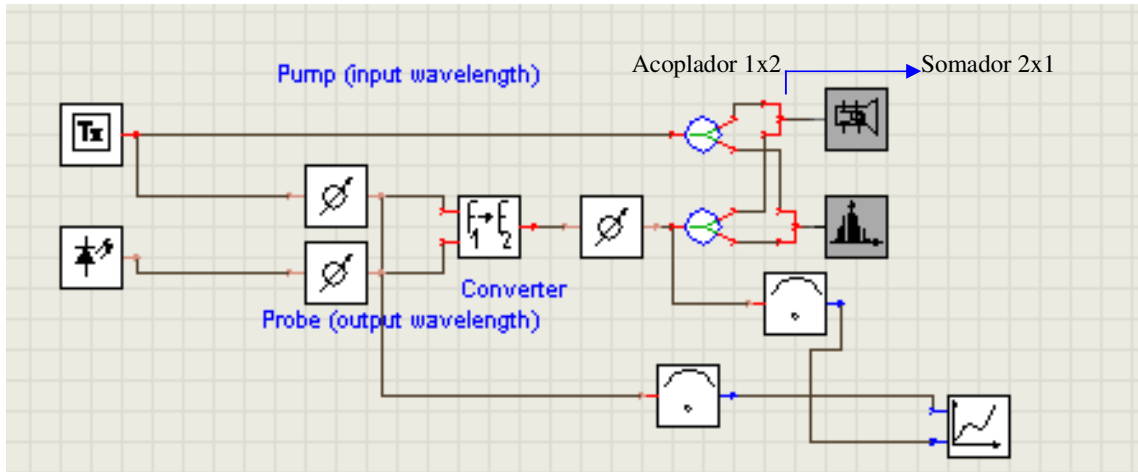


FIG. 3.17: Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de XPM em SOA.

Na FIG. 3.18, apresentam-se os valores da eficiência de conversão obtidos utilizando-se o esquema mostrado na FIG. 3.17. Os valores da espessura da região ativa (d), da corrente de injeção (I) e da frequência do sinal de prova (f_p) foram mantidas iguais a 80 nm, 150 mA e 193 THz, respectivamente. Nesta simulação, o valor inicial da potência do sinal CW foi de 3,2 μ W (para Atenuação = 30 dB). A potência do sinal cw foi, ainda, atenuada de 40 e 50 dB. Esta atenuação foi necessária, pois desejou-se obter um baixo valor para a eficiência de conversão.

TAB. 3.5: Alguns parâmetros dos SOAs utilizados na simulação da eficiência de conversão obtida através do efeito da XPM.

Parâmetros Físicos do SOA 1 e 2	Valor	Unidade
Corrente de Injeção	150	mA
Comprimento da Região Ativa	500	μ m
Largura da Região Ativa	3	μ m
Espessura da Região Ativa	80	nm
Perdas Internas	4000	1/m
Fator de Confinamento Óptico	0,15	

É interessante notar na FIG. 3.18 que, a eficiência de conversão decai monotonicamente com o aumento da potência do sinal de entrada até um certo

valor. Passa a aumentar, até chegar a um valor máximo e então passa a diminuir, novamente. Este aumento da eficiência de conversão de comprimento de onda com o aumento da P_{ent} pode ser consequência da absorção estimulada.

Definindo-se a eficiência de conversão em função da atenuação (A) como sendo $\eta(A)$, tem-se, $\eta_{m\acute{a}x}(30 \text{ dB}) = -5 \text{ dB}$ para $P_{ent} = -30 \text{ dBm}$.

FIG. 3.18: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $d = 80$ nm, $I = 150$ mA e $f_p = 193$ THz

Aumentando-se a corrente dos dois SOAs para 200 mA, como é de se esperar, houve um aumento nos valores da eficiência quando comparados aos valores apresentados na FIG. 3.18. Esses valores podem ser observados na FIG. 3.19. $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = 1 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$.

FIG. 3.19: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $d = 80$ nm, $I = 200$ mA e $f_p = 193$ THz.

Diminuindo-se a corrente de injeção dos SOAs para 50 mA, observou-se uma redução significativa nos valores da eficiência, como pode ser observado na FIG. 3.20. Ainda existe conversão de comprimento de onda, porém, a eficiência de conversão foi bastante reduzida. É interessante notar, ainda que, houve o desaparecimento dos picos da eficiência de conversão registrados nas FIG. 3.18 e 3.19. Isto, é devido à baixa corrente injetada no SOA. Na verdade, houve um deslocamento do pico da eficiência de conversão para uma potência de entrada mais elevada. Neste caso, $\eta_{\text{máx}} (30 \text{ dB}) = -40 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$.

FIG. 3.20: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde $d = 80$ nm, $I = 50$ mA e $f_p = 193$ THz.

Alterando-se, novamente, as correntes de injeção dos SOAs para 150 mA cada uma e aumentando-se as espessuras das regiões ativas dos dois SOAs (d_1 e d_2) de 80 nm para 100 nm, observou-se uma redução na eficiência de conversão de comprimento de onda, como está apresentado na FIG. 3.21 quando comparado aos resultados apresentados na FIG. 3.18.

FIG. 3.21: Eficiência de conversão obtida através do efeito de XPM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW e com $I = 150$ mA, $f_p = 193$ THz e $d = 100$ nm.

Isto se deve ao fato de que, com o aumento da espessura da região ativa dos SOAs, deveria haver também, um aumento no fator de confinamento óptico. Como isto não ocorreu, manteve-se a mesma fração de energia do campo óptico em uma área maior, tornando o processo de conversão menos eficiente. $\eta_{\text{máx}}(30) = -9$ dB para $P_{\text{ent}} = -30$ dBm.

A Tab. 3.6 mostra os valores de $\eta_{\text{máx}}$ para o efeito da XPM em SOA, para uma potência do sinal de entrada de -30 dBm.

TAB. 3.6: Valores da eficiência máxima obtidos para $P_{\text{ent}} = -30$ dBm e atenuação = 0 dB.

	Parâmetros			
	$I = 200$ mA	$I = 150$ mA	$I = 150$ mA	$I = 50$ mA
	$d = 80$ nm	$d = 80$ nm	$d = 100$ nm	$d = 80$ nm
$\eta_{\text{máx}}(\text{dB})$	1	-5	-9	-40

Pela TAB. 3.6 é possível notar que para se ter uma eficiência de conversão de comprimento de onda elevada, usando-se o conversor com XPM em SOA, é necessário que se tenha uma corrente de injeção do SOA, também, elevada. O aumento da corrente de injeção do SOA de 300% (de 50 mA a 200 mA) provoca um aumento de 103% (de -40 dB a 1 dB) no valor da eficiência máxima de conversão, enquanto que um acréscimo de 25 % (de 80 nm a 100 nm) na largura da região ativa leva a um aumento de 80 % no valor da eficiência máxima. Percebe-se, portanto,

que a área da região ativa do SOA é um parâmetro fundamental para um bom desempenho do SOA.

3.5 MISTURA DE QUATRO ONDAS (FWM)

Para a FWM, a eficiência de conversão foi analisada através do modelo analítico de (ZHOU, 1994) e também através do programa VPI.

Neste caso (usando o modelo de (ZHOU, 1994)), a eficiência de conversão foi obtida em função do comprimento de onda do sinal gerado, alterando-se o ganho do SOA e a potência do sinal de bombeio. Para o caso da análise usando o programa VPI, obteve-se a eficiência de conversão de comprimento de onda em função da potência do sinal de entrada, variando-se a corrente de injeção do SOA, o fator de confinamento óptico, a potência do sinal de bombeio, a frequência do sinal de prova e a densidade inicial de portadores. Percebe-se, portanto, que a eficiência de conversão não foi analisada em função dos mesmos parâmetros, para os dois casos citados, o que prejudicou a comparação entre os mesmos. Isto se deve ao fato de que a simulação da eficiência de conversão de comprimento de onda usando o programa VPI ter sido realizada na Universidade Presbiteriana Mackenzie em apenas um dia, o que impediu a obtenção de uma maior compatibilidade entre os parâmetros utilizados nas duas análises, como será apresentado nas sub-seções 3.5.1 e 3.5.2.

3.5.1 RESULTADOS OBTIDOS USANDO O MODELO ANALÍTICO DE (ZHOU, 1994)

O resultado da eficiência relativa de conversão ($R = 20 \log \left| \sum_{m=1}^3 c_m \cdot \frac{1}{1 - i2\pi f \tau_m} \right|$)

obtido a partir do último termo da EQ. 2.48, usando o modelo de (ZHOU, 1994) é apresentado na FIG. 3.22, onde, usou-se os valores de $c_1 = 0,2e^{-i1,30}$, $c_2 = 0,0027e^{-$

$i^{1,30}$, $c_3 = 0,00048e^{-i1,53}$, $\tau_1 = 200$ ps, $\tau_2 = 650$ fs e $\tau_3 = 50$ fs. O "down conversion" é gerado quando a frequência de desvio ($f = \text{frequência de bombeio} - \text{frequência do sinal de prova}$) for positiva, caso contrário, é gerado o "up-conversion". A corrente de injeção (I) usada foi de 100 mA.

FIG. 3.22: Eficiência relativa de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. $I = 100$ mA.

No caso do "down-conversion", o resultado obtido a partir da simulação no Programa Matlab usando o modelo de (ZHOU, 1994) está comparável ao resultado de (ZHOU, 1994), enquanto que, para o "up-conversion", os valores entre 3 nm e 40 nm estão um pouco afastados do esperado como pode ser observado na FIG. 3.22. A assimetria da eficiência em relação aos dois tipos de conversão ("down" e "up-conversion") é devida às interferências de fase que ocorrem entre os vários mecanismos que geram a FWM (ZHOU, 1994). O "down-conversion" apresenta uma eficiência maior devido às interferências construtivas de fase que ocorrem no processo de FWM (ZHOU, 1994).

Com esses resultados foi possível gerar as curvas de eficiência de conversão, como mostra a FIG. 3.23, usando a EQ. 2.48. (ZHOU, 1994). O trabalho de (ZHOU, 1994) não apresenta as curvas de eficiência de conversão e, por isto, os resultados mostrados nas FIG. 3.23 e 3.24 não são comparados com os obtidos em (ZHOU, 1994). Os parâmetros variados foram, o ganho do SOA (G) e o comprimento de onda do sinal convertido (λ_2). A potência de bombeio (P_b) foi mantida constante.



FIG. 3.23: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. Neste caso, $I = 100$ mA e $P_b = -9$ dBm.

A eficiência de conversão, como mostra a FIG. 3.23, decai com o aumento do comprimento de onda do sinal gerado. Isto ocorre pois, para se aumentar o comprimento de onda gerado, tem de se aumentar a frequência de desvio entre os sinais de bombeio e de prova. Porém, este aumento na frequência, causa uma redução no coeficiente de acoplamento entre os campos ópticos envolvidos, reduzindo-se assim, a intensidade do campo óptico gerado e, conseqüentemente, a eficiência de conversão. Além disto, a eficiência de conversão de comprimento de onda cresce com o aumento do ganho do SOA. Este comportamento já era

esperado, uma vez que o aumento do ganho do SOA, aumenta a interação óptica que está ocorrendo em sua região ativa, elevando-se, assim, a eficiência de conversão.

Mantendo-se constante o ganho e variando-se a potência de bombeio, foi possível observar que a eficiência de conversão, também, aumenta com o aumento da potência de bombeio, como mostra a FIG. 3.24.



FIG. 3.24: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, com $I = 100$ mA e $G = 15$ dB.

Utilizando-se, agora, os valores de $c_1 = 0,24e^{-i1,30}$, $c_2 = 0,0027e^{-i1,42}$, $c_3 = 0,00023e^{-i3,13}$, $\tau_1 = 200$ ps, $\tau_2 = 650$ fs e $\tau_3 = 50$ fs, obteve-se o resultado apresentado na FIG. 3.25. Percebe-se que houve uma redução na eficiência de conversão, principalmente, quando a diferença entre o sinal de entrada e o sinal gerado é maior que 2 nm, no caso do “up-conversion”.

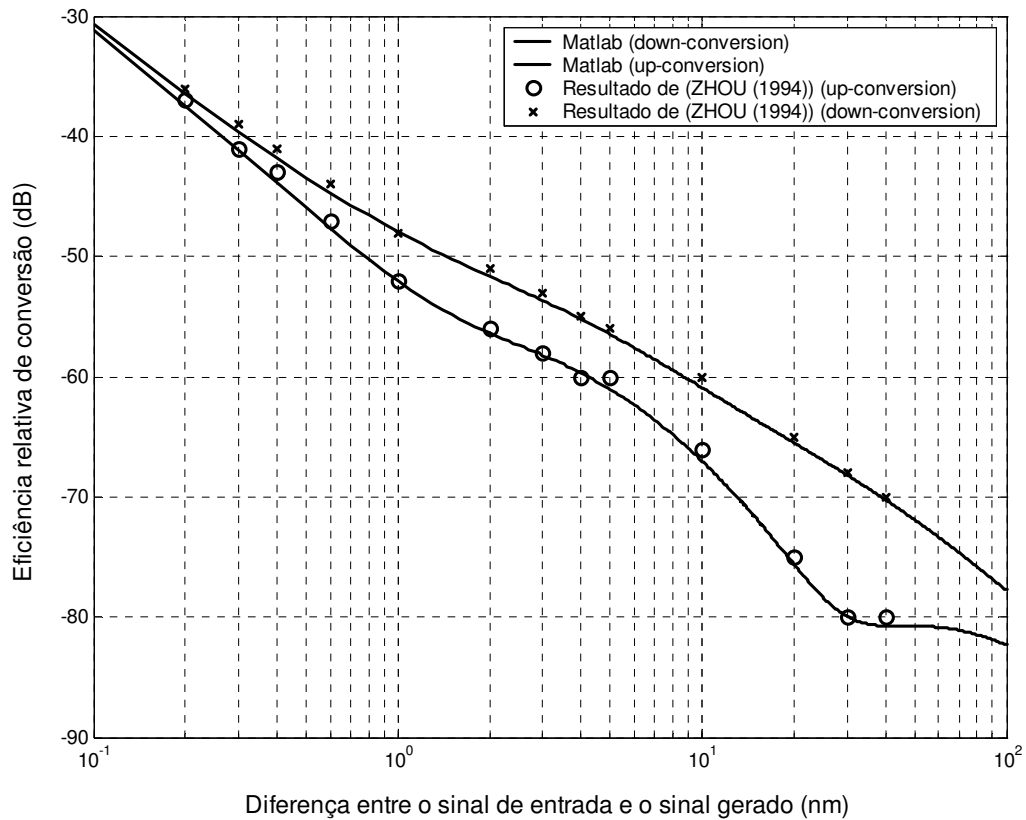


FIG. 3.25: Eficiência relativa de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, onde $I = 150$ mA.

Nota-se, ainda, da FIG 3.25 que neste caso, o resultado simulado não apresenta discrepância quando comparado ao obtido por (ZHOU, 1994), mesmo para a “up-conversion.”

A eficiência de conversão obtida a partir da FIG. 3.25 é mostrada na FIG. 3.26, com $I = 150$ mA e $P_b = -9$ dBm.

FIG. 3.26: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA. Neste caso, $I = 150 \text{ mA}$ e $P_b = -9 \text{ dBm}$.

O efeito da alteração nos coeficientes de acoplamento complexos nas curvas de "down-conversion" e do "up-conversion", pode ser melhor visto na FIG. 3.26. A eficiência de conversão obtida aqui é menor que a apresentada na FIG. 3.23, principalmente, nos valores mais elevados do comprimento de onda do sinal gerado. A diferença entre a curva do "down-conversion" e do "up-conversion", também, sofre um aumento com o crescimento do comprimento de onda do sinal gerado. Isto se deve às interferências de fase que ocorrem entre os vários mecanismos no processo de FWM (ZHOU, 1994). O "down-conversion" apresenta uma eficiência maior devido às interferências construtivas de fase que ocorrem neste processo (ZHOU, 1994).

Variando-se a potência do sinal de bombeio, com o ganho do SOA mantido a 15 dB, observou-se o mesmo comportamento apresentado no caso da FIG. 3.26. Esse comportamento pode ser visto na FIG. 3.27.

FIG. 3.27: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA, com $I = 150 \text{ mA}$ e $G = 15 \text{ dB}$.

Definindo-se a eficiência de conversão de comprimento de onda em função do ganho do SOA como sendo, $\eta(G)$, G dado em dB, a TAB. 3.7 mostra os valores de $\eta_{\text{máx}}$ obtidos com o modelo de (ZHOU, 1994) para o comprimento de onda do sinal gerado (λ_g) de 1550 nm.

TAB. 3.7: Valores da eficiência de conversão máxima obtidos para $\lambda_g = 1550 \text{ nm}$

“Down-conversion”				
	Parâmetros			
	$I = 100 \text{ mA}$ $P_b = -9 \text{ dBm}$	$I = 100 \text{ mA}$ $G = 15 \text{ dB}$	$I = 150 \text{ mA}$ $P_b = -9\text{dBm}$	$I = 150 \text{ mA}$ $G = 15 \text{ dB}$
$\eta_{\text{máx}}(\text{dB})$	-20 ($G = 20 \text{ dB}$)	-18 ($P_b = 0 \text{ dBm}$)	-22 ($G = 20 \text{ dB}$)	-20 ($P_b = 0 \text{ dBm}$)
“Up-conversion”				
	Parâmetro			
	$I = 100 \text{ mA}$ $P_b = -9 \text{ dBm}$	$I = 100 \text{ mA}$ $G = 15 \text{ dB}$	$I = 150 \text{ mA}$ $P_b = -9\text{dBm}$	$I = 150 \text{ mA}$ $G = 15 \text{ dB}$
$\eta_{\text{máx}}(\text{dB})$	-22 ($G = 20 \text{ dB}$)	-19 ($P_b = 0 \text{ dBm}$)	-32 ($G = 20 \text{ dB}$)	-30 ($P_b = 0 \text{ dBm}$)

3.5.2 RESULTADOS OBTIDOS USANDO SIMULAÇÃO NUMÉRICA ATRAVÉS DO PROGRAMA VPI

O efeito não-linear de mistura de quatro ondas em SOA para conversão de comprimento de onda foi simulado no programa VPI usando o ambiente mostrado na FIG. 3.28. Observa-se que, os sinais de entrada (Tx) e CW são introduzidos no SOA através de um acoplador multiplexador a fibra. O sinal convertido é obtido na saída através de um acoplador demultiplexador, que é o mesmo dispositivo da entrada, apenas funcionando de forma reversa. Antes de ser medido, o sinal gerado passa por um outro SOA para que seja amplificado, uma vez que a intensidade do produto de batimento devido à mistura de quatro ondas é, geralmente, muito baixa. O modelo do SOA usado na simulação com o Programa VPI despreza os efeitos de “carrier heating (CH)” e “spectral hole burning (SHB)”. Alguns parâmetros físicos do SOA utilizado para a conversão de comprimento de onda e do SOA usado para amplificação do sinal gerado estão mostrados na TAB. 3.8. Os comprimentos de onda dos sinais de entrada (Tx) e CW utilizados nesta simulação são $\lambda_p = 1.554,4$ nm e $\lambda_b = 1.553,6$ nm, respectivamente. O comprimento de onda do sinal gerado, neste caso é $\lambda_g = 1.552,8$ nm, obtido através da expressão $\lambda_g = 2\lambda_b - \lambda_p$.

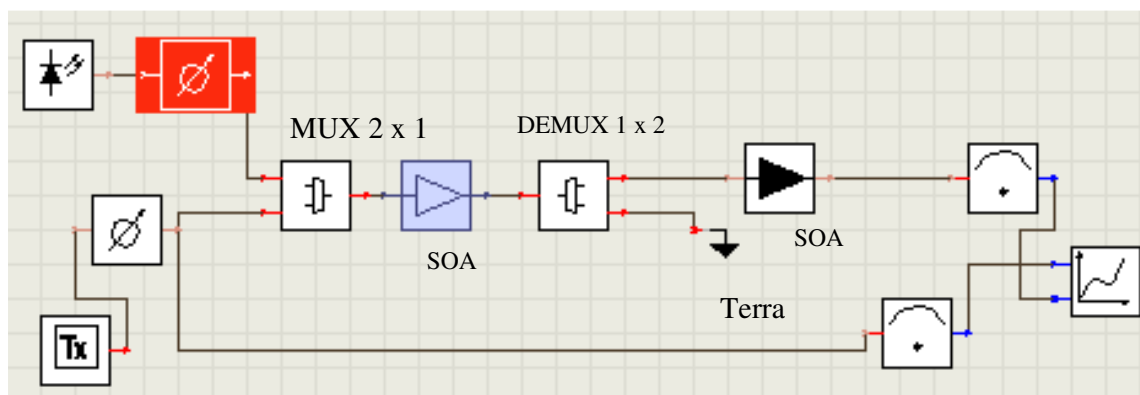


FIG. 3.28: Esquema para simulação numérica da eficiência de conversão através do efeito de FWM em SOA.

TAB. 3.8: Alguns parâmetros físicos dos SOAs utilizados na simulação da eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM.

Parâmetros Físicos dos SOAs 1 e 2	Valor	Unidade
Corrente de Injeção	150	mA
Comprimento da região ativa	500	μm
Largura da Região Ativa	3	μm
Espessura da Região Ativa	80	nm
Perdas Internas	4000	1/m
Densidade inicial de portadores (N_i)	3×10^{24}	$1/\text{m}^3$
Freqüência do sinal de prova (f_p)	193	THz
Fator de Confinamento Óptico	0.15	

A FIG. 3.29 apresenta a simulação da eficiência de conversão obtida através do efeito não-linear de FWM em SOA utilizando-se o esquema mostrado na FIG. 3.28 e os parâmetros da TAB. 3.9. A potência do sinal CW também foi usada como parâmetro. Atenuação = 30 dB, Atenuação = 40 dB e Atenuação = 50 dB, significam que a potência do sinal CW foi atenuada destes valores para a obtenção dos resultados apresentados na FIG. 3.29. Nesta simulação, o valor inicial da potência do sinal CW foi de $0,3 \mu\text{W}$ (para $A = 30 \text{ dB}$). A potência do sinal cw foi, ainda, atenuada de 40 e 50 dB. Esta atenuação foi necessária pois desejou-se obter um baixo valor para a eficiência de conversão de comprimento de onda.

FIG. 3.29: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 150$ mA, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193$ THz e $N_i = 3 \times 10^{24}$ 1/m³.

Pode-se observar da FIG. 3.29, que o processo de conversão usando-se a FWM em SOA parece ser mais eficiente quando comparado à conversão de comprimento de onda que utiliza o efeito não-linear de XGM em SOA. Porém, isto ocorre devido ao segundo SOA existente no processo, usado para amplificação do sinal gerado pela FWM. Nota-se que com o aumento da potência do sinal de entrada, a eficiência de conversão diminui. Isto se deve à saturação do SOA. Definido-se a eficiência de conversão de comprimento de onda máxima em função da atenuação do sinal de bombeio como sendo $\eta_{\text{máx}}(\text{Atenuação})$ para uma $P_{\text{ent}} = -30$ dBm, tem-se: $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = 1$ dB.

Os resultados mostrados na FIG. 3.30 foram obtidos quando alterou-se o valor do fator de confinamento óptico para 40 %. Como já era de se esperar, a eficiência de conversão aumentou, razoavelmente. Na FIG. 3.29, apenas 15% do campo óptico estava confinado à região ativa levando a uma baixa eficiência de conversão. Com o aumento do fator de confinamento óptico para 0,4, o campo óptico presente na região ativa do SOA aumentou consideravelmente, participando, assim, mais intensamente do processo de conversão e, conseqüentemente, aumentando sua eficiência. $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = 19$ dB para $P_{\text{ent}} = -30$ dBm.

FIG. 3.30: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 150$ mA, $\Gamma = 0,4$, $f_p = 193$ THz e $N_i = 3 \times 10^{24}$ 1/m³.

Reduzindo-se a corrente do SOA usado como conversor de comprimento de onda para 50 mA, houve uma redução na eficiência de conversão como mostra a FIG. 3.31. Como era de se esperar, com uma corrente menor, menos portadores são injetados na região ativa tendo como consequência, uma redução na eficiência de conversão. $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = -34 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$.

FIG. 3.31: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, onde, $I = 50$ mA, $\Gamma = 0,15$,
 $f_p = 193$ THz, $N_i = 3 \times 10^{24}$ 1/m³.

Variando-se a frequência do sinal de prova de 193 THz para 193,2 THz, observou-se, uma redução significativa na eficiência de conversão para as potências do sinal de entrada mais elevadas, como mostra a FIG. 3.32. É interessante notar que, neste caso, trata-se de uma conversão de comprimento de onda do tipo “up-conversion” pois, a frequência do sinal de prova ($f_p = 193,2$ THz) é maior que a do sinal de bombeio ($f_b = 193,1$ THz) e como já foi visto no modelo de (ZHOU, 1994), a “up-conversion” produz uma eficiência de conversão menor que a obtida na conversão do tipo “down-conversion”. Isto pode ser comprovado comparando as curvas da FIG. 3.31, onde o tipo de conversão foi o “down-conversion” (pois, $f_p = 193$ THz < $f_b = 193,1$ THz), com as curvas da FIG. 3.27, onde o tipo de conversão é o “up-conversion”. Na FIG. 3.32, $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = -34$ dB para $P_{\text{ent}} = -30$ dBm.

FIG. 3.32: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW. Neste caso, $I = 50 \text{ mA}$, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193,2 \text{ THz}$ e $N_i = 3 \times 10^{24} \text{ 1/m}^3$.

Por último, a densidade de portadores inicial foi reduzida de $3 \times 10^{24} \text{ 1/m}^3$ para 10^{24} 1/m^3 , ocasionando uma pequena queda da eficiência de conversão, principalmente, para valores reduzidos da potência do sinal de entrada, como mostra a FIG. 3.33. Esse resultado era esperado, pois, reduzindo-se a densidade de portadores, diminui-se a quantidade de portadores disponíveis na região ativa do SOA, para participar do processo de conversão de comprimento de onda. $\eta_{\text{máx}}(30 \text{ dB}) = -35 \text{ dB}$ para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$.



FIG. 3.33: Eficiência de conversão obtida através do efeito de FWM em SOA para três valores distintos da potência do sinal CW, com $I = 50 \text{ mA}$, $\Gamma = 0,15$, $f_p = 193 \text{ THz}$ e $N_i = 10^{24} \text{ 1/m}^3$.

Na TAB. 3.9, são mostrados os valores de $\eta_{\text{máx}}$ obtidos em cada caso.

TAB. 3.9: Os Valores da eficiência máxima obtidos para $P_{\text{ent}} = -30 \text{ dBm}$ e atenuação = 0 dB.

	Parâmetros				
	$I = 150 \text{ mA}$	$I = 150 \text{ mA}$	$I = 50 \text{ mA}$	$I = 50 \text{ mA}$	$I = 50 \text{ mA}$
	$\Gamma = 0,4$	$\Gamma = 0,15$	$\Gamma = 0,15$	$\Gamma = 0,15$	$\Gamma = 0,15$
	$N_i = 3 \times 10^{24}$	$N_i = 3 \times 10^{24}$	$N_i = 3 \times 10^{24}$	$N_i = 3 \times 10^{24}$	$N_i = 10^{24}$
	$1/\text{m}^3$	$1/\text{m}^3$	$1/\text{m}^3$	$1/\text{m}^3$	$1/\text{m}^3$
	$f_p = 193$	$f_p = 193$	$f_p = 193$	$f_p = 193,2$	$f_p = 193$
	THz	THz	THz	THz	THz
$\eta_{\text{máx}}(\text{dB})$	19	1	-34	-34	-35

A TAB. 3.9 mostra que um aumento de 200 % (de 50 mA a 150 mA) provoca um aumento de 103% na eficiência máxima de conversão, contra 1800% (de 1 dB a 19 dB) na eficiência quando o fator de confinamento é aumentado de 167% (de 0,15 a 0,4). Por outro lado, aumentando a densidade inicial de portadores de 200 % (de $10^{24}/\text{m}^3$ a $3 \times 10^{24}/\text{m}^3$), registrou-se um acréscimo de apenas 3% na eficiência de conversão. Novamente, o fator de confinamento óptico mostrou-se extremamente importante para a melhoria do desempenho de um conversor de comprimento de onda.

4 CONCLUSÕES

Ao longo deste trabalho, foi abordada a questão da conversão de comprimento de onda em amplificador óptico semiconductor a partir dos efeitos de chave óptica e de mistura de ondas que ocorrem dentro do mesmo. Com esses efeitos, foi possível analisar quatro técnicas diferentes para realizar a conversão de comprimento de onda. São elas, a técnica de conversão de comprimento de onda usando modulação de ganho cruzado (XGM) e modulação de fase cruzada (XPM) que se devem aos efeitos de chave óptica, e a mistura de quatro ondas (FWM) e geração por diferença de frequência (DFG), que são oriundas dos efeitos não-lineares de mistura de ondas de terceira e segunda ordem, respectivamente. Neste estudo, foram apresentados os aspectos teóricos do SOA e de cada uma das técnicas, descrevendo as equações que governam a propagação das ondas do sinal de prova e de bombeio dentro do amplificador óptico semiconductor e as equações da eficiência de conversão de comprimento de onda do conversor que usa a modulação do ganho cruzado e a mistura de quatro ondas. Para as demais técnicas, este trabalho limitou-se apenas às suas análises teóricas.

Usando modelos analíticos no caso dos conversores que utilizam a XGM e FWM, e simulação numérica através do uso do simulador VPI para as técnicas que usam os efeitos não-lineares de XGM, XPM e FWM, foi possível estudar o comportamento da eficiência de conversão em função de alguns parâmetros do SOA e dos sinais de entrada neste amplificador. Poderia-se desejar comparar os resultados obtidos para a eficiência de conversão utilizando-se as três técnicas analisadas através do programa VPI. Porém, apesar de todas terem resultados da eficiência de conversão de comprimento de onda em função da variação da corrente de injeção do SOA e da potência do sinal de bombeio, os valores usados para estes parâmetros foram diferentes. Isto ocorreu devido às particularidades de cada técnica não-linear usada.

A XGM consegue realizar a conversão de comprimento de onda utilizando-se apenas um SOA enquanto que, a XPM necessita de dois SOA em um interferômetro para obter a conversão de comprimento de onda. E a FWM, apesar de utilizar

apenas um SOA para a conversão de comprimento de onda, este processo é tão fraco que se faz necessário o uso de outro SOA para amplificar o sinal convertido. Devido a esta diferença entre as três técnicas não-lineares não se pode usar valores iguais para os mesmos parâmetros.

No caso do conversor que utiliza a XGM, os resultados obtidos a partir da simulação feita com o Programa Matlab, mostraram que é possível obter uma eficiência de conversão maior que a apresentada por DAVIES no seu trabalho em (DAVIES, 1995). Além disto foi visto, que existe uma frequência de modulação para a qual é possível se maximizar a eficiência de conversão de comprimento de onda enquanto que, o comprimento de onda do sinal convertido não altera, praticamente, o valor da mesma.

Usando o simulador VPI para analisar o comportamento da eficiência de conversão, do conversor que usa a XGM, em função dos parâmetros do SOA e do formato de modulação do sinal de prova foi possível estabelecer uma comparação entre o modelo de (DAVIES, 1995) e o do VPI. Como resultado dessa comparação, em ambos, a eficiência de conversão de comprimento de onda cresce com o aumento da potência do sinal de bombeio e com o fator de confinamento óptico (para $g_z = 5$). É interessante notar que, no VPI, foi possível obter um acréscimo de 23,5 dB (aumento de 57%) no valor da eficiência máxima quando aumenta-se a corrente de injeção do SOA de 50 para 200 mA e que, para a mesma corrente de 50 mA, foi possível ter um acréscimo, da eficiência de conversão, de 28,5 dB (aumento de 47%) aumentando-se o fator de confinamento óptico de 0,15 para 0,40. Em termos de porcentagem, o aumento da corrente foi de 300%, enquanto que do fator de confinamento foi de 167%.

No caso do conversor que utiliza a FWM, os resultados obtidos a partir da simulação feita com o Programa Matlab, para o modelo de (ZHOU, 1994), mostraram que a eficiência de conversão de comprimento de onda cresce com o aumento da potência do sinal de bombeio, do ganho do amplificador óptico semiconductor e com o tipo de conversão considerado ("down-conversion", ou seja, quando a frequência do sinal de bombeio for maior que a do sinal de prova).

Usando o simulador VPI para analisar o comportamento da eficiência de conversão do conversor que usa a FWM, em função dos parâmetros do SOA e dos sinais de entrada, observou-se que a eficiência de conversão aumenta com o

aumento do fator de confinamento óptico, da potência do sinal de bombeio, da corrente de injeção, e com o aumento da densidade inicial de portadores. O aumento da corrente de injeção de 50 para 150 mA (aumento de 200%), provocou um aumento de 103% no valor da eficiência de conversão, contra 180% de aumento na eficiência de conversão registrado quando o fator de confinamento óptico varia de 0,15 para 0,4 (aumento de 167%). Variando-se a frequência do sinal de prova, também, foi observada mudança nos valores da eficiência de conversão. Comparando-se essa técnica de conversão de comprimento de onda (FWM) com a da modulação do ganho cruzado (considerando os modelos do VPI), conclui-se que, o efeito da variação do fator de confinamento óptico e da corrente de injeção do SOA na eficiência de conversão é muito mais pronunciado no conversor que usa a FWM do que no que usa a XGM. No entanto, aparentemente, a eficiência de conversão obtida com a técnica de FWM é bem maior que a obtida com o conversor que emprega a XGM. Isto, na verdade, se deve ao segundo SOA usado na simulação para amplificar o sinal gerado que possui baixa intensidade.

Usando o simulador VPI para analisar o comportamento da eficiência de conversão do conversor que usa a XPM, em função dos parâmetros do SOA e dos sinais de entrada, notou-se que a eficiência de conversão cresce com o aumento da potência de bombeio e da corrente de injeção. Ela diminui com o aumento da potência do sinal de prova e da espessura da região ativa do SOA. Um aumento da corrente de injeção do SOA de 300% (de 50 mA para 200 mA) provocou um aumento de 103% na eficiência de conversão para uma potência de entrada de -30 dBm.

Analisando-se as três técnicas (considerando-se somente os modelos do Programa VPI), em termos da corrente de injeção do SOA, a eficiência de conversão do conversor que usa a FWM mostrou-se ser muito sensível a uma grande variação da corrente de injeção do SOA, assim como o conversor que utiliza a XPM. Já, o conversor que utiliza a XGM, é menos afetado por uma grande variação na corrente de injeção. A FWM é ainda mais sensível à variação no fator de confinamento óptico do que à variação da corrente de injeção do SOA.

Neste trabalho, foi mostrado o quanto cada uma das três técnicas de conversão de comprimento de onda simuladas no capítulo 3, podem ser sensíveis ou não a um determinado parâmetro do SOA ou aos sinais de entrada no mesmo. É interessante

ressaltar aqui, a importância do modelo que está sendo considerado quando se trata da conversão de comprimento de onda já que em alguns modelos, uma maior ênfase é dada a determinados parâmetros que não levam, necessariamente, a uma maior eficiência de conversão quando comparado a outros modelos. É o caso do modelo de (ZHOU, 1994) onde, os mecanismos de “dynamic carrier heating” e de “spectral hole burning” foram levados em consideração e tratados como processos independentes (ZHOU, 1994). Enquanto que, esses mesmos mecanismos foram desprezados no modelo usado pelo Programa VPI. A eficiência de conversão tende a se elevar com o aumento do coeficiente de acoplamento complexo de cada um desses mecanismos considerados no modelo de (ZHOU, 1994). Por outro lado, a combinação dos parâmetros considerados no modelo de (DAVIES, 1995), levaram a uma eficiência máxima de 1,25 dB, para uma potência do sinal de entrada de 2 mW (3 dBm), valor esse que é maior do que o obtido no modelo usado no Programa VPI, para a mesma potência de entrada. Isto ocorre pois estes modelos não consideram os mesmos parâmetros.

A grande sensibilidade da eficiência de conversão de comprimento de onda na técnica de FWM, em relação à demais técnicas simuladas no Programa VPI, à variação da corrente de injeção do SOA e do fator de confinamento óptico, mostra como os mesmos parâmetros podem influenciar diferentemente, a eficiência de conversão, dependendo da técnica de conversão de comprimento de onda considerada.

Neste trabalho, a atenção foi voltada para a eficiência de conversão de comprimento de onda, mas existem outras variáveis consideradas importantes no processo, como mostra a TAB. 4.1.

TAB. 4.1 : Outros parâmetros relevantes na conversão de comprimento de onda (ZHOU, 1994).

	XGM	XPM	FWM	DFG
Transparência	Limitada	Limitada	Total	Total
Razão de extinção	~ 8dB	~ 15dB	≈ a razão de extinção na entrada	mesma que na entrada
Largura de banda de conversão	$< 2\pi(3 \text{ THz})$	$< 2\pi(2 \text{ THz})$	$< 2\pi(1 \text{ THz})$	$< 2\pi(12 \text{ THz})$
Taxa de Transmissão Limite	~10 Gb/s	~10 Gb/s	>10 Gb/s	>10 Tb/s

Como mostra a TAB. 4.1, a técnica de conversão de comprimento de onda que usa a geração por diferença de frequência (DFG), é totalmente transparente ao processo de conversão, isto é, a informação modulada por amplitude, por fase ou por frequência não é perdida nesse processo. Além disto, ela apresenta a maior taxa de transmissão e a maior largura de banda de conversão. O grande problema enfrentado no uso dessa técnica está no casamento de fase das ondas que se propagam no conversor. Um bom casamento de fase só é obtido com uma fabricação cuidadosa desse conversor (YOO, 1996).

Como trabalhos futuros, várias propostas podem ser citadas. São elas:

- Simulação de outros parâmetros do conversor de comprimento de onda, tais como, largura de banda de conversão, razão de extinção, diagrama de olho, BER, etc...
- A simulação destes conversores de comprimentos de onda em uma rede óptica WDM, verificando como estes conversores se comportam em uma rede óptica com vários nós e com determinada demanda de tráfego. Este estudo é fundamental para se caracterizar o desempenho dos mesmos.
- Variar a topologia da rede óptica e determinar o comportamento dos conversores de comprimento de onda é outra proposta bastante enriquecedora.

- Além disto, é interessante se estudar o desempenho dos sólitons ópticos, quanto a sua eficiência de conversão num meio não-linear como o SOA. A técnica dos sólitons é recente na área de transmissão de informações. Ela se baseia na utilização de impulsos ópticos de alguns miliwatt de potência de pico capazes de se propagarem, mantendo inalterada sua forma, num meio dispersivo e não-linear (MECOZZI, 1995).

5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGRAWAL, G. P. e OLSSON, N. A. **Self-Phase Modulation and Spectral Broadening of Optical Pulses in Semiconductor Laser Amplifiers.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 25(11): 2297 – 2306, November 1989.
- AGRAWAL, G. P. **Gain Nonlinearity in Semiconductor Lasers: Theory and Applications to Distributed Feedback Lasers.** *IEEE J. Quantum Electron.*, QE –23(6): 860 – 868, June 1987.
- AGRAWAL, G. P. **Populations and Nondegenerate Four-Wave Mixing in Semiconductor Lasers and Amplifiers.** *J. Opt. Soc. Am. B.*, 5(1): 147-158, January 1988.
- AGRAWAL, G. P. **Nonlinear Fiber Optics.** Academic Press, 2001.
- CONNELLY, M. J. **Semiconductor Optical Amplifiers.** *Kluwer Academic Publishers*, 2002.
- D' OTTAVI, A., IANNONE, E., MECOZZI, A., SCOTTI, S., SPANO, P., DALL'ARA, R., ECKNER, J. e GUEKOS, G. **Efficiency and Noise Performance of Wavelength Converters Based on FWM in Semiconductor Optical Amplifiers.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 7(4): 357-359, April 1995.
- DAVIES, D. A. O. **Small-Signal Analysis of Wavelength Conversion in Semiconductor Laser Amplifiers via Gain Saturation.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 7(6): 617 – 619, June 1995.
- DIJAILI, S. P. **Cross-phase Modulation in a Semiconductor Laser Amplifier Determined by a Dispersive Technique.** *IEEE J. of Quant. Electron.*, 28(1): 141-149, January 1992.
- DURHUUS, T., JOERGENSEN, C., MIKKELSEN, B., PEDERSEN, R. J. S. e STUBKJAER, K. E. **All Optical Wavelength Conversion by SOA's in a Mach-Zehnder Configuration.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 6(1): 53-55, January 1994.

- EISENSTEIN, G., TUCKER, R. S., WIESENFELD, J. M., HANSEN, P. B., RAYBON, G., JOHNSON, B. C., BRIDGES, T. J., STORZ, F. G e BURRUS, C. A. **Gain Recovery Time of Travelling-Wave Semiconductor Optical Amplifiers.** *Appl. Phys. Lett.*, 54(5): 454 – 456, January 1989.
- MOUFTAH, H., ELMIRGHANI, J. **All – Optical Wavelength Conversion: Technologies and Applications in DWDM Networks.** *IEEE Communications Magazine*, 38(3): 86-92, March 2000.
- FAVRE, F. e LE GUEN, D. **Four-Wave Mixing in Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifiers.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 26(5): 858 – 864, May 1990.
- GERLER, O. **Optical Amplifier.** *Optical Fiber Communications*, PH4218, University of Limerick, Ireland, January 2000.
- HALL, K. L., DRAWISH, A. M., IPPEN, E. P., KOREN, U., e RAYBON, G. **Femtosecond Index Nonlinearities in InGaAsP Optical Amplifiers.** *Appl. Phys. Lett.*, 62(12): 1320 – 1322, March 1993.
- HALL, K.L, LENZ, G. e IPPEN, E. P. **Femtosecond Time Domain Measurements of Group Velocity Dispersion in Diode Lasers at 1,5 μm .** *IEEE J. Lightwave Technol.*, 10(5): 616-619, May 1992.
- HALL, LENZ, K. L., IPPEN, G. E. P., KOREN, U., e RAYBON, G. **Carrier Heating and Spectral Hole Burning in Strained – Layer Quantum Well Laser Amplifiers at 1.5 μm .** *Appl. Phys. Lett.*, 61(21): 2512 – 2514, November 1992.
- IANNONE, E. e SABELLA, R. **Performance Evaluation of an Optical Multi-Carrier Network Using Wavelength Converters Based on Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers.** *IEEE J. Lightwave Technol.*, 13(2): 312-324, February 1995.
- INOUE, K., MUKAI, T. e SAITOH, T. **Nearly Degenerate Four-Wave Mixing in Traveling Wave Semiconductor Laser Amplifier.** *Appl. Phys. Lett.*, 51(14): 1051–1053, October 1987.
- KEISER, G. E. **A Review of WDM Technology and Applications.** *Optical Fiber Technology* 5: 3 – 39, 1999.

- KESLER, M. P. e IPPEN E.I. **Subpicosecond Gain Dynamics in GaAlAs Lasers Diodes.** *Appl. Phys. Lett.*, 51(22): 1765 – 1767, November 1987.
- KIKUCHI, K., AMANO, M., ZAH, C. E. e LEE, T. P. **Analysis of Origin of Nonlinear Gain in 1.5 μm Semiconductor Active Layers by Highly Nondegenerate Four-Wave Mixing.** *Appl. Phys. Lett.*, 64 (5): 548-550, January 1994.
- KIKUCHI, K., KAKUI, M., ZAH, C. E. e LEE, T. P. **Observation of Highly Nondegenerate Four-Wave Mixing in 1.5 μm Traveling-Wave Semiconductor Optical Amplifiers and Estimation of Nonlinear Gain Coefficient.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 28(1): 151-156, January 1992.
- KIKUCHI, N. **Noise Analysis for Optical Frequency Conversion using Nearly Degenerated Four-Wave Mixing in Semiconductor Amplifier.** *IEEE J. Lightwave Technol.*, 11(5/6): 819-828, May/June 1993.
- LACEY, J.P.R, PENDOCK, G.J. e TUCKER, R.S. **All-optical 1300 –nm to 1550 –nm Wavelength Conversion Using Cross-Phase Modulation in a Semiconductor optical Amplifier.** *IEEE Photonics Technol. Lett*, 8(7): 885 – 887, July 1996.
- LIU, X. **Theoretical Analysis and Optimizations for Wavelength Conversion by Quasi-Phase-Matching Difference Frequency Generation.** *IEEE J. Lightwave Technol.*, 19(11): 1785 – 1792, November 2001.
- LUTHER, G. G. **Geometric Analysis of Optical Frequency Conversion and its Control in Quadratic Non-linear Media.** *J. Opt. Soc. Amer. B*, 17(6): 932 – 941, June 2000.
- SUMMERFIELD, M. A. **Telecommunications Applications of Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers.** Tese de Doutorado submetida ao Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade de Melbourne, Austrália, Outubro 1995.
- MECOZZI, A. **Four-Wave Mixing in Traveling-Wave Semiconductor Amplifiers.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 31(4): 689 – 698, April 1995.
- MUKAI, T. e SAITOH, T. **Detuning Characteristics and Conversion Efficiency of Nealy Degenerate Four-Wave Mixing in a 1.5 - μm Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifier.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 26(5): 865 – 875, May 1990.

MYERS, L. E. **Quasiphase-Matched Optical Parametric Oscillators in Bulk Periodically Poled LiNbO₃**. *J. Opt. Soc. Amer. B*, 12(11): 2102 – 2116, November 1995.

NAKAJIMA, H. e FREY, R. **Collinear Nearly Degenerate Four-Wave Mixing in Intracavity Amplifying Media**. *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-22 (8): 1349-1354, August 1986.

OLSSON, N. A. e AGRAWAL, G. P. **Spectral Shift and Distorsion due to Self-Phase Modulation of Picosecond Pulses in 1.5 μm Optical Amplifiers**. *Appl. Phys. Lett.*, 55(1): 13 – 15, July 1989.

PAN, X. e KOCH, T. L. **Intensity noise characteristics of a Mach-Zehnder Wavelength Converter**. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 7(11): 1276, November 1995.

PAN, X., WEISENFELD, J. M., PERINO, J. S., KOCH, T. L., RAYBON, G., KOREN, U., CHIEN, M., YOUNG, M., MILLER, B. I. e BURRUS, C. A. **Dynamic Operation of a Three-Port, Integrated Mach-Zehnder Wavelength Converter**. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 7(9): 995, September 1995.

RATOVELOMANANA, F., VODJDANI, N., ENARD, A., GLASTRE, G., RONDI, D., BLONDEAU, R., JOERGENSEN, C., DURHUUS, T., MIKKELSEN, B., STUBKJAER, K. E., JOURDAN, A. e SOULAGE, G. **An All-Optical Wavelength Converter with Semiconductor Optical Amplifiers Monolithically Integrated in an Asymmetric Passive Mach-Zehnder Interferometer**. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 7(10): 992, October 1995.

SALEH, B.E.A. **Fundamentals of Photonics**. J.W Goodman, 1991.

SANDE, J.C.G. **Phase-Matching Engineering in Birefringent AlGaAs Waveguides for Difference Frequency Generation**. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 20(4): 651 – 660, April 2002.

SHEN, Y.R. **Basic Consideration of Four-Wave Mixing and Dynamic Gratings**. *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-22 (8): 1196-1203, August 1986.

- STORKFELT, N. e MIKKELSEN, B. **Measurement of Carrier Lifetime and Linewidth Enhancement Factor for 1.5 μm Ridge – Waveguide Laser Amplifier.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 3 (7): 632 – 634, July 1991.
- SU, C. B. e LANZISERA, V. A. **Ultra – High Speed Modulation of 1.3 μm InGaAsP Semiconductor Lasers.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 22(9): 1568 – 1578, September 1986.
- SUHARA, T. **Theoretical Analysis of Waveguide Second-Harmonic Generation Phase Matched with Uniform and Chirped Gratings.** *IEEE J. Quantum. Electron.*, 26(7): 1265 – 1270, July 1990.
- SUMMERFIELD, M. A. e TUCKER, R. S. **Noise Figure and Conversion Efficiency of Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers.** *IEEE Electron. Lett.*, 31(14): 1159-1160, July 1995.
- TATHAM, M. C., SHERLOCK, G. e WESBROOK, L. D. **20-nm Optical Wavelength Conversion Using Nondegenerate Four-Wave Mixing.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 5 (11): 1303-1306, November 1993.
- TIEMEIJER, L. F. **Effects of Nonlinear Gain on Four-Wave Mixing and Asymmetric Gain Saturation in a Semiconductor Laser Amplifier.** *Appl. Phys. Lett.*, 59(5): 499-501, July 1991.
- USKOV, A., MORK, J. **Wave Mixing in Semiconductor Laser Amplifier Due to Carrier Heating and Spectral-Hole Burning.** *IEEE J. Quantum Electron.*, 30(8): 1769-781, August 1994.
- VALIENTE, I., SIMON, J. C e LE LIGNE, M. **Theoretical Analysis of Semiconductor Optical Amplifier Wavelength Shifter.** *Electron. Lett.*, 29 (5): 502 – 503, March 1993.
- WIESENFELD, J. M. e PERINO. **Wavelength Conversion 10 Gbit/s Using a Semiconductor Optical Amplifier.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 5(11): 1300 – 1303, November 1993.
- YOO, S. J. B. **Wavelength Conversion Technologies for WDM Network Applications.** *J. Lightwave Technol.*, 14(6): 955 – 966, June 1996.

ZHOU, J., PARK, N. **Efficiency of Broadband Four-Wave Mixing Wavelength Conversion Using Semiconductor Traveling-Wave Amplifiers.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 6(1): 50-52, January 1994.

ZHOU, J., PARK, N., DAWSON, J. W., VAHALA, K. J., NEWKIRK, M. A., KOREN, U. e MILLER, B. I. **Highly Nondegenerate Four-Wave Mixing and Gain Nonlinearity in a strained Multiple-Quantum-Well Optical Amplifier.** *Appl. Phys. Lett.*, 62(19): 2301-2303, May 1993.

ZHOU, J., PARK, N., VAHALA, K. J., NEWKIRK, M. A. e MILLER, B. I. **Four-Wave Mixing Wavelength Conversion Efficiency in Semiconductor Travelling-Wave Amplifiers Measured to 65 nm of Wavelength shift.** *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 6(8): 984-987, August 1994.